

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Жагловська

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО
ВИПРОМІНЮВАННЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2016

УДК 621.383; 621.317

ББК 32.854.2

О-72

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 5 від 30.11.2015 р.)

Рецензенти:

К. С. Підченко, доктор технічних наук, професор

В. Ю. Кучерук, доктор технічних наук, професор

Осадчук, В. С.

О-72 Радіовимірювальні мікроелектронні перетворювачі потужності оптичного випромінювання з частотним виходом : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Жагловська. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 168 с.

ISBN 978-966-641-652-3

В монографії проаналізовано сучасний стан оптичних перетворювачів, подано основи побудови мікроелектронних перетворювачів потужності оптичного випромінювання з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. Розглянуто принципи побудови, електричні схеми і експериментальні дослідження основних параметрів мікроелектронних оптичних перетворювачів. Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які займаються проектуванням і розробкою мікроелектронних оптичних перетворювачів, а також на аспірантів та студентів вищих технічних навчальних закладів.

УДК 621.383; 621.317
ББК 32.854.2

ISBN 978-966-641-652-3

© В. Осадчук, О. Осадчук, О. Жагловська, 2016

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП	6
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ОПТИЧНОЇ ПОТУЖНОСТІ	9
1.1 Прилади на основі оптоелектронних багатоелементних перетворювачів оптичного випромінювання	9
1.2 Фотоелектронні сенсори.....	13
1.3 Напівпровідникові прилади для вимірювання оптичної потужності	17
1.4 Прилади на основі частотних перетворювачів оптичного випромінювання	28
1.5 Класифікація приладів для вимірювання оптичної потужності та постановка задач дослідження.....	34
2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ФОТОРЕАКТИВНОГО ЕФЕКТУ У НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ.....	36
2.1 Математична модель фотореактивного ефекту в діодних структурах та сонячних елементах.....	36
2.2 Математична модель фотореактивного ефекту в польових транзисторних структурах.....	45
2.3 Математична модель фотореактивного ефекту в МДН-транзисторних структурах з двостороннім освітленням каналу	54
3 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....	65
3.1 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом	65
3.2. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом	72
3.3. Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами та з кремнієвим сонячним елементом.....	78
3.4. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами та з кремнієвим сонячним елементом.....	84

3.5. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з біполярним, МДН-транзистором та з сонячною батареєю	92
3.6 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з МДН-транзистором з двостороннім освітленням каналу	102
4 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ.....	107
4.1 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та активним індуктивним елементом.....	107
4.2 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та активним індуктивним елементом.....	111
4.3 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами, сонячним елементом та активним індуктивним елементом.....	119
4.4 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з МДН-транзисторами, сонячним елементом та активним індуктивним елементом.....	123
5 МІКРОПРОЦЕСОРНІ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ З ДИСТАНЦІЙНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ РЕЗУЛЬТАТІВ	131
5.1 Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання потужності оптичного випромінювання.....	131
5.2 Розробка передавального та приймального блоків системи вимірювання потужності оптичного випромінювання	133
5.3 Розрахунок похибок приладу для вимірювання потужності оптичного випромінювання.....	145
ЛІТЕРАТУРА	156

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АБ	аккумуляторна батарея
АІЕ	активний індуктивний елемент
БІЗПН	бізмичений перехід з інжекційною нестійкістю
БПОВ	багатоелементні перетворювачі оптичного випромінювання
ВАХ	вольт-амперна характеристика
ЕОМ	електронно-обчислювальна машина
ЕРС	електрорушійна сила
КСБ	кремнієва сонячна батарея
КСЕ	кремнієвий сонячний елемент
МДН	метал–діелектрик–напівпровідник
ОПЗ	область просторового заряду
ОФТ	одноперехідний фототранзистор
ПЗЗ	прилад із зарядовим зв'язком
ФСКС	фотостимульовані коливання струму
ФТ	фототранзистор
ЧГВО	частотний генератор з від'ємним опором

ВСТУП

На сучасному етапі науково-технічного прогресу відбувається стрімкий розвиток аналітичного приладобудування на основі використання досягнень сучасної мікроелектронної технології та елементної бази. Це дає змогу за допомогою нових фізичних явищ і нових принципів реалізації приладів розробляти та створювати сенсори для вимірювання параметрів навколишнього середовища. Однією із актуальних проблем сьогодення є створення радіовимірювальних приладів на основі перетворювачів. Виявляє зацікавленість до цієї галузі й бізнес, який забезпечує інженерно-технічне оформлення ідей, сприяє їхній прикладній реалізації.

Загальна тенденція в розвитку радіовимірювальних приладів на основі перетворювачів, зокрема, оптичних, зумовлена збільшенням вимог точності до них при одночасному ускладненні експлуатаційних умов. Існуюча ситуація обумовлює пошук і розробку нових методів вимірювання, які б дозволили вирішити задачі, що з'являються.

Одну з провідних позицій в науковому світі по розробці приладів на основі первинних перетворювачів займає Україна. Це, насамперед, стало можливим завдяки роботі відомих українських вчених І. М. Богаєнка [1], І. М. Вікуліна [2, 3], З. Ю. Готри [4–7], В. Л. Костенка [8–9], М. Д. Кошового [10], В. В. Кухарчука [11], Я. І. Лепіха, С. В. Ленкова [12, 13], Я. Т. Луцика [14], В. П. Манойлова [15, 16], В. С. Осадчука [17–23], О. В. Осадчука [17, 19–25], В. О. Поджаренка [26], В. О. Романова [27], Г. С. Свєчнікова [28], Б. І. Стадника [14], Ю. О. Скрипника [16, 29], В. М. Шарапова [30, 31], Ю. М. Шварца [32, 33], а також закордонних вчених Ж. Аша [34], А. І. Бутурліна [35], В. І. Бусуріна [36], Г. Виглеба [37], А. І. Галушкова [38], Ф. Д. Касімова [39, 40], Д. Легмана [41], П. В. Новицького [42], Ю. А. Полякова [43], В. І. Стафєєва [2, 3], Ю. О. Чаплигіна [44] та інших.

На даний час розвиток мікроелектроніки і перспективи наноелектроніки сприяють проведенню широкомасштабних наукових досліджень на основі нових принципів побудови, нових функціональних, в тому числі наноструктурованих матеріалів з використанням нових фізичних, хімічних ефектів для створення мікроелектронних сенсорів нового покоління. Це питання досліджується в багатьох наукових центрах України, зокрема, в НТУУ «Київський політехнічний інститут» (м. Київ), Інституті Кібернетики НАН України (м. Київ), Інституті теплофізики НАН України (м. Київ), Київському національному університеті імені Тараса Шевченка (м. Київ), Інституті фізики напів-

провідників НАН України (м. Київ), Інституті метрології (м. Харків), Національному технічному університеті «Львівська політехніка» (м. Львів), Харківському національному технічному університеті (м. Харків), Одеському національному університеті ім. І. І. Мечникова (м. Одеса), ВАТ «Український науково-дослідний інститут аналітичного приладобудування» (м. Київ), Державному науково-дослідному інституті індикаторних приладів Міністерства промислової політики України (м. Вінниця), Вінницькому національному технічному університеті (м. Вінниця).

Подальші наукові дослідження цього напрямку розвинуті в науковій школі Вінницького національного технічного університету, а саме: дослідження теоретичних основ реактивних властивостей і від'ємного опору у напівпровідникових приладах подано у монографіях проф. В. С. Осадчука [17–23], розвиток теорії від'ємного опору і оцінки ефективності пристроїв з його використанням розглянуто в працях М. А. Філінюка [45–47], розробка теорії мікроелектронних частотних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором і її використання подано у працях проф. О. В. Осадчука [17, 19–23].

Одним з ключових факторів у досягненні високої якості продукції та забезпеченні автоматизації технологічних процесів є оперативний контроль їх параметрів. Розвиток контрольно-вимірювальних систем, основою яких є сенсори, насамперед обумовлений швидким розвитком науково-технічного прогресу, а також удосконаленням технологій мікроелектроніки. Вдосконалення систем автоматичного контролю і управління різними об'єктами, процесами в більшості визначається досягненням в області радіовимірювальних приладів на основі перетворювачів. На даний час виникла проблема перетворення сонячної енергії в енергію електричного поля, яку потрібно передавати на відстань. Важливим питанням є сприймання, обробка, зберігання і передача вимірних даних в інформаційні центри, які можуть бути віддаленими (іноді на великі відстані) від об'єкта вимірювання. Зокрема, це стосується метеорологічних вимірювань (сонячна радіація, інтенсивність УФ променів). Ефективно вирішити таку задачу можна за допомогою приладів для вимірювання оптичної потужності, до яких висуваються жорсткі вимоги: вони повинні бути економічними, забезпечувати низьке енергоспоживання, мати мінімальні габарити і вагу, бути сумісними з сучасними ЕОМ, забезпечувати високу точність та чутливість вимірювання. Існуючі сенсори оптичної потужності не відповідають цим вимогам в повному обсязі, а саме, є низькочутливими. Так, чутливість подібних приладів варіює від $2 \cdot 10^{-7}$ В/мкВт/см² (Climartonics Co., USA) до $1,67 \cdot 10^{-5}$ В/мкВт/см² (Davis Instruments, USA), що недостатньо при подальшій обробці інформаційного сигнала

лу. Тому виникає задача підвищення чутливості вимірювання оптичної потужності. Значного підвищення чутливості можна досягнути шляхом перетворення інформативного сигналу в частотний.

Одним із перспективних наукових напрямів в розробці приладів на основі оптичних перетворювачів є використання залежності реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором від дії оптичного випромінювання і створення на цій основі частотних перетворювачів оптичного випромінювання, що дозволяє значно підвищити чутливість запропонованих приладів. З другого боку, це дає можливість виготовляти фоточутливі перетворювачі у відповідності з мікроелектронною технологією, для підвищення їх точності, надійності і швидкодії. Крім того, об'єднання на одному кристалі вимірювального перетворювача сумісно з схемами обробки інформації дозволить створити «інтелектуальний» сенсор. Використання частоти, як інформативного параметра, характеризується підвищеною завадостійкістю передачі інформації, простотою і значною точністю перетворення в цифровий код, можливістю бездротової передачі на відстань, зручністю при комутації в багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах.

Тому, стає очевидною необхідність розробки принципів роботи і теоретичних засад створення радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів у системі вимірювання потужності оптичного випромінювання з дистанційною передачею результатів, а також необхідність розробки схем, конструкцій, експериментального дослідження параметрів, оцінювання їх метрологічних характеристик, розробки мікропроцесорної системи вимірювання величини потужності оптичного випромінювання та впровадження їх у виробництво.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ОПТИЧНОЇ ПОТУЖНОСТІ

Складність задач автоматизації в різних галузях сучасної науки і техніки при керуванні, контролі якості та діагностиці технічних і нетехнічних процесів, що постійно зростає, обумовлює відповідне підвищення рівня вимог до параметрів вимірювальної апаратури, зокрема, первинних вимірювальних перетворювачів, які є складовою частиною вимірювальних приладів [2, 48]. Таким чином, велика потреба сучасної контрольної-вимірювальної техніки в створенні мініатюрних, чутливих інтегральних перетворювачів фізичних величин із параметрами, що задовольняють високий рівень вимог, поряд з умовою ефективного використання матеріальної, технологічної і елементної баз мікроелектроніки, слугує стимулюючим фактором при розробці приладів на основі інтегральних перетворювачів оптичного випромінювання.

Високий ступінь розвитку сучасних контрольної-вимірювальних приладів і систем визначається широким поширенням систем із засобами обчислювальної техніки, використанням мікропроцесорних засобів вимірювань з вбудованими цифровими блоками опрацювання і керування [48, 49, 50]. Конструктивне об'єднання інтегральних первинних вимірювальних перетворювачів з цифровими мікропроцесорними пристроями дозволяє здійснити їх інтелектуалізацію; крім зняття вимірюваної інформації відбувається її практично одночасне опрацювання, фільтрація, стиск і коригування [48, 49].

За таких умов вирішення задачі створення ефективних і надійних сенсорів оптичного випромінювання можливе шляхом застосування нетрадиційних підходів як в процесах реєстрації інформаційних сигналів, так і їх обробленні.

Проблематика цих питань розглядається у цьому розділі.

1.1 Прилади на основі оптоелектронних багатоелементних перетворювачів оптичного випромінювання

Використання приладів на основі оптоелектронних вимірювальних перетворювачів (ОЕВП) в автоматизованих системах управління є однією із істотних тенденцій розвитку сучасних технічних засобів інформатизації [51]. Завдяки унікальним властивостям оптичного випромінювання за допомогою ОЕВП можна розв'язувати багатфункціональні завдання управління з високими характеристиками по точності, швидкодії, надійності, пропускну здатності і практично необ-

меженими можливостями математичної і логічної обробки інформації [52, 53].

Координатні фоторезистори (фотопотенціометри) є тонкоплівковими багатошаровими структурами, які для одержання необхідного функціонального перетворення мають профільований резистивний шар. Довжина чутливого шару фотопотенціометра може досягати декількох десятків міліметрів за роздільної здатності в десятки мікрометрів [54]. Сучасні фотопотенціометри мають недостатню часову і температурну стабільність, хоча є доволі надійними і технологічними. Координатні фотоприймачі, які працюють на поперечному фотоэффекті, називаються диференційними. Вихідний сигнал такого фотоприймача дорівнює різниці сигналів із фоточутливих елементів і пропорційний до зміщення зображення щодо «нульового» положення. До таких фотоприймачів належать секторні чи квадратні фоторезистори і фотодіоди [55]. Загальний недолік розглянутих координатних фотоприймачів полягає у залежності координатної характеристики від розмірів і форми світлового зонда (зображення) і від розподілу освітленості у зонді.

Прилади на основі багатоелементних перетворювачів оптичного випромінювання (БПОВ) характеризуються багатьма параметрами і характеристиками, які застосовуються для описання властивостей одноелементних фотоприймачів. Однак специфіка конструкторського виконання зумовила і низку нових параметрів. Похибки БПОВ зумовлені нерегулярністю розміщення елементів, розкидом чутливості елементів і паразитними міжелементними зв'язками. До найбільш досконалих БПОВ належать пристрої із зарядовим зв'язком (ПЗЗ). Схеми управління ПЗЗ поділяють на дво-, три- і чотиритактні, їх детальний опис наведено в [56].

У роботі [57] наводиться розгляд багатоелементних фотоприймачів на основі фоторезисторів [58]. Можливі структури побудови багатоелементних приймачів на основі фоторезисторів показані на рис. 1.1. За своїми характеристиками і можливостями застосування в апаратурі наведені структури неоднакові. Причина – перехресні зв'язки між чутливими елементами, що проявляються при опитуванні структури. Перехресні зв'язки знижують порогові і погіршують часові характеристики структур.

Спрощена оцінка деяких найбільш перспективних фоторезистивних структур наведена в [59].

Найбільш поширеними матеріалами для отримання фотодіодних БПОВ слугують кремній та германій. За останні роки [60] отримані позитивні результати в розробці фотодіодів і багатоелементних структур на їх основі з застосуванням з'єднань групи $A^{III}B^V$: GaAs, GaAlAs,

InAs, InSb, CdSe, що функціонують при температурі 77–200 К. Отримані фотодіодні БПОВ з високими фотоелектричними параметрами на основі CdHgTe, PbSnTe, PbS, PbSe, PbTe [59].

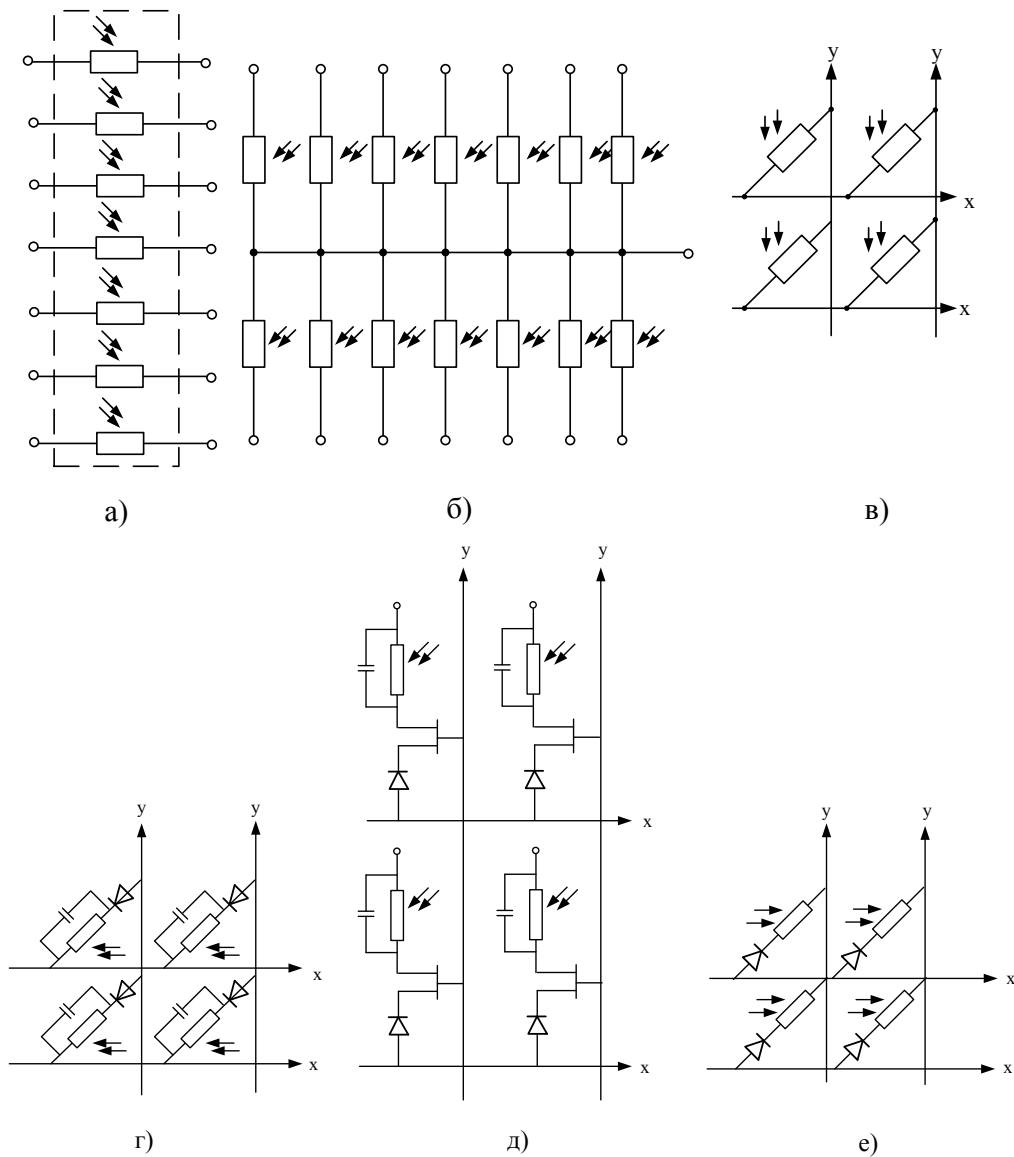


Рисунок 1.1 – Структури побудови фоторезистивних БПОВ

В основному чутливість до потоку випромінювання фотодіодного елемента визначається характеристиками напівпровідникового матеріалу і структурою р-п переходу. Використання фотодіодних елементів в режимі накопичення дозволяє отримати більшу величину електричного сигналу, що виділяється на R_n , в порівнянні з режимом постійного струму. Однак режим накопичення заряду знижує швидкодію БПОВ. Вказана різниця в величині вихідного сигналу призводить до необхідності мати в кожному елементі в режимі постійного струму

при виявленні порогових сигналів малощумові підсилювачі (порядку $0,01 \text{ мкВ} / \text{Гц}^{1/2}$).

Включення фотодіодних елементів в матрицю показано на рис. 1.2а. Найбільший інтерес викликає випадок двох освітлених елементів і опитування неосвітленого елемента, індекс якого збігається з індексом рядка одного із освітлених елементів, а індекс його стовпця – з індексом стовпця другого освітленого елемента.

В теперішній час існують фототранзисторні БПОВ як на основі біполярних, так і на основі уніполярних фототранзисторів. В реальних схемах фототранзисторні елементи можуть підключатись не лише за схемою обірваної бази (рис. 1.3), але і за схемою стабілізації режиму роботи фототранзистора (рис. 1.4).

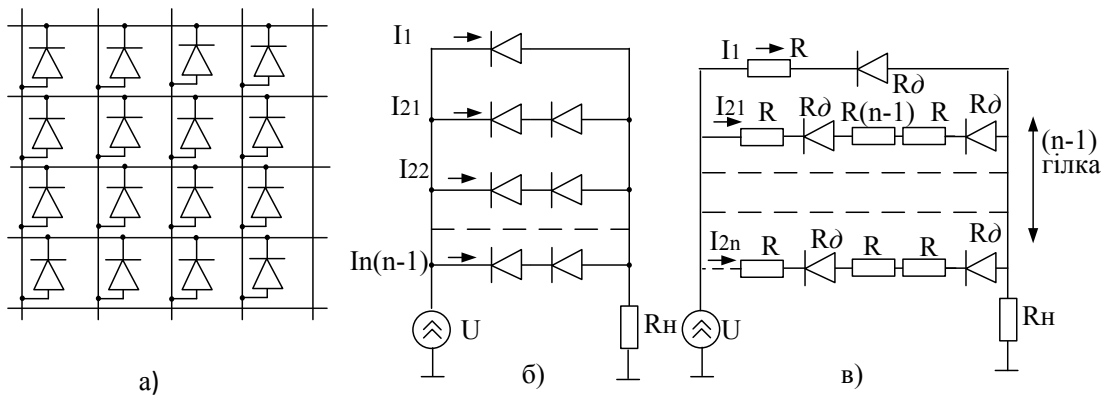


Рисунок 1.2 – Схема включення елементів в матрицю (а), спрощена еквівалентна схема опитування елемента в матриці (б, в)

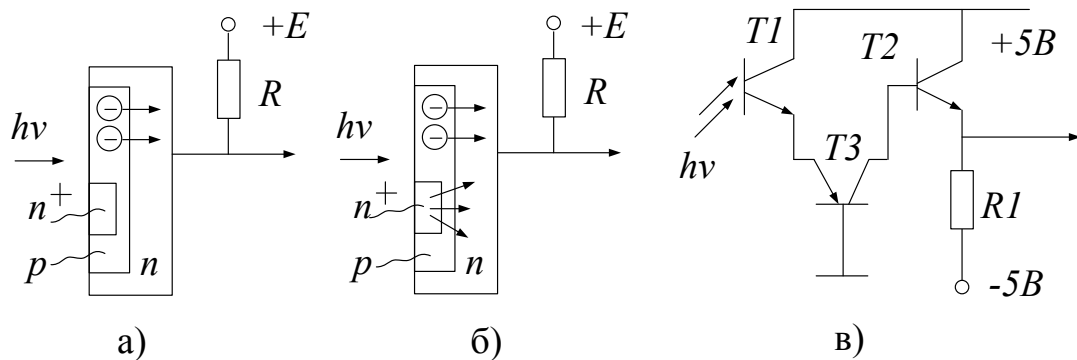


Рисунок 1.3 – Включення елемента за схемою «обірваної бази»:
а) фотодіодний режим; б) фототранзисторний режим;
в) схема з підвищеною швидкодією

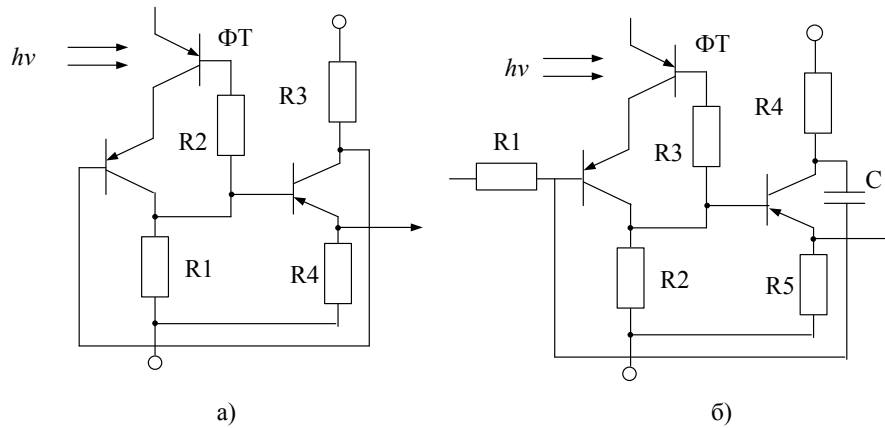


Рисунок 1.4 – Схеми стабілізації режиму роботи фототранзисторного елемента: а) зворотний зв'язок за постійним струмом; б) зворотний зв'язок за змінним струмом

Матеріалами для виготовлення фототранзисторних БПОВ слугують германій, кремній і арсенід галію. Ця обставина обмежує область спектральної чутливості фототранзисторних елементів видимим і ближнім ІЧ-діапазоном спектра. Пояснюється це тим, що до теперішнього часу не вдалось отримати прилад з двома р-п переходами на інших fotocутливих матеріалах, що мають бодай задовільні параметри [57].

Таким чином, фізичні моделі фоторезистивних і фотодіодних елементів БПОВ дозволяють забезпечити виявлення оптичних сигналів у видимому та ближньому ІЧ-діапазоні довжин хвиль. Фізична модель фототранзисторного БПОВ показує, що цей діапазон для такого виду взаємодії дещо звужується.

1.2 Фотоелектронні сенсори

Фотоелектронні сенсори переважно застосовуються у двох напрямках: для безпосереднього детектування випромінювання від різних джерел та в оптико-електронних пристроях з відкритим або закритим каналом. В усіх цих випадках виникає потреба підсилення одержуваних первинних, постійних чи змінних електричних сигналів, часто дуже слабких на фоні різного типу електромагнітних завад. Так, в роботі [61] представлені розробки, метою яких було створення ефективних електронних схем для підсилення слабких електричних сигналів порядку $10^{-8} - 10^{-2} A$ від фотодіодів та фототранзисторів в оптико-електронних пристроях. В якості випромінювачів, використали GaAlAs-світлодіоди та лазери. Фотоприймачами слугували кремнієві фотодіоди та фототранзистори. Результати, одержані під час випробувань цих оптоелектронних сенсорів, довели ефективність спроектованих схемних рішень [61] та придатність використання їх в детекто-

рних системах найрізноманітнішого призначення – від наукових до промислових.

Для фотоелектронних сенсорів в складі комп'ютерних системам пріоритетно застосовувати цифрову схемотехніку, зокрема, для одержання дискретного вихідного сигналу [62]. Так, в роботі [61] представлено принципову схему цифрового фотосенсора із використанням логічних КМОП мікросхем в якості схеми попередньої обробки сигналу з фотоприймача, що доцільно за рахунок їх високої швидкодії, великого вхідного опору та можливості безпосереднього під'єднання до цифрових пристроїв. Структурну схему цього цифрового заводостійкого фотосенсора зображено на рис. 1.5.

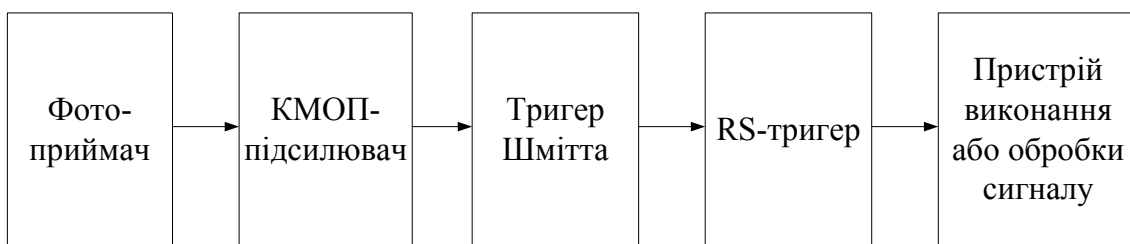


Рисунок 1.5 – Структурна схема цифрового фотосенсора

Введення регульованого тригера Шмітта в схему фотосенсора дозволяє підвищити заводостійкість та точність спрацювання при порівняно тривалих в часі імпульсах сигналу, що у випадку використання дзеркальних відбиваючих растрів відповідає як високим, так і низьким швидкостям їх переміщення (до 3 мм/хв), або ж наявності сильних вібрацій.

Принципова схема з урахуванням запропонованого вище, зображена на рис. 1.6, де в якості фотоприймача використано фототранзистор. У схемі тригер Шмітта реалізований на елементах DD2.1., DD2.2. Величиною опору резисторів R5, R6 можна регулювати петлю гістерезису тригера. RS-тригер утворює елементи DD2.3, DD2.4. Інвертування сигналів, які подаються на входи RS-тригера, здійснюється елементом DD2.2.

В залежності від алгоритму роботи пристрою, з якими використовуватимуть фотосенсор, вихідний сигнал останнього можна знімати з виходів А або В (рис. 1.6). Ширину петлі гістерезиса $\Delta U_{n.e.}$ для конкретних умов використання фотосенсора вираховують з умови

$$\Delta U_{n.e.} = U_1 - U_2 = (U^1 - U^0) \frac{R_6}{R_5},$$

де U_1 – напруга спрацювання тригера Шмітта; U_2 – напруга виключення тригера Шмітта; U^1 – напруга логічної 1 для використаного типу мікросхем; U^0 – напруга логічного 0 для використаного типу мікросхем.

Використання фотосенсорів з відкритим каналом при вимірюванні параметрів світлових сигналів різної форми та часових характеристик, коли потрібно отримати підсилений, точний та неперервний сигнал, обумовлює застосування аналогової схемотехніки, зокрема операційних підсилювачів (ОП) [63].

На рис. 1.7 зображена схема підсилювача сигналу фотодіода, що являє собою перетворювач струм-напруга, де лінійність вихідної напруги забезпечується за допомогою резистора R1 в колі зворотного зв'язку операційного підсилювача.

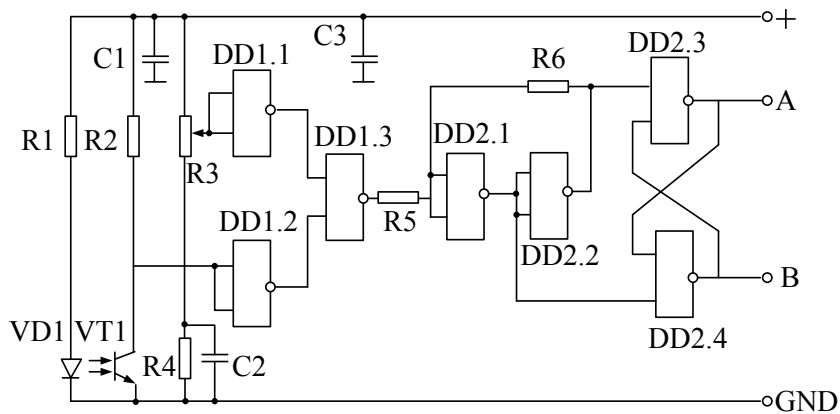


Рисунок 1.6 – Принципова схема цифрового фотосенсора

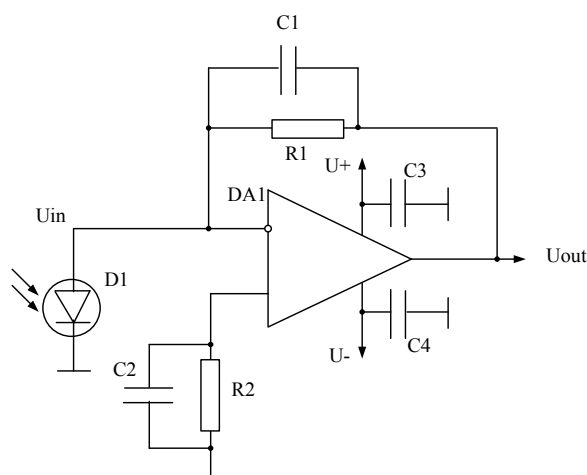


Рисунок 1.7 – Принципова схема підсилювача сигналу з фотодіода

VD1 працює у фотогальванічному режимі. Особливість цього режиму – значно нижча залежність фотоструму діода від температури [64]. Для зменшення перехідних процесів за рахунок ємності фотоприймача застосовано конденсатор С1.

Вихідний сигнал цієї схеми визначається як

$$U_{out} = -I_d(R1 + R2) = -AE_d(R1 + R2) = -e_d K_y,$$

де $-I_d = -AE_d$ – струм, який генерує фотодіод в фотогальванічному режимі; A – коефіцієнт перетворення фотодіода; E_d – освітленість фотодіода; e_d – фото ЕРС діода; K_y – коефіцієнт підсилення схеми.

Коли фотосенсор використовується в умовах широкодіапазонної зміни освітленості, доцільно використовувати логарифмічні підсилювачі [61].

Схема логарифмічного підсилювача фотосенсора зображена на рис. 1.8. Вихідний сигнал визначається як

$$U_{out} = \frac{\Delta\psi \ln I_d}{I_0},$$

де $\Delta\psi$ – різниця потенціалів переходу база–емітер транзистора VT1.1; I_0 – темновий струм транзистора VT1.1.

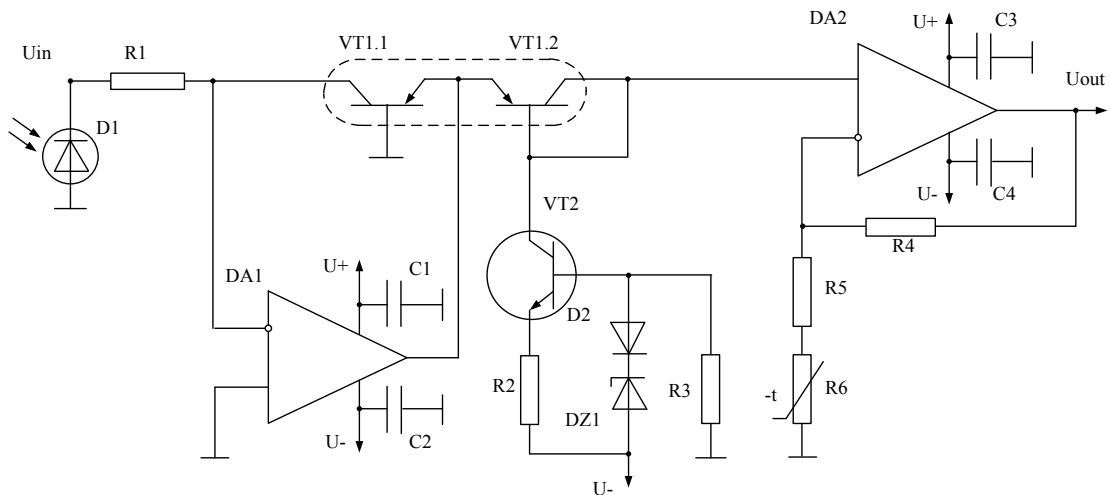


Рисунок 1.8 – Принципова схема логарифмічного підсилювача фотосигналу

Останнім часом у більшості оптронів фотоприймачами є фотодіоди. Але при великих електромагнітних завадах мають перевагу фото-

транзистори, за рахунок власного внутрішнього коефіцієнта підсилення. Оскільки швидкодія фототранзистора визначається процесами перезарядки колекторно-емітерної ємності [64], то для збільшення смуги пропускання необхідно зменшувати опір навантаження фототранзистора. Реалізація цієї умови найефективніше виконується при застосуванні ОП [65].

Таким чином, з вищесказаного випливає, що при використанні приймачів оптичного випромінювання в умовах високих електромагнітних завад виникає необхідність у створенні пристроїв підсилення слабких електричних сигналів від фотодіодів та фототранзисторів.

1.3 Напівпровідникові прилади для вимірювання оптичної потужності

Як відомо, напівпровідники мають високу чутливість до оптичного впливу [2, 18]. В роботі [66] розглянуті фоточутливі прилади з інжекційним підсиленням фотоструму. Експериментальні дослідження показали, що чутливість інжекційних фотоприймачів до освітленості набагато вища, ніж у безінжекційних, тому такі фотоперетворювачі мають хороші порогові характеристики.

В сенсорі потужності оптичного випромінювання [67] з метою підвищення термостабільності джерело струму виконане у вигляді двох резисторів та двох польових і одного біполярного транзистора. Така схема дозволяє керувати струмом через фоторезистор, при чому як в сторону збільшення, так і в сторону зменшення. При зміні температури напруга на фоторезисторі зменшується. Однак, враховуючи дію каналу корекції і те, що його приріст протилежні основному каналу, струм через фоторезистор збільшується і напруга залишається тієї ж величини. Температурна компенсація не буде повною, бо зміни будуть близькими, але не зовсім ідентичними навіть для однакових типів фоторезисторів.

Незмінно актуальною задачею при розробці нових напівпровідникових приладів для вимірювання оптичної потужності є забезпечення високих значень порогової чутливості [68]. Існують декілька вирішень цієї задачі, серед яких використання вихідного напівпровідникового матеріалу з максимально високим початковим часом життя неосновних носіїв заряду, оптимізація конструкції приладу і технології його виготовлення. Підвищення виявленої здатності фотоприймача може бути досягнуто також за допомогою пригнічення власного теплового випромінювання чутливого елемента і деталей приладу, що межують з ним [69–72]. Це досягається охолодженням приймача до

температури, при якій величина шуму суттєво зменшується. Крім того, охолодження малих за площею фоточутливих елементів з малою теплоємністю дозволяє попередити надмірний їхній нагрів під дією інтенсивного і тривалого опромінення [73].

В [74] пропонується отримати спрощення конструкції і зменшити час виходу напівпровідникового термостатованого фотоприймача на робочу температуру охолодження за допомогою об'єднання ТЕМ і кристала фотодіода в один прилад, в якому на зворотній стороні кристала фотодіода формується шар діелектрика з електрокомутаційними доріжками, до яких приєднані гілки термоелектричного модуля. Такий прилад дозволяє управляти часом виходу на режим охолодження термоелектричного модуля за рахунок того, що цей час залежить від товщини комутаційного шару, який в цьому випадку виконується у вигляді шару діелектрика на зворотній стороні фотоприймача.

Запропоноване технічне рішення [74] було покладено в основу створення іншої розробки, а саме – термостабілізованого кремнієвого р-і-п фотодіода зі стабілізованими значеннями густини струму шуму в діапазоні температур 20–85 °С [68]. На рис. 1.9 наведено схематичне зображення запропонованого термостатованого р-і-п фотодіода. На тильній стороні кристала фотодіода 5 розташований діелектричний шар 7, на якому сформовані електрокомутаційні доріжки 4. До них приєднані гілки термоелектричного модуля 3, які з'єднані з електрокомутаційними доріжками 11 теплопоглинаючою керамічною пластиною модуля 10, з'єднаною з цоколем приладу 12, що здійснює функцію тепловідводу. За допомогою мідно-лудних 9 і золотих 8 провідників термоелектричний модуль і фотоприймач з'єднуються з виводами приладу 1. Зібраний на цоколі прилад герметизується кришкою 2 зі скляним вхідним вікном 6.

Цей напівпровідниковий термостатований фотоприймач працює таким чином. Знаходячись в робочому режимі при зміщенні на р-п переході близько 130 В при 85 °С, він розігрівається. При відсутності спеціального охолодження його темновий струм і величина густини струму шуму збільшуються, що призводить до погіршення порогових характеристик. При включенні термоелектричного модуля через його гілки протікає електричний струм, що викликає зниження температури холодної грані модуля і зниження температури кристала фотодіода, який розташований на цій грані модуля. Завдяки малій товщині діелектричного шару на зворотній стороні фотоприймача зміна температури на ньому проходить швидко, практично одночасно з охолодженням холодних спайв модуля.

тики. Резонансний тунельний діод (RTD) виступає в якості керуючого елемента по відношенню до напівпровідникового лазера. Це є новим альтернативним вирішенням в порівнянні з традиційними схемами, заснованими на транзисторному управлінні. RTD працює як керований напругою перемикач для лазера і спричиняє те, що прилад (RTD-LD) стає електрично бістабільним, роблячи його особливо придатним для цифрової модуляції «без повернення до нуля».

Концепція прямої інтеграції подана в роботі [79]. Інтегровані прилади розглядаються для формування простих приладів, що створюють нові функції. Головними приладами в оптичному зв'язку є напівпровідниковий лазер, оптичне волокно, фотодатчик. В цій роботі показаний шлях реалізації приладів для вимірювання оптичної потужності, чиї функції максимально наближені до транзистора. Вертикальна інтеграція має перевагу для обробки оптичного сигналу: вхідні світлові сигнали, що падають на одну сторону підкладки, виходять з іншої сторони підкладки. Інтегрований прилад, що складається з лавинного фотодіода і світловипромінювального діода, показує «антистоксове» перетворення оптичної довжини хвилі. Інтегрований прилад на основі фототранзистора з гетеропереходом і світловипромінювального діода показує перетворення довжини хвилі з інфрачервоного до видимого діапазону з підсиленням оптичної потужності. Коли додатний оптичний зворотний зв'язок сильно впливає на роботу приладу, виникає негативна диференціальна характеристика в вольт-амперній залежності. Функція оптичної бістабільності і автогенерації є можливим.

Двосторонні сонячні елементи, тобто прилади, які можуть приймати сонячне світло від обох поверхонь і перетворювати його ефективно в електричну потужність, були винайдені ще в 1960 р. Робота [80] відстежує перші кроки двосторонніх сонячних елементів в історії кремнієвих сонячних елементів і описує як їхній дизайн еволюціонував: від приладів з подвійним р-п переходом до приладів з одним р-п переходом, і від польової до діелектричної зовнішньої пасивації. Двосторонні елементи сприяли успіху конструкції кремнієвого сонячного елемента завдяки вирішенню двох сумнівних проблем: уникнення рекомбінації на поверхні, віддаленій від р-п переходу, і забезпечення ефективного перенесення носіїв через товщину кристалічної пластини. Ці проблеми є характерними для сьогоденних вискоефективних приладів. Японський дослідник Морі запропонував в 1960 році перший підхід до створення двосторонніх сонячних елементів, а саме: створення збираючого р-п переходу на кожній поверхні кремнієвої підкладки, формуючи, таким чином, p^+np^+ структуру. Двосторонні елементи знаходять своє найбільш важливе застосування в двосторон-

ніх плоских пластинчатих PV модулях, які можуть виробляти суттєво збільшену вихідну потужність завдяки вбирній відбивній здатності.

Широко поширене використання вбудованої інтегрованої фотоелектроніки з'являється в результаті зниження фотоелектричних виробничих затрат. Проте виникає необхідність в інформації та інструментах аналізу для оцінювання достоїнств інтегрованої сонячної фотоелектричної продукції. В роботі [81] описуються засоби, які вирішують цю проблему. Засоби включають фотоелектричне випробувальне обладнання для мобільного моніторингу, вбудований інтегрований фотоелектричний «випробувальний стенд», зовнішній стенд для випробувань на довговічність, і метеорологічну станцію. Всі ці заходи, за словами авторів, дадуть змогу отримати експериментальні дані, які будуть використовуватися для порівняння з теоретичними розрахунками.

Перетворення світла в електричний сигнал через квантові процеси залежить від люмінесцентних властивостей використовуваних матеріалів. Випромінювальна рекомбінація в матеріалі прямо пов'язана з вихідними параметрами приладу, такими як, вольт-амперні характеристики. В роботі [82] говориться про можливість використання та про оптичні властивості матеріалів, таких як, Si, GaAs, FeS₂ і органічні барвники, в якості матеріалів для сонячних елементів. Дискусія в роботі є продовженням люмінесцентної моделі для розуміння світловипромінювальних діодів (LED). Результати роботи можуть застосовуватись для вивчення теплових перетворювачів, оптоелектронних приладів, таких як, лазери, світловипромінювальні діоди. Автори кажуть, що з максимально тонким поглиначем можна досягти малих рекомбінаційних потоків і вищих напруг в сонячних елементах і детекторах. Використання концепції фотолюмінесценції при вивченні сонячної енергії може привести до яскравого майбутнього для цього джерела енергії.

В роботі [83] розглядається фотоприймальний прилад (рис. 1.10), який містить джерело напруги 1, яке через диференційний регулятор 2 підключено до двох освітлювачів 3 і 4, які розташовані відповідно біля фотоприймачів 5 і 6, середню точку яких підключено до виходу джерела струму 7, а другі кінці фотоприймачів підключено до входів приймачів струму 8 і 9, між виходами яких ввімкнено вольтметр 10, а фотопотік Φ , який вимірюється, спрямовано до одного з фотоприймачів, наприклад, 6.

Фотоприймальний прилад працює таким чином. Джерело напруги 1 через диференційний регулятор 2 живить освітлювачі 3 і 4, які освітлюють фотоприймачі 5 і 6. Джерело струму 7 генерує незмінний струм I_0 , який розгалужується на два струми I_1 та I_2 , причому завжди

$I_0 = I_1 + I_2 = \text{const}$. Регулятором 2 забезпечується рівність струмів $I_1 = I_2$.

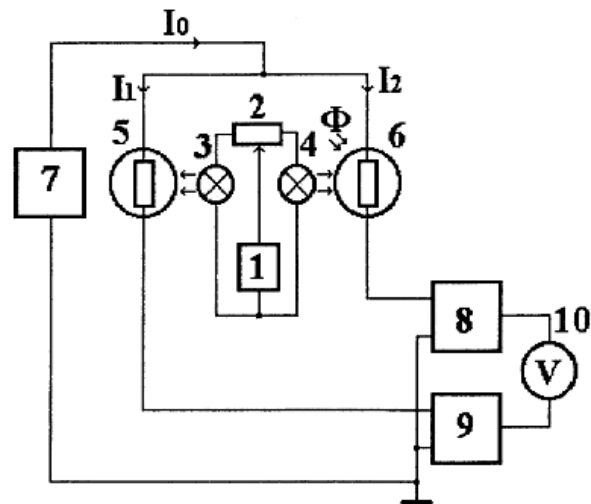


Рисунок 1.10 – Фотоприймальний прилад

Тому вихідні напруги перетворювачів 8 і 9 однакові і показання електровимірювального приладу 10 при відсутності фотопотоку Φ дорівнює нулю. При наявності фотопотоку Φ , що вимірюється, фотоприймач 6 освітлено додатково. Тому його опір менший, ніж фотоприймача 5. Через це струм I_3 збільшується, а I_4 на стільки ж зменшується, бо $I_1 + I_2 = \text{const}$. Тоді вихідна напруга приймача 8 зростає, а приймача 9 – падає. Так виникає показання приладу 10, яке пропорційне фотопотоку, що вимірюється.

Інший фоточутливий прилад [84], що містить два електроди, між якими знаходиться світлочутливий шар, відрізняється тим, що як світлочутливий шар використовують діелектрик чи напівпровідник або суміші цих матеріалів, які змінюють свою діелектричну проникність під дією оптичного випромінювання.

У цьому приладі під дією світлового потоку відбувається зміна поляризації світлочутливого шару, що приводить до зміни діелектричної проникності. Ємність приладу залежить від діелектричної проникності діелектрика, що залежить від величини світлового потоку. У випадку, якщо цей прилад містить світлочутливий шар у вигляді суміші діелектрика і напівпровідника, ефект збільшення чутливості відбувається за рахунок зміни сумарної діелектричної проникності матеріалів всіх компонентів під дією світлового потоку. Для зміни поляризації матеріалу необхідні менші інтенсивності падаючого світлового потоку, в порівнянні з реєструючою концентрацією носіїв зарядів, що

виникли внаслідок фотоефекту. Це дозволяє збільшити чутливість до світлових потоків з низькою інтенсивністю.

Конструкція запропонованого приладу показана на рис. 1.11. Між двома скляними пластинами 1 з нанесеним прозорим струмопровідним шаром 2 поміщений світлочутливий матеріал 3. До струмопровідних шарів пластин прикріплені контакти 4, до яких підключені провідники, по яких подається до відповідного приладу сигнал зміни ємності при попаданні світла через отвір у непрозорій пластині 5, що обмежує потік світла.

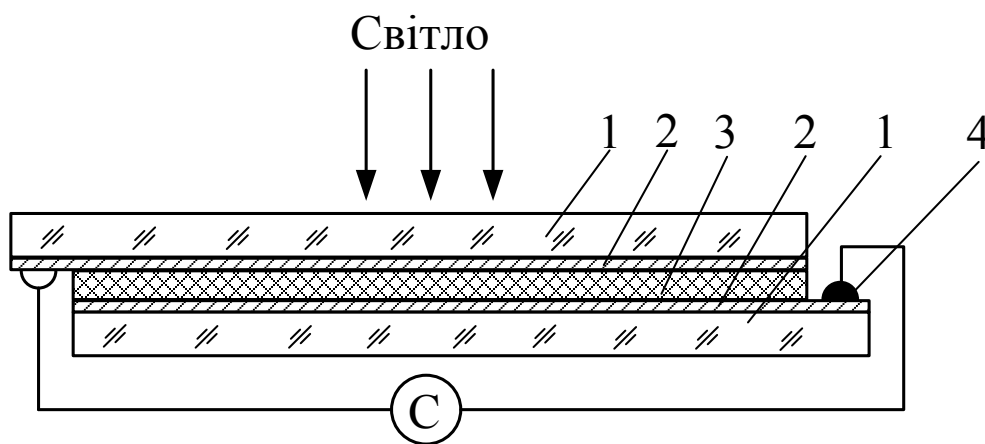


Рисунок 1.11 – Фоточутливий прилад

В роботі [85] представлений прилад для вимірювання оптичної потужності на основі напівпровідникового перетворювача оптичного випромінювання, в якому управління оптичними характеристиками випромінювання здійснюється електричним полем р-п переходів. Для цього напівпровідниковий перетворювач оптичного випромінювання виконують у вигляді напівпровідникової пластини з каналами, які нахилені до площини напівпровідникової пластини і які перетинаються один з одним, в яких розміщуються один або декілька оптичних елементів. Р-п переходи, які виходять на бокову поверхню каналу, дозволяють при їхньому зворотному зміщенні отримувати електричне поле, що діє на оптичні елементи, що розташовані в каналі, і змінювати оптичні характеристики випромінювання, яке передається по світловодах. Варіюючи конфігурацію р-п переходів, геометрію каналів і світловодів, матеріал оптичних елементів, можна створювати: перетворювачі електричного сигналу в оптичний і оптичного сигналу в електричний, модулятори оптичного випромінювання, датчики для реєстрації концентрації газу, іонізуючих випромінювань та інших фізичних впливів.

Для перетворення оптичного сигналу в електричний сигнал оптичний елемент і/або світловод виконують таким чином, що світло, яке проходить по них, перевипромінюється в область виходу р-п переходу на поверхню каналу. З цією метою оптичний елемент виконують дзеркальним, а світловод виготовляють з термічно витягнутого оптичного волокна. При освітленні р-п переходу модульованим оптичним випромінюванням змінюються зворотний струм і ємність р-п переходу. В цьому випадку здійснюється перетворення оптичного сигналу в електричний. Конструкція запропонованого пристрою показана на рис. 1.12а) частина напівпровідникової структури з р-п переходом, оптичним елементом і світловодом; б) канал, що розгалужується; в) канал, оптично зв'язаний з двома світловодами; г) планарні р-п переходи, що виходять на поверхню розгалужених каналів; 1 – плоский р-п перехід; 2 – оптичний елемент; 3 – світловод; 4 – планарний р-п перехід.

Прилад [85] функціонує таким чином. Поляризоване оптичне випромінювання проходить через світловод 3 і оптичний елемент 2 (рис. 1.12а).

Якщо оптичний елемент виконати із електрооптичного матеріалу, наприклад, сегнетоелектрика, то коефіцієнти заломлення по осях кристала будуть змінюватися в залежності від напруженості електричного поля в каналі. Для створення заданої напруженості електричного поля використовується р-п перехід 1, зміщений у зворотному напрямі. Якщо прикладена до р-п переходу напруга складається з постійної напруги зміщення і змінної модульованої напруги, то модульована інтенсивність світла буде пропорційна напрузі модуляції.

До напівпровідникової електроніки можна віднести фотоприймальний прилад [86], який може бути використаний при створенні атмосферних оптичних ліній зв'язку, зокрема при створенні лазерних систем телеорієнтації рухомих об'єктів (керованих ракет). Прилад (рис. 1.13) працює таким чином. При попаданні на фотодіод 1 лазерного імпульсу на опорі навантаження 2 виділяється імпульс фотоструму у вигляді імпульсу напруги від'ємної полярності.

Підсилений керованим попереднім підсилювачем 3 імпульсний сигнал проходить керований дільник 4, підсилюється підсилювачем напруги 5 і далі надходить на детектор сигналу 8, на неінвертуючий вхід додаткового підсилювача 6, на вхід амплітудного детектора сигналу 10 і на неінвертуючий вхід детекторного компаратора 11, на який додатково подають постійну напругу початкового зміщення $U_{см1}$ (теплове зміщення) від його джерела опорної напруги. Імпульси з виходу

додаткового підсилювача 6 надходять на вхід детектора шуму 7. Напруга з виходів детектора шуму 7 і детектора сигналу 8 надходять на два інвертуючих входи двохходового інтегратора 9, на неінвертуючий вхід якого подається напруга зміщення $U_{см2}$ від його джерела опорної напруги.

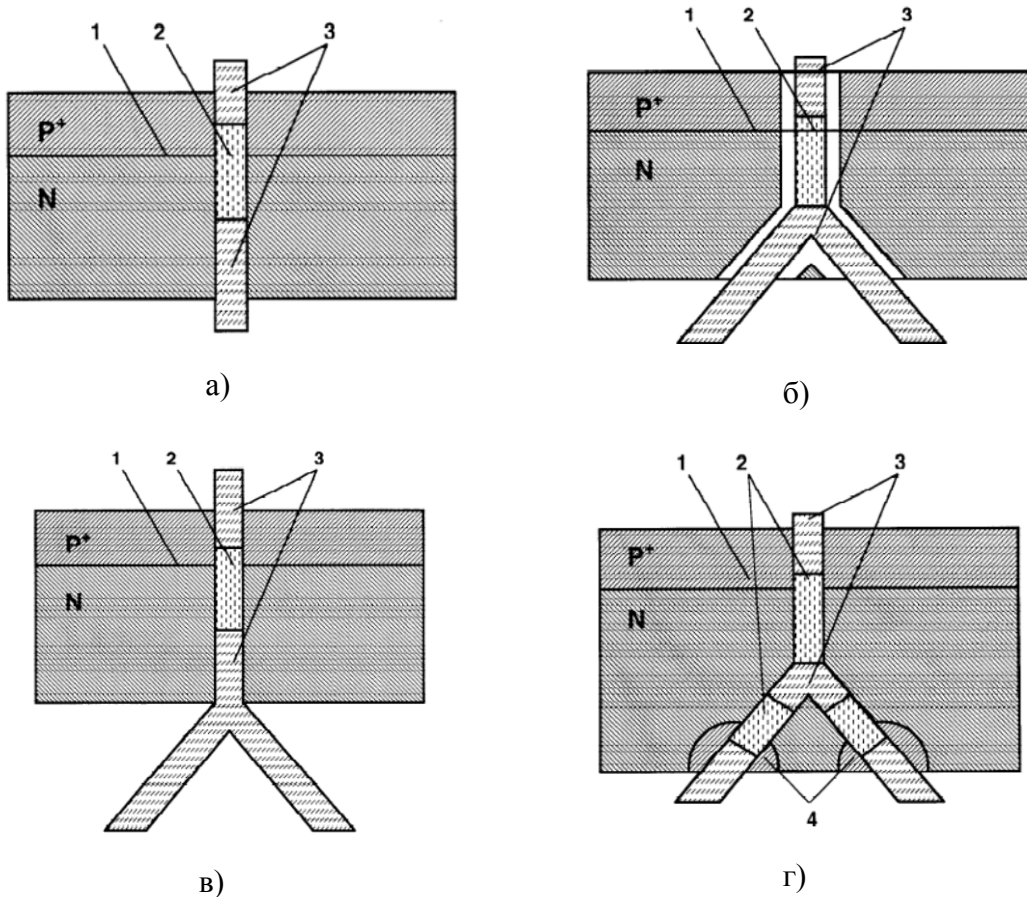


Рисунок 1.12 – Прилад на основі напівпровідникового перетворювача оптичного випромінювання

Вихідна напруга двохходового інтегратора 9 надходить на вхід управління керованого попереднього підсилювача 3, забезпечуючи постійний рівень шуму в умовах зміни зовнішньої освітленості і стабілізуючи амплітуду сигналу на виході підсилювача напруги 5 при зміні інтенсивності вхідних лазерних імпульсів. Вихідна напруга амплітудного детектора сигналу 10 надходить на вхід керування керованого дільника 4 і забезпечує при сильному опроміненні вхідної апертури ФПП лазерними імпульсами стабілізацію амплітуди сигналу на виході підсилювача напруги 5. Вона ж надходить на інвертуючий вхід компаратора 11 і забезпечує зміну порога компаратора 11 у відповідності зі зміною амплітуди приймального сигналу.

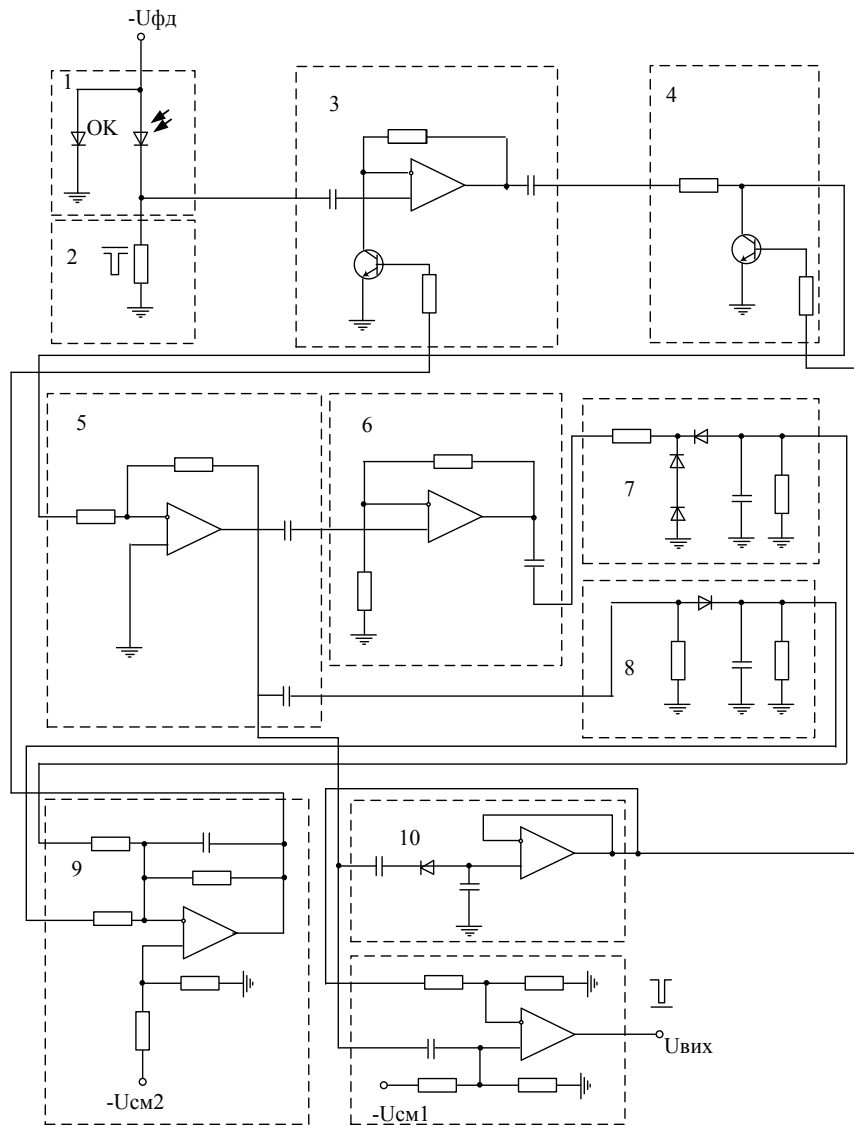


Рисунок 1.13 – Фотоприймальний прилад

Успіхи гетероепітаксіальної технології ефективно втілені в наступній розробці [87]. Фотоприймальний прилад містить принаймні один фоточутливий елемент, що являє собою багат шарову напівпровідникову гетероепітаксіальну структуру на основі трикомпонентного твердого розчину $CdHgTe$, що складається з робочого шару постійного складу, який відповідає області чутливості приладу, розміщеного між двома варізонними шарами того ж напівпровідникового матеріалу. Також цей прилад містить мультиплексор, який забезпечує зчитування і обробку сигналу фоточутливого елемента, і інтерфейс, що виконаний у вигляді інтегральної схеми, яка керує мультиплексором і вирівнює канали підсилення і перетворення мультиплексора. При цьому фоточутливий елемент і мультиплексор розміщені в вакуумній камері навпроти входного вікна в безпосередній близькості від холод-

ного пальця газової криогенної машини, контакти до фоточутливого елемента виконані у вигляді індієвих стовпців і з'єднані з відповідними індієвими стовпцями мультиплексора, а інтерфейс розміщений в теплій зоні. Прилад дає такий технічний результат: зниження струму зміщення одного пікселя приблизно в 10–50 разів, підвищення вольтової чутливості.

На рис. 1.14 представлена структура фотоприймального приладу, де 1 – холодна діафрагма; 2 – підкладка, яка може бути виконана із GaAs; 3 – буферний шар – із CdZnTe; 4 – нижній варізонний шар; 5 – робочий шар; 6 – верхній варізонний шар; 7 – широкозонний шар постійного складу; 8 – просвітлююче покриття; 9 – індієвий стовпець, контакт до фоточутливого елемента; 10 – індієвий стовпець, контакт до мультиплексора; 11 – кремнієвий мультиплексор; 12 – палець газової криогенної машини; 13 – індієвий контакт; 14 – вікно діафрагми.

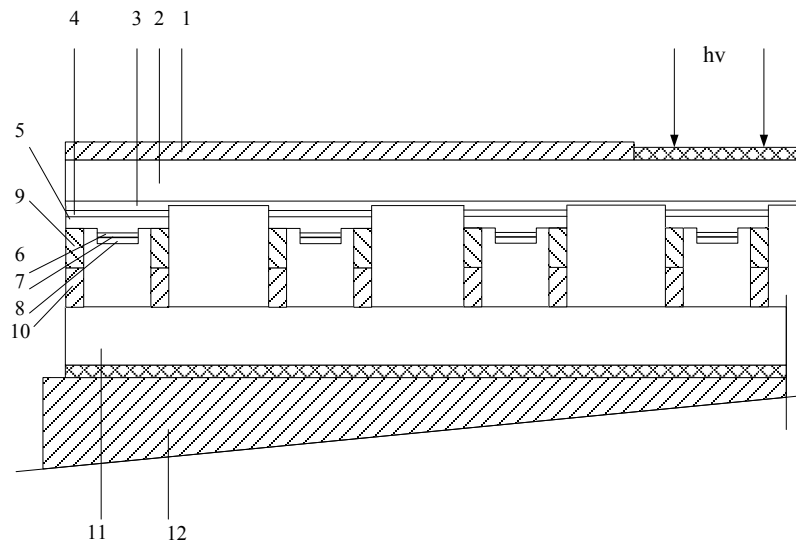


Рисунок 1.14 – Фотоприймальний прилад на основі багатошарової напівпровідникової структури

Найбільш суттєві результати у вирішенні проблеми створення оптичної обробки інформації досягнуті з використанням фоточутливих структур МДН [88]. МДН-фототранзистор розроблений для вирішення прикладних задач інтегральної фотоелектроніки і фотосенсоріки [89].

Існують різні модифікації МДНФТ, представлені на рис. 1.15: а) МДНФТ з двостороннім освітленням; б) топологія МДНФТ з витком – фотодіодом: 1 – виток, 2 – затвор, 3 – стік, 4 – підкладка n-типу, 5 – паз; в) МДНФТ з пазами під областями стоку, витоку, затвора; г) V-МОН-фототранзистор; д) МДНФТ на діелектричній підкладці: 1 – діелектрична підкладка [48].

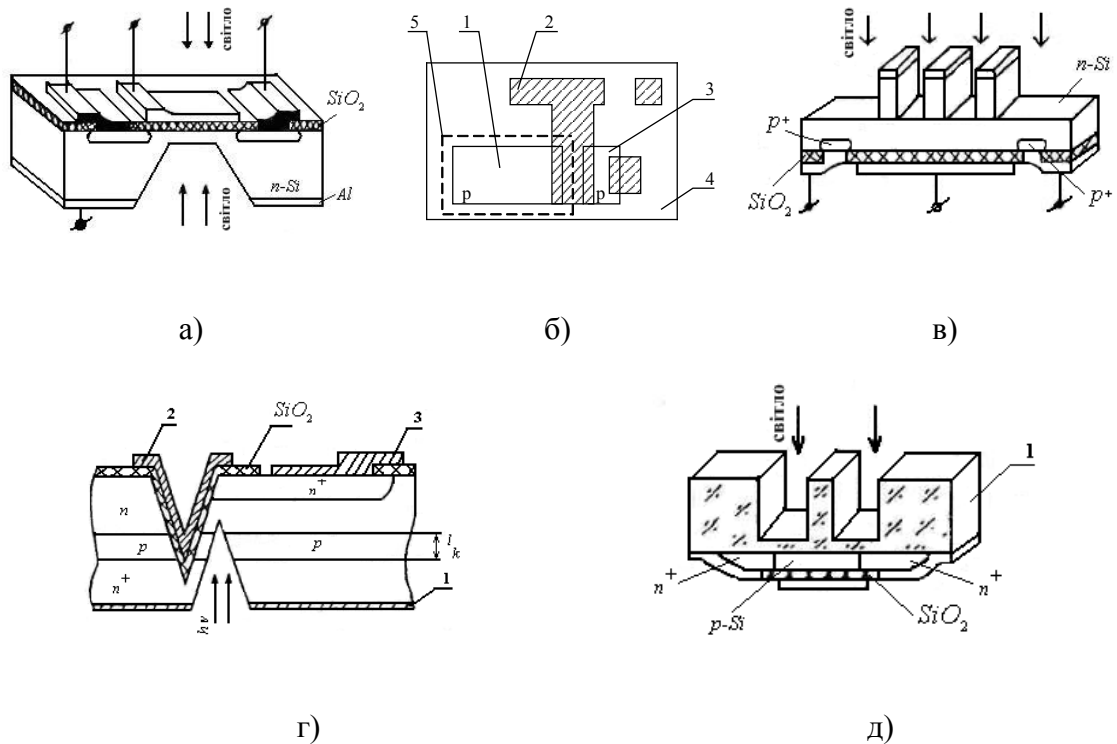


Рисунок 1.15 – Основні конструктивно-технологічні різновиди МДН-фототранзисторів

1.4 Прилади на основі частотних перетворювачів оптичного випромінювання

Існує багато приладів на основі перетворювачів оптичного випромінювання, заснованих на використанні реактивних властивостей напівпровідникових структур [90]. Так, прилад на основі резонаторного перетворювача з електромагнітним резонатором з зосередженими параметрами являє собою LC-контур, власна частота якого може бути змінена шляхом впливу на ємність або індуктивність оптичного випромінювання.

В автогенераторах широко використовуються напівпровідникові нелінійні ємності, в яких використовується залежність бар'єрної ємності від зміщення на р-n переході [90]. Доцільність використання таких приладів для реєстрації оптичного випромінювання обумовлена високою завадостійкістю і чутливістю перетворення оптичного випромінювання в частоту.

Переналаштування частоти генераторів, в яких використовуються варикапи, можна здійснювати, змінюючи параметри середовища. При зміні температури, освітленості, вологості навколишнього середовища змінюється ємність варикапа. З врахуванням цих властивостей р-n переходу розроблено прилад для вимірювання теплового і оптичного

випромінювання [91]. В наведеному приладі застосовувалась тришарова структура р-п-р типу, яка вмикалась в коливальний контур генератора, під дією теплового або оптичного випромінювання змінювалась резонансна частота генератора.

Також розроблено твердотільні фоточутливі генератори, які працюють на основі лавинного помноження носіїв заряду в області р-п переходу [92, 93]. Зміна величини реактивного опору еквівалентної схеми під дією оптичного випромінювання спричиняє зміни власної резонансної частоти контуру.

В [94] показано використання фотореактивних властивостей напівпровідникових приладів з від'ємним диференціальним опором в якості частотних вимірювальних перетворювачів оптичного випромінювання. Особливий інтерес викликає фоточутливий генератор на основі одноперехідного транзистора. Адже перетворювачі різних фізичних величин (температура, тиск, магнітне поле, оптичне випромінювання) з частотним виходом на основі одноперехідного транзистора широко використовуються в техніці [3, 95]. Це обумовлено тим, що схема генератора на його основі містить мінімальну кількість елементів, проста і стабільна в роботі.

В роботі [96] розроблено схему комбінованого фотоприймального приладу з частотним виходом на основі польового і одноперехідного фототранзисторів, яка дозволяє покращити лінійність залежності частоти вихідного сигналу від світлового потоку, а також збільшити фоточутливість і розширити спектральний діапазон застосованих оптичних сигналів. Схема релаксаційного генератора (рис. 1.16) містить конденсатор C в колі емітера ОФТ, який заряджається через опір R_e , період коливань f визначається як:

$$T = \frac{1}{f} = R_e C \ln \frac{E - U_0}{E - U_e(\Phi)}, \quad (1.1)$$

де U_e , U_0 – напруга включення емітера і залишкова напруга на ньому у ввімкненому стані відповідно; E – напруга живлення.

При освітленні ОФТ основним параметром, який залежить від світлового потоку Φ , є напруга U_e . Як випливає з (1.1) залежність $T(\Phi)$ нелінійна, відповідно частота f нелінійно збільшується з ростом Φ . Для досягнення лінійної залежності $f(\Phi)$ в схемі генератора замість резистора в колі емітера може використовуватись польовий транзистор. Як показано в роботі [97] в цьому випадку формула (1.1) значно спрощується:

$$T = \frac{1}{f} = C \frac{U_e - U_0}{I_n} \approx C \frac{U_e}{I_n}. \quad (1.2)$$

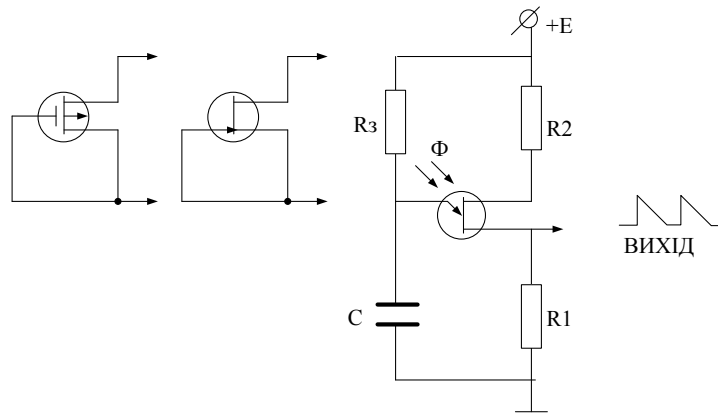


Рисунок 1.16 – Схема генератора на одноперехідному транзисторі

На рис. 1.17 показана залежність частоти генератора на ОФТ з резистором в колі емітера (гр. 1) і генератора з польовим транзистором МДН-типу (гр. 2).

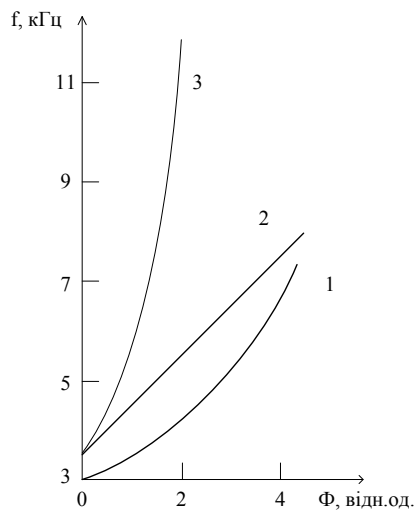


Рисунок 1.17 – Залежність частоти від світлового потоку в різних схемах включення

На гр. 3 (рис. 1.17) показана залежність $f(\Phi)$ при одночасному освітленні ОФТ і ПФТ. З цієї залежності випливає, що комбінований фотоприймач має на порядок більшу фоточутливість (близько 10 кГц/мВт) в порівнянні з фотоприймачем на основі ОФТ і може бути використаний для індикації слабких світлових потоків.

Досить поширеними є частотні фоточутливі сенсори на основі тунельно-резонансної структури [75].

В останній час намітилась тенденція більш широкого дослідження фоточутливих GaAs польових транзисторів з точки зору використання фотореактивних властивостей цих приладів для побудови оптично керованих НВЧ генераторів [98]. Детально проаналізовано основні фізичні механізми оптичної перебудови в генераторах на GaAs

польових транзисторах. На основі експериментальних досліджень показано, що принциповою є залежність частоти генератора від ємності затвор-витік і найбільша частотна модуляція досягається в схемі з загальним витком [98, 99].

Досить цікавим є фоточутливий прилад на основі гіраторного вимірювального перетворювача (рис. 1.18) [100], у якому як додатковий транзистор використано польовий каналний фототранзистор 1, між витком та стоком якого ввімкнено резонансну ємність 2, стік з'єднаний із загальною шиною, а витік з'єднаний з виходом через роздільну ємність 3, як додатковий транзистор використано польовий каналний фототранзистор 4, між витком та стоком якого ввімкнено перетворювальну ємність 5, витік з'єднаний із загальною шиною, стік з'єднаний із затвором транзистора 1 та через резистор зміщення 6 з джерелом живлення, а затвор через роздільну ємність 3 з'єднаний із виходом.

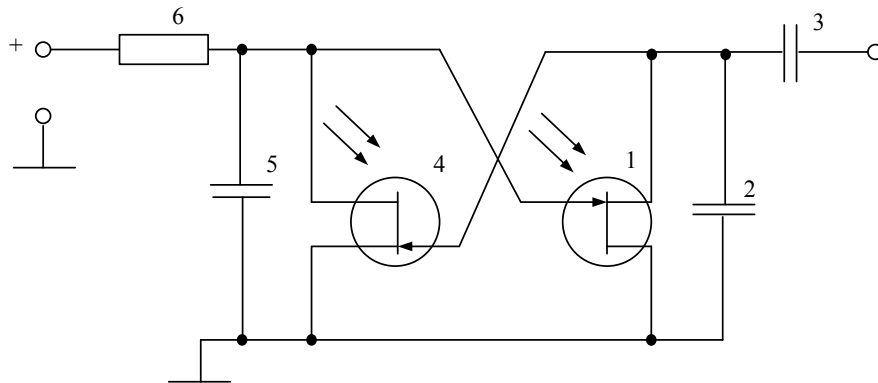


Рисунок 1.18 – Фоточутливий прилад на основі гіраторного вимірювального перетворювача

Прилад працює таким чином: транзистор 4 із підключеним у зворотному зв'язку транзистором 1 генерує коливання. Транзистори 1, 4 та перетворювальна ємність 5 утворюють гіратор, або еквівалентну індуктивність, яка включена паралельно із вимірювальною ємністю 5 та утворює коливальний контур. Частота коливань залежить від параметрів контуру. В якості сенсорів використовуються польові фототранзистори, у яких освітлюється область переходу затвор-стік. Зміна освітленості р-n переходів транзисторів приводить до зміни стокових струмів фототранзисторів та величини еквівалентної індуктивності коливального контуру, внаслідок чого змінюється вихідна частота вимірювального перетворювача.

До теперішнього часу прийом оптичного випромінювання і перетворення його в електричний сигнал здійснюється в основному за допомогою фотоприймачів аналогового типу: фотоопорів, фотодіодів і фототранзисторів [101]. Однак, в кремнієвих напівпровідникових структурах з розподіленим р-n переходом був виявлений ефект фотос-

тимульованих коливань струму (ФСКС) [102]. Суть його полягає в тому, що при попаданні на структуру світла (з області власного поглинання матеріалу) в ній виникає нестійкість і в ланцюзі живлення структури з'являються електричні коливання струму, частота яких прямо пропорційна інтенсивності світлового потоку. Амплітуда ж коливань при зміні інтенсивності потоку не змінюється.

Структура являла собою сильнолеговану підкладку р-типу провідності, на якій був вирощений тонкий епітаксіальний n-шар. На поверхні n-шару створювалися контакти, один з яких є замикаючим (рис. 1.19). Як замикаюча область може виступати бар'єр Шоткі [102], шар тунельно-прозорого оксиду [103], локальна р-область або вбудований n-p-n транзистор [104]. Обмеження накладаються тільки на геометричні розміри структури.

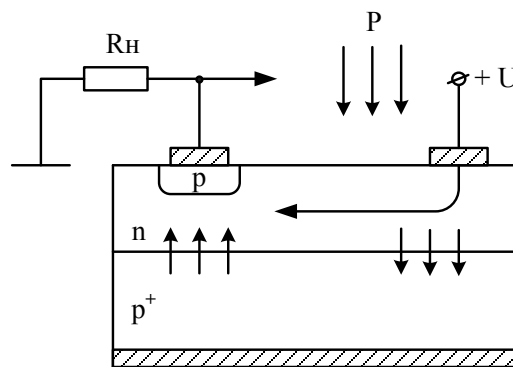


Рисунок 1.19 – Структура з ефектом ФСКС

Поява нестійкості в подібних структурах пояснюється в [105]. Можна сказати, що р-n перехід в такій структурі бізміщений. Дірки, які досягли збідненої області, викликають збільшення потоку електронів в n-шар за рахунок процесів лавинного помноження в області сильного електричного поля та/або за рахунок модуляції потенціального бар'єра замикаючої області позитивним зарядом, причому коефіцієнт (точніше величина $\alpha \cdot M$, де α – коефіцієнт підсилення р-n-р структури під замикаючим контактом; M – коефіцієнт лавинного помноження в електричному полі в замикаючій області) росте із зростанням діркового струму. При освітленні структури світлом до цього струму додається фотострум і величина $\alpha \cdot M$ зростає.

Надлишок електронів в n-шарі буде знижувати потенціальний бар'єр р-n переходу і збільшувати інжекцію дірок з підкладки, що призведе до інжекційної нестійкості, що супроводжується різким зростанням струму через замикаючий контакт. Різке зростання струму інжекції викликає падіння потенціалу підкладки. Струм в зовнішньому колі припиняється, і р-n перехід починає розряджатися струмами витоку і фотострумом (тим швидше, чим більша освітленість), поки не повернеться в початковий бізміщений стан, після чого весь процес повторюється.

Таким чином, БІЗПН-структура є, по суті справи, перетворювач світло–частота. До теперішнього часу ефект ФСКС спостерігався в БІЗПН-структурах з напівпровідників Si, Ge, GaAs, AlGaAs, на основі яких створені БІЗПН-фотоприймачі видимого і ближнього ІЧ–діапазонів [106]. Порогова потужність світлового потоку для кремнієвих фотоприймачів (на довжині хвилі $\lambda = 0,85$ мкм) складає $P_{пор} = (2 - 5) \cdot 10^{-6}$ Вт/см², крутизна ват-частотної характеристики $s_{fp} = 5 \cdot 10^8$ Гц/Вт, діапазон лінійності перетворення 30 дБ.

Перевагою приладів на основі БІЗПН-фотоприймачів разом з високою чутливістю є велика величина вихідного сигналу (струм в імпульсі досягає десятків міліампер), можливість роботи на низькоомне навантаження, а також простота цифрової обробки вихідного сигналу. Крім того, пороговою чутливістю таких приладів можна управляти за допомогою генератора струму, підключеного до підкладки (рис. 1.20). Змінюючи величину і напрям струму управління I_y , можна як зменшувати, так і збільшувати значення $P_{пор}$.

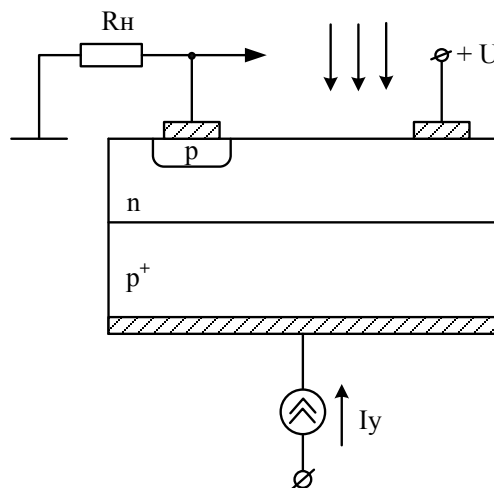


Рисунок 1.20 – Прилад на основі БІЗПН-фотоприймача з управлінням порогової чутливості

За своєю природою ефект ФСКС не залежить від даної структури і повинен спостерігатися в напівпровідникових структурах, в яких можна одержати відповідне підсилення, тобто створити хоча б лавинний транзистор.

В приладах для вимірювання потужності оптичного випромінювання з частотним виходом забезпечується можливість досягнення значно більшої точності, ніж при використанні амплітудних сенсорів, цифрових пристроїв [17]. Перевага використання частотної форми ви-

хідного інформативного сигналу пояснюється його простотою та точністю перетворення в цифровий код, підвищеною чутливістю, за рахунок високої завадостійкості методу, крім того високий рівень вихідного сигналу дозволяє при подальшій його обробці відмовитись від підсилювачів, що дозволяє підвищити економічну ефективність приладу. Також до переваг частотного методу можна віднести «інтелектуалізацію» вимірювальних приладів, можливість передачі інформації на відстань та простоту еталонних приладів для повірки частоти.

Новим напрямом в розробці та створенні приладів для вимірювання оптичної потужності є дослідження в області мікроелектронних вимірювальних оптичних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором з первинними сенсорами у вигляді фотодіодів, сонячних елементів, МДН-транзисторів з двостороннім освітленням каналу [57–67, 70, 71]. Застосування подібних перетворювачів надає змогу отримати частотний сигнал, який може бути ефективно переданий по бездротовому зв'язку на відстань. Наприклад, від блока сенсорів до центрального блока пам'яті в метеостанціях.

1.5 Класифікація приладів для вимірювання оптичної потужності та постановка задач дослідження

На основі аналізу літературних джерел, розглянутих в попередніх підрозділах, можна зробити висновок, що розробка та створення радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів з частотним виходом з використанням транзисторних структур з від'ємним опором є найбільш перспективною, оскільки забезпечить тривалу стабільність, малі габаритні розміри, малу масу та енергоспоживання, великий строк служби, високу надійність та точність.

На рис. 1.21 подана уточнена класифікація існуючих приладів для вимірювання оптичної потужності. Провідне місце в ній займають радіовимірювальні прилади на основі оптичних перетворювачів з частотним виходом з використанням транзисторних структур з від'ємним опором, але поведінка таких структур в широкому діапазоні частот від зміни режимів живлення, впливу оптичного випромінювання недостатньо досліджена. І тому ці прилади потребують теоретичної перевірки.

Таким чином, метою роботи є підвищення чутливості радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів за рахунок перетворення електричного сигналу в частотний з використанням реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором, а також сумісних з мікроелектронною технологією, принцип роботи яких заснований на функціональній залежності реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором від дії оптичної потужності. Досягнення цієї мети створює основи для виготовлення конкурентоспроможних зразків продукції.

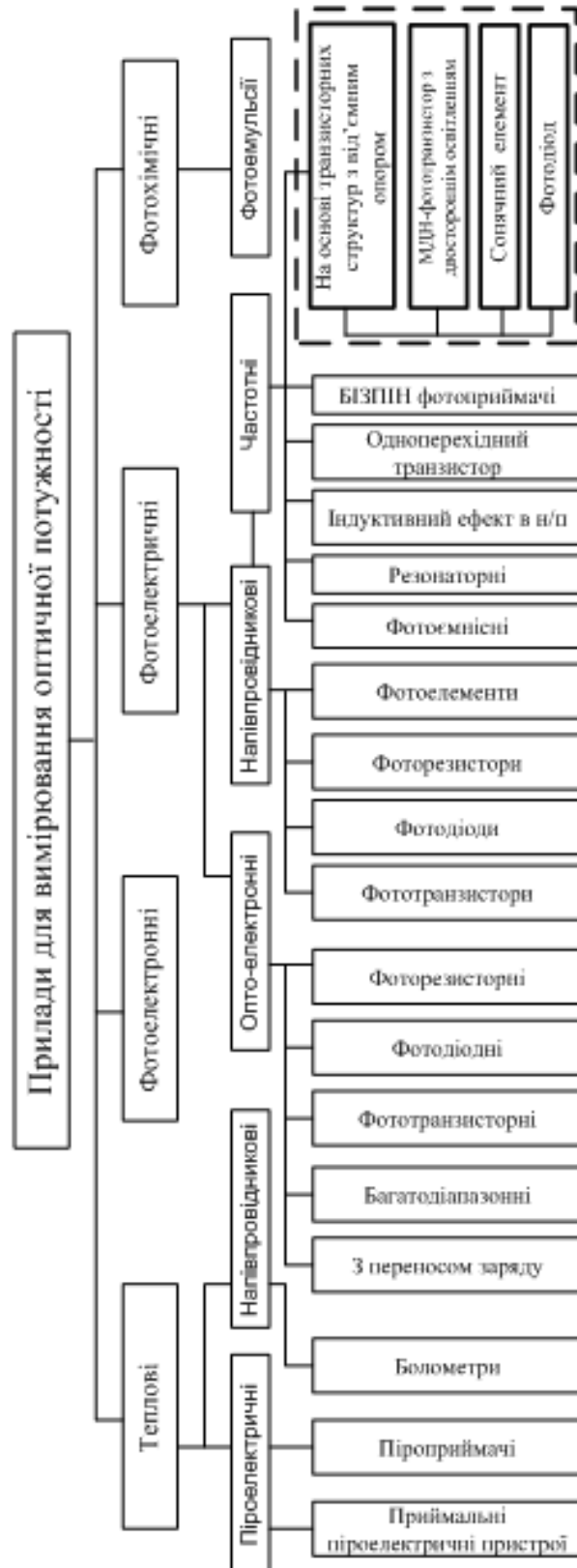


Рисунок 1.21 – Класифікація приладів для вимірювання оптичної потужності

2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ФОТОРЕАКТИВНОГО ЕФЕКТУ У НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ

На сучасному етапі науково-технічного прогресу відбувається інтенсивний розвиток напівпровідникових приладів для вимірювання потужності оптичного випромінювання. Завдяки використанню нових технологій мікроелектроніки забезпечується виготовлення мікроелектронних оптичних приладів, які мають високу чутливість до вимірюваного параметра і нечутливість до інших зовнішніх факторів, а також характеризуються малим енергоспоживанням та повною інформативною сумісністю з мікропроцесорними засобами обробки інформації.

Ці переваги має частотний метод перетворення потужності оптичного випромінювання. І для реалізації даного методу необхідно проаналізувати фізичний механізм взаємодії оптичного випромінювання з напівпровідниковими приладами. Тому в цьому розділі аналізуються фізичні явища в напівпровідниках і напівпровідникових приладах, що дозволило обґрунтувати правомірність застосування їх фотореактивних властивостей для створення радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів з частотним виходом.

2.1 Математична модель фотореактивного ефекту в діодних структурах та сонячних елементах

В якості фоточутливого елемента в приладі на основі оптичного перетворювача може використовуватися фотодіод, кремнієвий сонячний елемент. Кремній – найбільш вивчений напівпровідниковий матеріал, а виготовлені з нього сонячні елементи на основі гомогенного р-п переходу є найпростішими фотоелектричними перетворювачами. Кремнієвий сонячний перетворювач був виготовлений в 1953 р. науковими співробітниками Bell Laboratories в період, коли вже відчувалась потреба в фотоелектричному перетворенні енергії. Починаючи з 1958 р., коли було вперше використано фотоелектричні сонячні перетворювачі в космосі, ціни на них почали падати, а ККД зріс до 15–17 %, що відповідає сонячному спектру за межами земної атмосфери, тобто, при нульовій повітряній масі (AM0) [107]. На сьогоднішній день спостерігається тенденція покращення характеристик КСЕ, що робить актуальним їх використання в різних галузях промисловості.

Загальний світловий струм I_w у фотодіода, як і у сонячного елемента складається з двох частин:

$$I_w = I_T + I_\phi, \quad (2.1)$$

де I_T – темновий струм (струм за відсутності освітлення) – це струм, що проходить через фотодіод при вказаній напрузі на ньому за відсутності потоку випромінювання в діапазоні спектральної чутливості; I_ϕ – фотострум (додатковий струм через фотодіод, який виникає при його освітленні).

Поглинання фотонів у базовій області напівпровідникового діода, як і в активному поглинаючому шарі сонячних елементів, супроводжується утворенням електронно-діркових пар і появою надлишкових носіїв заряду. Процеси дифузії, а також об'ємна та поверхнева рекомбінація носіїв заряду приводить систему зона провідності–валентна зона у рівноважний стан [107]. Надлишкова концентрація носіїв заряду дифундує до межі переходу, де відбувається їх розподіл електричним полем. Рівняння переносу встановлює взаємозв'язок між процесами генерації, рекомбінації, дифузії та дрейфу

Його розв'язання дозволяє отримати математичний вираз для повного фотоструму, що дозволяє визначити падіння напруги на базовій області діода. Оскільки в цьому розділі розглядаються квазінейтральна область та збіднений шар, що розташовані по одну сторону переходу, то основна частина отриманих результатів справедлива як для сонячних елементів з гомогенним або гетерогенним переходом, так і для елементів з бар'єром Шотткі.

Розв'язання рівняння переносу розглянемо для звичайних граничних умов, коли система диференціальних рівнянь з граничними умовами є лінійною по відношенню до концентрації носіїв заряду і їх похідними. Наслідком цього є можливість підсумовування концентрації носіїв заряду, якщо діє, або відсутнє освітлення, а також світлових та темнових струмів. Якщо в базовій області діода існує електричне поле, то воно впливає на процес переносу неосновних носіїв заряду таким чином, що на хаотичний тепловий рух накладається направлений рух носіїв заряду з постійною швидкістю μE в електричному полі. Під час дії монохроматичного випромінювання на напівпровідник швидкість генерації носіїв заряду в одиниці об'єму визначається [108]

$$G(x, \lambda) = \alpha(\lambda) \Gamma(x), \quad (2.2)$$

де $\alpha(\lambda)$ – коефіцієнт поглинання світла; $\Gamma(x)$, – густина потоку фотонів.

Вираз (2.2) є справедливим за умови, коли процес генерації відбувається з участю одного фотона і квантовий вихід цього процесу дорівнює одиниці. Параметр $G(x, \lambda)$ залежить від коефіцієнта поглинання світла $\alpha(\lambda)$ і, відповідно, є функцією енергії фотонів; при вра-

хуванні всього випромінювання, яке міститься в сонячному спектрі в умовах АМ1,5, він досягає приблизно $10^{21} - 10^{22} \text{ см}^{-3} \cdot \text{с}^{-1}$. Процес рекомбінації надлишкових носіїв заряду описується згідно з теорією Шоклі-Ріда. Швидкість об'ємної рекомбінації визначається через ефективний час життя неосновних носіїв заряду, яке не залежить від їх концентрації і координати в об'ємі напівпровідника. При виконанні умови $n_p \ll p_p$ швидкість рекомбінації

$$V(x) = \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n}, \quad (2.3)$$

де n_{p0} – концентрація неосновних носіїв заряду в умовах теплової рівноваги; n_p – концентрація неосновних носіїв заряду, які генеровані світлом.

Швидкість зміни n_p у часі визначається рівнянням

$$\frac{dn_p}{dt} = G(x) - V(x) = \alpha(\lambda)\Gamma(x) - \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n}. \quad (2.4)$$

Тепер можна розглянути рівняння переносу носіїв заряду в напівпровіднику. Для цього необхідно врахувати, що густина струму складається з дрейфової і дифузійної частин:

$$\vec{J}_n = nq\mu\vec{E} + qD_n\nabla_n; \quad (2.5)$$

$$\vec{J}_p = pq\mu\vec{E} - qD_p\nabla_p. \quad (2.6)$$

Виконання умови збереження заряду у нескінченно малому об'ємі напівпровідника можна представити у вигляді:

$$\frac{\partial P}{\partial t} + \nabla\vec{J} = 0; \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \nabla\vec{J}_n / q = G_n - V_n; \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} + \nabla\vec{J}_p / q = G_p - V_p, \quad (2.9)$$

де $\vec{J} = \vec{J}_n + \vec{J}_p$; G_n, G_p – складові, які визначають швидкість генерації електронів і дірок.

Якщо у результаті міжзонних переходів генеруються електронно-діркові пари, то $G_n = G_p$. З умови нейтральності, коли $\rho = 0$ і $\partial\rho/\partial t = 0$, а також використовуючи (2.7)–(2.9), можна записати

$$V_n = V_p = \frac{n - n_0}{\tau_n} = \frac{p - p_0}{\tau_p}, \quad (2.10)$$

де n_0 і p_0 – концентрації носіїв за умови теплової рівноваги; n , p – концентрації електронів і дірок, які генеровані струмом; τ_n, τ_p – час їх життя.

Використовуючи (2.5), (2.6) і (2.10), отримуємо одновимірні рівняння переносу:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} - \frac{n - n_0}{\tau_n} + G_n(x); \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} + \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} - \frac{p - p_0}{\tau_p} + G_p(x), \quad (2.12)$$

де D_n і D_p – коефіцієнти дифузії електронів і дірок; μ_n і μ_p – коефіцієнти рухливості електронів і дірок; E – напруженість електричного поля в базовій області.

Рівняння (2.11) і (2.12) можна значно спростити

$$D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} - \frac{n - n_0}{\tau_n} = -G(x). \quad (2.13)$$

Розглянемо розв'язок рівняння неперервності (2.13) для напівпровідникового діода, на який діє оптичне випромінювання. Енергетична діаграма показана на рис. 2.1.

Будемо вважати, що все оптичне випромінювання поглинається у квазінейтральній області р-типу ($x_p \leq x \leq x'_p$). Під дією електричного поля надлишкові неосновні носії заряду ефективно залишають область, яка розташована поблизу межі збідненого шару ($x = x_p$), що відповідає умові, коли $x \rightarrow x_p$ і при нульовому зміщенні величина n_p наближається до n_{p0} . Якщо до р-п переходу прикладена пряма напруга

U , то концентрація носіїв заряду, якщо $x = x_p$, згідно з законом Шоклі, може бути подана у вигляді [37]

$$n_p = n_{p0} \exp(qU / kT).$$

Будемо вважати, що товщина шару поглинання значно більша за дифузійну довжин носіїв заряду та глибину проникнення світла для розглядуваної довжини хвилі світла, тобто $x'_p - x_p \gg L$ і $x'_n - x_n \gg \alpha^{-1}$.

До цього також вважаємо, що електричне поле відсутнє в квазінейтральній р-області поглинання, тобто $E = 0$. З врахуванням цих зауважень рівняння переносу (2.13) приймає вигляд

$$\frac{d^2 n_p}{dx^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{D_n \tau_n} = -\frac{G(x)}{D_n}. \quad (2.14)$$

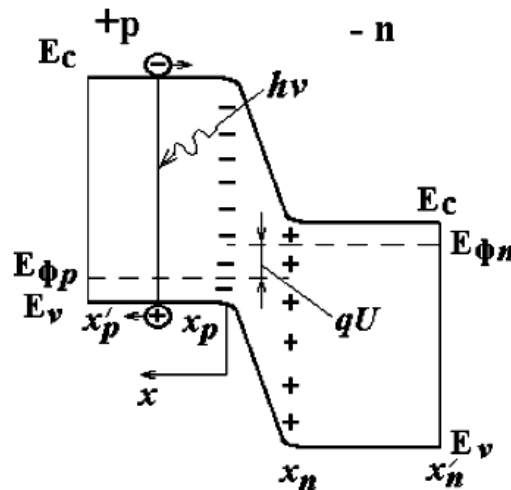


Рисунок 2.1 – Енергетична діаграма напівпровідникового діода, сонячного елемента у прямому режимі роботи

Величина $G(x)$ згідно з теорією фотопровідності визначається

$$G(x) = G(0)e^{-\alpha x}, \quad (2.15)$$

де $G(0) = \alpha \Gamma$; $\Gamma = \Gamma(\lambda)$ – густина потоку фотонів монохроматичного випромінювання, якщо $x = x_p$.

Граничні умови мають під час розв'язання рівняння (2.14) вигляд

$$n_p = n_p e^{\frac{qU_0}{kT}} \text{ при } x = x_p; \quad (2.16)$$

$$n_p = n_{p0} \text{ при } x = \infty. \quad (2.17)$$

З врахуванням (2.15) і $L_n^2 = D_n \tau_n$ рівняння (2.14) перетворюється до вигляду

$$\frac{d^2 n_p}{dx^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{L_n^2} = -\frac{\alpha \Gamma}{D_n} e^{-\alpha x}. \quad (2.18)$$

Розв'язок рівняння (2.18) складається з двох частин відповідно для правої і лівої його складових. Спочатку розглянемо розв'язок для лівої частини рівняння (2.18), яке має вигляд

$$n_p - n_{p0} = A_1 e^{\frac{x}{L_n}} + A_2 e^{\frac{-x}{L_n}}, \quad (2.19)$$

де A_1 і A_2 визначаються з граничних умов (2.16) і (2.17). Розв'язок для правої частини рівняння має вигляд

$$n_p - n_{p0} = -\frac{\alpha \Gamma(\lambda) e^{-\alpha x}}{D_n \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n} \right]}. \quad (2.20)$$

Формула (2.20) визначає концентрацію неосновних носіїв заряду, яка обумовлена дією світла [17].

Спрощена еквівалентна схема сонячного елемента ідентична еквівалентній схемі фотодіода, яка зображена на рис. 2.2.

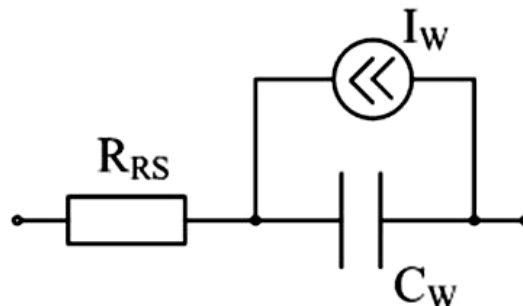


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема фотодіода

При дії світла на напівпровідник зростає його провідність. Величина фотоструму залежить від світлової провідності. Величина світлової провідності

$$\sigma_{cs} = q_n \mu_n \delta_n + q_p \mu_p \delta_p, \quad (2.21)$$

де δ_n, δ_p – надлишкові концентрації електронів і дірок, які створені світлом.

Провідність, викликана рівноважними носіями заряду, отримала назву темної. Повна провідність складається з темної і світлової провідностей

$$\sigma = q_n \mu_n (n_0 + \delta_n) + q_p \mu_p (p_0 + \delta_p) = \sigma_T + \sigma_{cs}. \quad (2.22)$$

Власне поглинання світла приводить до генерації електронів і дірок у рівних кількостях, тобто $\delta_n = \delta_p$.

Вираз для густини струму, який викликаний світловою провідністю, має вигляд

$$j_\phi = \sigma_{cs} E = q_n \Delta n \mu_n E, \quad (2.23)$$

де Δn – концентрація неосновних носіїв заряду, яка обумовлена дією світла; E – напруженість електричного поля.

Напруженість електричного поля E можна визначити так

$$E = \frac{U_{ze}}{x_{pn}}, \quad (2.24)$$

де U_{ze} – зворотна напруга; x_{pn} – товщина р-п переходу.

Концентрація неосновних носіїв заряду Δn , яка обумовлена дією світла,

$$\Delta n = n_p - n_{p0} = -\frac{\alpha \Gamma(\lambda) e^{-\alpha x}}{D_n \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n} \right]} = -\frac{G(0) e^{-\alpha x}}{D_n \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n} \right]}. \quad (2.25)$$

Підставляючи (2.25) і (2.24) в (2.23), отримаємо

$$j_\phi = -\frac{q_n \mu_n U_{ze} G(0) e^{-\alpha x}}{D_n x_{pn} \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n} \right]}. \quad (2.26)$$

Величину фотоструму можна записати у вигляді

$$I_{\phi} = S_{pn} j_{\phi} = - \frac{S_{pn} q_n \mu_n U_{36} G(0) e^{-\alpha x}}{D_n x_{pn} \left[\alpha^2 - \frac{1}{D_n \tau_n} \right]}, \quad (2.27)$$

де S_{pn} – площа р-п переходу; x – глибина поглинання оптичного випромінювання.

Зв'язок між швидкістю оптичної генерації і потужністю випромінювання, що падає на одиницю поверхні, описується рівнянням

$$P = E_{\phi} \cdot I_0 = \frac{hc}{\lambda} \cdot \frac{G(0)}{\alpha}.$$

Темновий струм фотодіода розраховується за формулою

$$I_T = I_{нас} \left(\exp^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (2.28)$$

де $I_{нас}$ – струм насичення; $U = 0,2$ В – напруга на р-п переході; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана; $T = 300$ К – температура.

Струм насичення визначається за формулою

$$I_{нас} = S_{pn} \frac{q D_p p_n}{L_p}, \quad (2.29)$$

де $D_p = 47 \text{ см}^2 / \text{с}$ – коефіцієнт дифузії дірок; $p_n = \frac{n_i^2}{n_n}$ – концентрація дірок в п-області; $L_p = \sqrt{D_p \tau_p} = \sqrt{47 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 0,15$ см – дифузійна довжина дірок; $S_{pn} = 0,009 \text{ см}^2$ – площа р-п переходу.

Таким чином, отримавши залежність струму фотодіода, сонячного елемента від дії світла, можна визначити еквівалентну схему фотодіода та сонячного елемента, параметри якої залежать від оптичного випромінювання.

Сонячний елемент – прилад для перетворення енергії сонячного випромінювання. Дослідження проводились із використанням тестового зразка кремнієвого сонячного елемента (КСЕ) розміром 5×10 мм. На рис. 2.3 схематично показаний поперечний переріз цього сонячного елемента на основі гомогенного р-п переходу в Si. Основою елемента є пластина товщиною 200–500 мкм з монокристала Si. Товщина шару п-типу становить 0,2 мкм; шар р-типу – 200 мкм, p^+ -шар –

0,5 мкм. Шар n-типу створюють дифузійним способом, потім наносять електричні контакти і просвітлювальне покриття [107]. Перехід формується при дифузії атомів Р з газоподібних дифузантів PH_3 , $POCl$. Оскільки в використовуваному спектральному діапазоні (від 0,35 до 1,1 мкм) коефіцієнт відбиття чистого кремнію набуває значення 33 – 54 %, на його поверхню необхідно наносити просвітлювальне покриття. Оптимальне одношарове покриття знижує коефіцієнт відбиття в цьому інтервалі приблизно до 10, а двошарове – до 3 %. В якості просвітлювального покриття використано шар Si_3N_4 .

Величина встановленої фотоЕРС при освітленні переходу випромінюванням постійної інтенсивності описується рівнянням вольт-амперної характеристики (ВАХ)

$$U = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{ph} - I}{I_s} + 1 \right),$$

де I_s – струм насичення; I_{ph} – фотострум; I – струм зовнішнього кола.

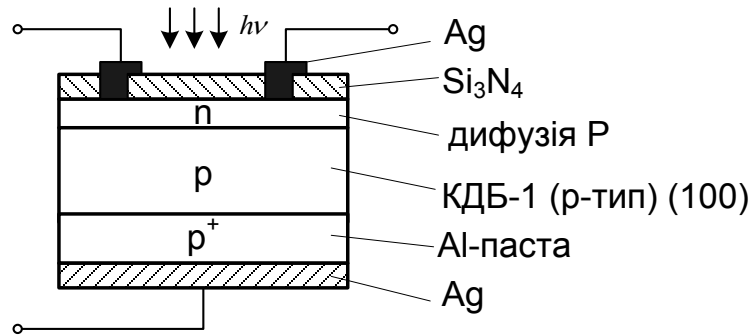


Рисунок 2.3 – Конструкція КСЕ [71]

Рівняння ВАХ пояснює еквівалентна схема фотоелемента (рис. 2.2), яка містить джерело струму

$$I_{ph} = SqN_0Q,$$

де S – площа фотоелемента, а коефіцієнт збирання Q – безрозмірний множник (<1), який показує, яка частка всіх створених світлом електронно-діркових пар (SN_0) збирається р-n переходом. Паралельно джерелу струму ввімкнено р-n перехід, струм через який має значення $I_s [e^{qU/kT} - 1]$. Перехід шунтує навантаження, і при збільшенні напруги струм через нього швидко зростає. В навантаження (опір R) відбирається струм I .

На рис. 2.4 представлена експериментальна ВАХ КСЕ в темновому режимі та для різних потужностей оптичного випромінювання.

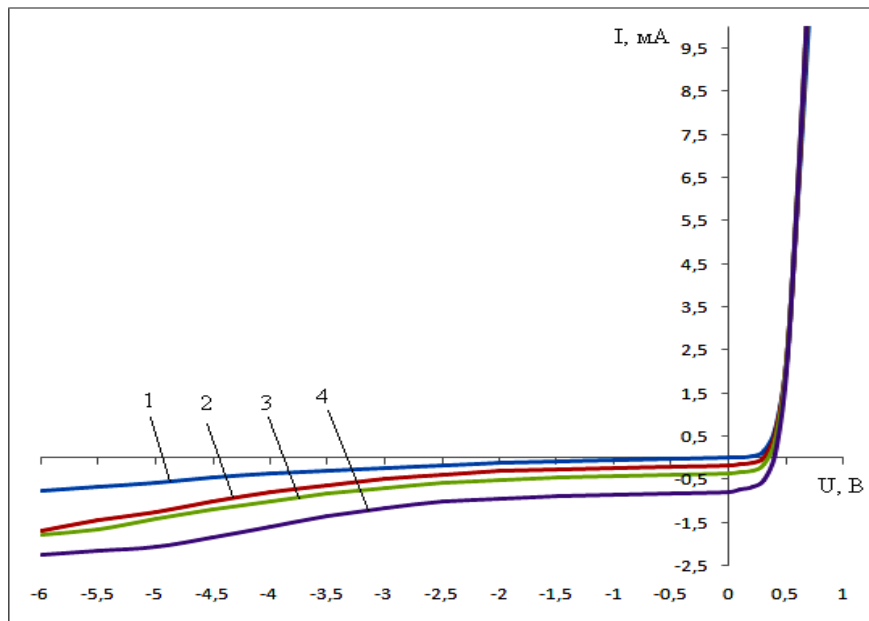


Рисунок 2.4 – Експериментальні ВАХ КСЕ для різних потужностей оптичного випромінювання: 1 – $0 \text{ мкВт} / \text{см}^2$; 2 – $32 \text{ мкВт} / \text{см}^2$; 3 – $70 \text{ мкВт} / \text{см}^2$; 4 – $150 \text{ мкВт} / \text{см}^2$

Максимальна потужність, яка знімається з 1 см^2 , дорівнює

$$P = I_{ph} \cdot U = \xi I_{кз} U_{xx},$$

де ξ – коефіцієнт заповнення (показує, яку частину потужності, що дорівнює добутку $I_{кз} U_{xx}$, складає потужність, яка знімається з фотоперетворювача; в хороших елементів величина ξ може досягати 0,8); $I_{кз}$ – струм короткого замикання; U_{xx} – напруга холостого ходу.

Таким чином, КСЕ цілком придатні для широкого використання фотоелектричного методу перетворення сонячної енергії, і тому можуть використовуватись як фоточутливі елементи в частотних перетворювачах.

2.2 Математична модель фотореактивного ефекту в польових транзисторних структурах

Великий інтерес до польових транзисторів зі структурою МДН викликаний їх перспективністю для вирішення низки прикладних задач опто- та мікроелектроніки. На сьогоднішній день МДН-фототранзистори виготовляються в двох основних варіантах. В першому використовується комбінація МДН-транзистора з фотодіодом, який одночасно є елект-

родом витоку транзистора. Фотодіод може бути виконаний у вигляді дифузійного р-п переходу або діода Шоткі. Електрод витоку з'єднаний з затвором транзистора (при необхідності – через джерело додаткового зміщення для вибору робочої точки). Оскільки струм через коло затвора не проходить, то фотодіод працює в режимі холостого ходу, коли фотонапруга, яку він розвиває, є максимальною

$$U_{\phi} \approx (kT/e) \ln(I_{\phi}/I_s + 1), \quad (2.30)$$

де I_s – зворотний струм р-п переходу; I_{ϕ} – фотострум, що залежить від інтенсивності освітлення і параметрів діода.

Зміна потенціалу затвора спричиняє зміну струму в колі стік–витік в відповідності з крутизною перехідної характеристики транзистора [93].

Другий варіант – власне МДН-фототранзистор – являє собою МДН-транзистор з напівпрозорим затворним електродом, через який відбувається освітлення підзатворної області напівпровідника. При цьому змінюється порогова напруга формування інверсного каналу та крутизна прохідної характеристики. В змішаному режимі здійснюється фотогенерація носіїв як в фотодіоді витоку, так і в ОПЗ в підзатворній області [93]. Якщо напруга на затворі транзистора в темряві менша порогової, освітлення спричиняє накопичення неосновних носіїв в приповерхневій області напівпровідника при розподілі пар нерівноважних носіїв заряду полем ОПЗ, а також до захвату основних нерівноважних носіїв заряду пастками границі розподілу діелектрик–напівпровідник. Обидва ці процеси сприяють прискоренню утворення інверсного каналу і виникненню провідності між витоком і стоком МДН-фототранзистора. В відкритому стані МДН-фототранзистора освітлення спричиняє збільшення концентрації рухливих носіїв в каналі. Для пояснення фізичного принципу роботи (фізичної моделі) фототранзистора (рис. 2.5) можна використати зонну модель р-п-р фототранзистора (рис. 2.6, 2.7), оскільки під дією світла на базову область транзистора відбуваються ті ж самі складні фізичні процеси, що і в каналі МДН-транзистора [109].

При малих струмах напруженість електричного поля поза областю бар'єра в р-п переходах буде близька до нуля (горизонтальне положення границь зон на зонній моделі поза переходами), так що складова струму провідності дуже мала і нею можна знехтувати в порівнянні із дифузійною складовою. В цих умовах при знехтуванні дією пасток отримаємо такі рівняння неперервності:

– для електронів

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial t} = -\frac{\Delta n}{\tau_e} + g + D_e \frac{\partial^2 \Delta n}{\partial x^2}, \quad (2.31)$$

де Δn – концентрація електронів; τ_e – час життя електронів; g – крутизна вольт-амперної характеристики; D_e – коефіцієнт дифузії електронів;

– для дірок

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial t} = -\frac{\Delta p}{\tau_h} + g + D_h \frac{\partial^2 \Delta p}{\partial x^2}, \quad (2.32)$$

де Δp – нерівноважна концентрація дірок; τ_h – час життя дірок; D_h – коефіцієнт дифузії дірок.

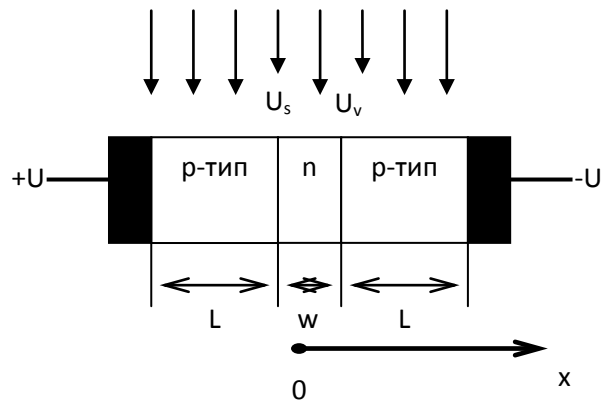


Рисунок 2.5 – Структура та спосіб освітлення р-п-р фототранзистора

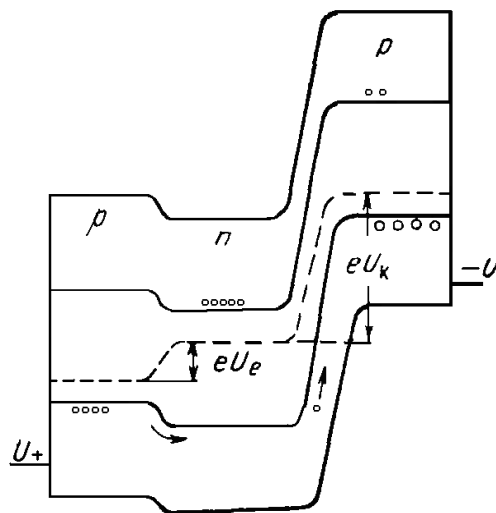


Рисунок 2.6 – Зонна модель р-п-р фототранзистора в затемненому стані

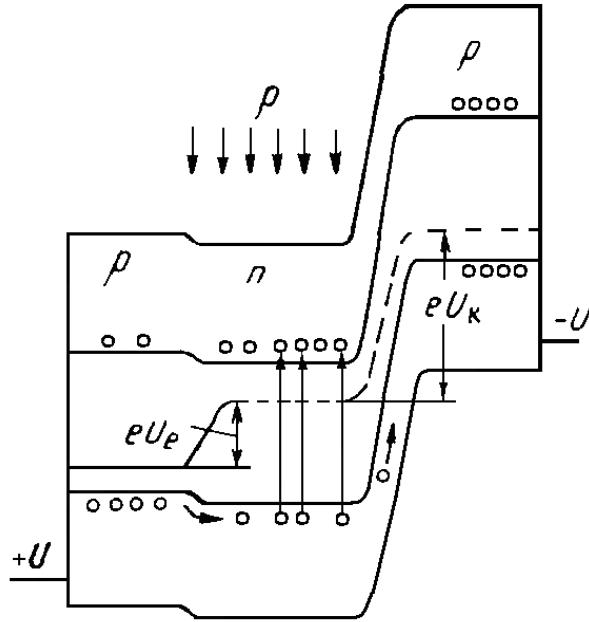


Рисунок 2.7 – Зонна модель р-п-р фототранзистора при освітленні [109]

Для n -області можна записати такі граничні умови:

$$p_1 = p_n \exp \frac{eU_e}{kT}, \text{ при } x = 0, \quad (2.33)$$

$$p_2 = p_n \exp \frac{eU_k}{kT}, \text{ при } x = w. \quad (2.34)$$

де p_1, p_2 – концентрації дірок відповідно при $x = 0$ та при $x = w$; p_n – рівноважна густина дірок в напівпровіднику; w – ширина каналу; U_e, U_h – поверхневі потенціали дірок в області витоку-стоку відповідно при $x = 0$ та при $x = w$. Гранична умова для області витоку

$$n_1 = n_p \exp \frac{eU_e}{kT} \text{ при } x = 0, \quad (2.35)$$

а для стокової області

$$n_2 = n_p \exp \frac{eU_k}{kT} \text{ при } x = w. \quad (2.36)$$

Рішення для концентрації нерівноважних дірок Δp в n -області має вигляд

$$\Delta p = \frac{(p_1 - p_n)sh \frac{w-x}{L_h} + (p_2 - p_n)sh \frac{x}{L_h} + g\tau_h \left(sh \frac{w}{L_h} - sh \frac{w-x}{L_h} sh \frac{w}{L_h} \right)}{sh \frac{w}{L_h}}. \quad (2.37)$$

Таким чином, з врахуванням повної похідної від Δp знаходимо діркові струми в точках $x=0$ та $x=w$, що відповідають цьому розподілу концентрації дірок

$$I_{he} = -eD_h \frac{d\Delta p}{dx} \Big|_{x=0} = \frac{eD_h}{L_h} \left[(p_1 - p_n)cth \frac{w}{L_h} - (p_2 - p_n) \cos ech \frac{w}{L_h} \right] - egL_h \left(cth \frac{w}{L_h} - \cos ech \frac{w}{L_h} \right), \quad (2.38)$$

де I_{he} – дірковий струм в точці $x=0$; L_h – дифузійна довжина дірок в області n -типу; g – крутизна характеристики;

$$I_{hk} = -eD_h \frac{d\Delta p}{dx} \Big|_{x=w} = \frac{eD_h}{L_h} \left[(p_1 - p_n) \cos ech \frac{w}{L_h} - (p_2 - p_n) cth \frac{w}{L_h} \right] - egL_h \left(\cos ech \frac{w}{L_h} - cth \frac{w}{L_h} \right), \quad (2.39)$$

де I_{hk} – дірковий струм в точці $x=w$.

Обчислюючи аналогічним чином рівняння неперервності для концентрації нерівноважних електронів Δn , можна визначити величину електронного струму в переходах витоку та стоку:

$$I_{ev} = eD_e \frac{d\Delta n}{dx} \Big|_{x=0} = \frac{eD_e}{L_{ee}} \left[(n_1 - n_p) cth \frac{L}{L_{ee}} \right] - egL_{ee} \left(cth \frac{L}{L_{ee}} - \cos ech \frac{L}{L_{ee}} \right), \quad (2.40)$$

$$I_{es} = eD_e \frac{d\Delta n}{dx} \Big|_{x=w} = \frac{eD_e}{L_{ek}} \left[(n_2 - n_p) cth \frac{L}{L_{ek}} \right] + egL_{ek} \left(cth \frac{L}{L_{ek}} - \cos ech \frac{L}{L_{ek}} \right). \quad (2.41)$$

Підставивши в рівняння (2.38)–(2.41) граничні умови (2.33)–(2.36) і склавши електронні та діркові складові струмів в обох р-п-переходах, отримаємо вирази для повних струмів витоку та стоку:

$$I_v = (G_1 + G_3) \left[\exp\left(\frac{eU_e}{kT}\right) - 1 \right] - G_2 \left[\exp\left(-\frac{eU_k}{kT}\right) - 1 \right] - I_2 - I_3, \quad (2.42)$$

$$I_s = G_2 \left[\exp\left(\frac{eU_e}{kT}\right) - 1 \right] - (G_1 + G_4) \left[\exp\left(-\frac{eU_k}{kT}\right) - 1 \right] + I_2 + I_4, \quad (2.43)$$

де

$$G_1 = ep_n \frac{D_h}{L_h} \operatorname{cth} \frac{w}{L_h}, \quad (2.44)$$

$$G_2 = ep_n \frac{D_h}{L_h} \operatorname{cosech} \frac{w}{L_h}, \quad (2.45)$$

$$G_3 = en_p \frac{D_e}{L_{ee}} \operatorname{cth} \frac{L}{L_{ee}}, \quad (2.46)$$

$$G_4 = en_p \frac{D_e}{L_{ek}} \operatorname{cth} \frac{L}{L_{ek}}, \quad (2.47)$$

$$I_2 = egL_h \left(\operatorname{cth} \frac{w}{L_h} - \operatorname{cosech} \frac{w}{L_h} \right), \quad (2.48)$$

$$I_3 = egL_{ee} \left(\operatorname{cth} \frac{L}{L_{ee}} - \operatorname{cosech} \frac{L}{L_{ee}} \right), \quad (2.49)$$

$$I_4 = egL_{ek} \left(\operatorname{cth} \frac{L}{L_{ek}} - \operatorname{cosech} \frac{L}{L_{ek}} \right). \quad (2.50)$$

В наведених рівняннях n_p – концентрація електронів в р-області; p_n – концентрація дірок в п-областях; L_h – дифузійна довжина дірок в області п-типу; L_{ee} – дифузійна довжина електронів в області витоку; L_{ek} – дифузійна довжина електронів в області стоку.

Оскільки приймемо, що

$$I_v - I_s = 0, \quad (2.51)$$

то, віднімаючи від рівняння (2.42) рівняння (2.43), отримуємо

$$(G_1 + G_3 - G_2) \left[\exp\left(\frac{eU_e}{kT}\right) - 1 \right] + (G_1 + G_4 - G_2) \cdot \left[\exp\left(-\frac{eU_k}{kT}\right) - 1 \right] - I_\phi = 0. \quad (2.52)$$

Струм $I_\phi = 2I_2 + I_3 + I_4$, що входить в рівняння (2.52), є первинним фотострумом, який обумовлений рухом електронів та дірок, генерованих випромінюванням у внутрішній області і в зовнішніх областях у межах дифузійних довжин від обох р-п переходів.

Підведена напруга U розділяється, внаслідок чого

$$U = U_v + U_s. \quad (2.53)$$

Рівняння (2.42) і (2.43) складають систему двох рівнянь по відношенню U_v та U_s .

Розглянемо випадок, в якому напруга живлення значно більша від kT/e , що завжди має місце в практичних застосуваннях. В цьому випадку маємо також $\frac{eU_s}{kT} \gg 1$, а тому виразом експоненти в рівнянні (2.53), що включає U_s , можна знехтувати.

Визначаючи із спрощеного таким чином рівняння (2.52) доданок $\left[\exp^{eU_v/kT} - 1 \right]$ і підставляючи його в рівняння (2.42), отримуємо рівняння для повного струму, який протікає через освітлений фототранзистор,

$$I = I_v = I_s = I_T + I_F = (G_1 + G_3) \cdot \left(\frac{I_\phi}{G_1 + G_3 - G_2} + \frac{G_1 + G_4 - G_2}{G_1 + G_3 - G_2} \right) + G_2 - I_2 - I_3 \quad (2.54)$$

Враховуючи, що струми I_2, I_3 та I_4 дорівнюють нулю, що має місце, коли фототранзистор затемнений, отримуємо вираз для темного струму

$$I_T = (G_1 + G_3) \cdot \frac{G_1 + G_4 - G_2}{G_1 + G_3 - G_2} + G_2. \quad (2.55)$$

Віднімаючи від рівняння (2.54) рівняння (2.55), отримаємо вираз для результуючого фотоструму

$$I_F = I - I_T = \frac{G_1 + G_3}{G_1 + G_3 - G_2} I_\phi - I_2 - I_3. \quad (2.56)$$

Фотострум не залежить від прикладеної напруги до тих пір, поки виконується умова $U \gg \frac{kT}{e}$. Вводячи коефіцієнт підсилення транзистора по струму (в режимі короткого замикання)

$$\alpha = \frac{G_2}{G_1 + G_3},$$

можна переписати рівняння (2.56) у такому вигляді:

$$I_F = \frac{1}{1-\alpha} I_\phi - I_2 - I_3 \approx \frac{1}{1-\alpha} I_\phi.$$

Звідси випливає, що первинний фотострум I_ϕ помножений на великий за величиною коефіцієнт $(1-\alpha)^{-1}$, оскільки коефіцієнт α близький до одиниці.

Струм стоку МДН-фототранзистора дорівнює сумі струмів каналу I_k і струму зворотно-зміщеного переходу стік-підкладка I_{cn} . При освітленні структури значення цього струму збільшується на ξI , де ξ – фоточутливість зворотно-зміщеного переходу стік-підкладка. Струм в каналі

$$I_k = w e \mu_p \frac{dU}{dx} \int_0^{d_k} p(y) dy, \quad (2.57)$$

де $\int_0^{d_k} p(y) dy$ – рухливий заряд на одиницю площі каналу, який визначається з рівняння нейтральності структури; d_k – глибина каналу; w – ширина каналу.

При освітленні змінюється заряд $Q_{дн}$, обумовлений захватом носіїв, генерованих світлом на межі розподілу діелектрик-напівпровідник (на величину $\mp Q_t$, де верхній знак відповідає захвату дірок, а нижній – електронів), а також заряд шару збіднення ОПЗ Q_3 . Заряд рухомих дірок в каналі

$$Q_p(x) = -\sqrt{2\varepsilon_0\varepsilon_n e N_D [U(x) + \psi_{sn}]} + C_o [U_3 - U(x) - \psi_{sn} - \phi_{mn} - U_{дн}] \mp Q_t, \quad (2.58)$$

де ψ_{sn} – поверхневий електростатичний потенціал, що відповідає початку інверсії, який в темноті дорівнює $2\varphi_F$, а при освітленні $\psi_{sn} = 2\varphi_F - \Delta\varphi_F$ (де $\Delta\varphi_F$ – зміна квазірівнів Фермі за рахунок генерації нерівноважних носіїв $\Delta n, \Delta p$),

$$\Delta\phi_{Fp} = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{\Delta p}{p_v} + 1\right); \quad \Delta\phi_{Fn} = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{\Delta n}{n_v} + 1\right),$$

$$\Delta n, \Delta p = \int G_\phi e^{-Ky} \cdot \tau_{e\phi}(y) dy, \quad (2.59)$$

де G_ϕ – швидкість світлової генерації; $\tau_{e\phi}(y)$ – ефективний час життя носіїв заряду.

З (2.57), (2.58), проводячи інтегрування, отримуємо ВАХ МДН-фототранзистора:

$$I_S = \frac{C_\delta \mu_{e\phi} w}{L} \left\{ U_{sv} \left[U_{sv} - \phi_{mn} - 2\phi_F + \Delta\phi_F - \frac{Q_{on}}{C_\delta} \mp \frac{Q_t}{C_\delta} \right] - \left[-\frac{U_{sv}^2}{2} - \frac{2}{3} \cdot \frac{(2\varepsilon_0 \varepsilon_n e N_D)^{1/2}}{C_\delta} \right] \right\} \times \left\{ \left[(U_{sv} - U_{nv} + 2\phi_F - \Delta\phi_F)^{3/2} - (2\phi_F - \Delta\phi_F - U_{nv})^{3/2} \right] \right\}. \quad (2.60)$$

Порогова напруга відкриття транзистора з (2.60) при умові $I_S = 0$

$$U_{nop} = \phi_{mn} + 2\phi_F - \Delta\phi_F + U_{on} \pm U_t + C_\delta^{-1} \times \left[2\varepsilon_0 \varepsilon_n e N_D (2\phi_F - \Delta\phi_F - U_{nv}) \right]^{1/2}. \quad (2.61)$$

Для типових значень C_δ і рівнів легування напівпровідника у випадку кремнієвих МДН-фототранзисторів останнім членом в (2.61) можна знехтувати. При цьому передбачається також мале значення U_{vS} ($|U_{vS}| \ll |U_s - U_{nop}|$) – так званий тріодний режим роботи МДН-фототранзистора, в якому струм стоку лінійно залежить від U_{vS} і інтенсивності освітлення. В цьому випадку ВАХ фототранзистора описується наближеним виразом

$$I_S \approx -\frac{C_\delta \mu_{e\phi} w}{L} \left[U_{sv} (U_s - U_{nop}) - \frac{U_{sv}^2}{2} \right]. \quad (2.62)$$

При цьому вплив освітлення враховується зміною величини U_{nop} .

2.3 Математична модель фотореактивного ефекту в МДН-транзисторних структурах з двостороннім освітленням каналу

Розроблена математична модель оптичного перетворювача повинна враховувати ефекти, які виникають при взаємодії оптичного випромінювання з напівпровідниковими приладами. В якості фоточутливого елемента в подібному оптичному перетворювачі може використовуватись МДН-транзистор з двостороннім освітленням каналу. Тому необхідно отримати аналітичні вирази залежності еквівалентної ємності і динамічного опору коливального контуру автогенератора від дії світла. Для отримання вищезначених залежностей необхідно розв'язати рівняння перенесення носіїв заряду в каналі транзистора під дією світла.

Відомі МДН-фототранзистори (МДНФТ) з напівпрозорим електродом, через який освітлюється підзатворна область. Відомо також, що електрод затвора тонкоплівкового МДНФТ можна виконувати непрозорим, а освітлення здійснювати через підкладку. До недоліків таких приладів відносяться невисока фоточутливість і ускладнена технологія [110].

У відомому фототранзисторі на основі МДН-структури, що містить напівпровідникову підкладку, одна із поверхонь якої є чутливою до випромінювання, з областями стоку, витоку і каналу, на якій сформовано шар діелектрика і електрод затвору, поверхня підкладки, вільна від діелектрика, являється чутливою до випромінювання і має над областю каналу пази [111].

З метою розширення функціональних можливостей (а саме: збільшення чутливості фототранзистора до випромінювання), у пропонованій конструкції МДНФТ, що містить підкладку з $p\text{-Si}$ ($N_D = 10^{17} \text{ см}^{-3}$), з напівпрозорим затворним електродом з Al , через який освітлюється підзатворна область, зі зворотної сторони підкладки під областю каналу виконані глибокі пази, площа перерізу кожного з яких задовольняє таке співвідношення: $A < S/n$, де S – площа каналу, n – число пазів. При цьому глибина пазів повинна бути такою, щоб виконувалася умова $ad \rightarrow 1$, де a – коефіцієнт поглинання; d – товщина пластини між дном паза і діелектрика затвору (рис. 2.8). Таким чином, освітлення здійснюється і через підкладку, і через затвор [49, 61].

Цей МДН-фототранзистор працює таким чином. Між областю витоку і стоку прикладається така напруга при якій стоковий р-п перехід був зміщений в зворотному напрямку, а витоковий р-п перехід мав нульове чи невелике додатне зміщення. Напруга між затвором і

підкладкою повинна дорівнювати або бути більшою порогової. При цьому величини напруг стік–витік і на зворотно зміщених переходах область стік–підкладка і область витік–підкладка повинні бути значно меншими, ніж зміщення між областю затвора і підкладкою. В результаті освітлення одночасно всіх пазів випромінюванням з довжиною хвилі, що відповідає внутрішньому фотоефекту в напівпровіднику, на виході приладу з'являється сигнал. Якщо освітлюється лише один із пазів, то сигнал на виході виявляється набагато меншим свого максимального рівня і може бути прийнятим в якості логічного нуля. При повному затемненні всіх пазів сигнал на виході також дуже малий і відповідає нульовому рівню.

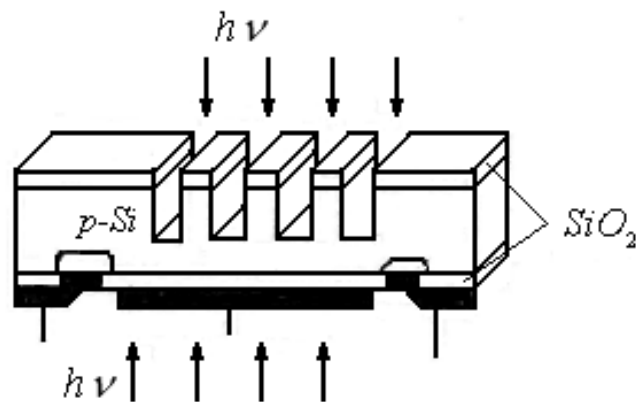


Рисунок 2.8 – Конструкція МДН-фототранзистора з двостороннім освітленням каналу [51]

Для забезпечення достатньої чутливості фототранзистора до випромінювання необхідно, щоб при такій кількості пазів площа їх поперечного перерізу була максимальною і своїм нижнім торцем вони якомога ближче прилягали до верхньої межі індукованого каналу.

Для того, щоб запобігти розсіюванню світла на пазах, мінімальний діаметр кожного паза і мінімальна відстань між сусідніми пазами не менше, ніж на порядок повинна перевищувати довжину хвилі випромінювання.

Для покращення світлопередачі внутрішня поверхня паза може бути покрита плівкою, що просвітлюється, а самі пази можуть бути заповнені прозорими діелектричними матеріалами.

Фототранзистор працює таким чином. Під впливом освітлення через пази в область каналу відбувається генерація нерівноважних пар носіїв заряду. При умові невисокого рівня інжекції генеровані світлом носії заряду за рахунок дифузії переміщуються до витокового і стоко-

вого р-n переходів. Після стокового переходу основні носії (електрони в напівпровіднику р-типу) втягуються в область стоку, а неосновні носії залишаються в області між витокком і стоком, створюючи додатний об'ємний заряд. Цей заряд зменшує висоту потенціального бар'єра витоккового переходу, збільшуючи рівень інжекції витоккового переходу. Інжектвані основні носії переважно досягають стокового переходу і вихідний струм збільшується. Величина вихідного струму тим більша, чим більше число носіїв n-типу генерується під дією світла, тобто, при інших однакових умовах, чим більший об'єм напівпровідника буде освітлюватись.

Таким чином, максимальний вихідний струм буде мати місце при освітленні всіх пазів одночасно. Рівень вихідного струму можна регулювати, змінюючи величину потенціального затвору, тобто, змінюючи провідність індукованого каналу.

Вперше аналогічний спосіб освітлення був використаний у формувачах відеосигналів на основі ПЗЗ [88]. Прилади мали двократний вигравш по квантовій ефективності і стабільні характеристики в діапазоні 0,22–2,5 мкм.

Пристрій може бути використаний в якості МДН-фототранзистора, позиційно-чутливого фотосенсора, логічної оптоелектронної комірки, що реалізує логічну операцію «I». При реалізації логічної операції «I» в оптоелектронних пристроях пази освітлюються окремими оптичними зондами.

Наявність освітлення одного з пазів відповідає надходженню на вхід логічного нуля. Величина вихідного сигналу пропорційна кількості освітлюваних пазів (рис. 2.9).

Наявність вихідного сигналу високого рівня вважається наявністю вихідної одиниці, а малого рівня – вихідного нуля. Як показали дослідження, струм стоку залежить від номера освітлюваного паза, що збігається з висновками роботи [112] по координатно-чутливих дослідженнях МДН структур. Параметрами МДНФТ у процесі експлуатації можна регулювати потенціалом затвору кількістю освітлюваних пазів і інтенсивністю освітлення (рис. 2.10, 2.11). На рис. 2.11 коефіцієнт фото-чутливості $K_I = (p_I - p) / p$, де p_I і p – повна і рівноважна концентрація носіїв у каналі.

Використовуючи відому спектральну чутливість приладу, його можна також застосовувати як оптичний компаратор для порівняння спектрального складу вхідних оптичних сигналів однакової інтенсивності.

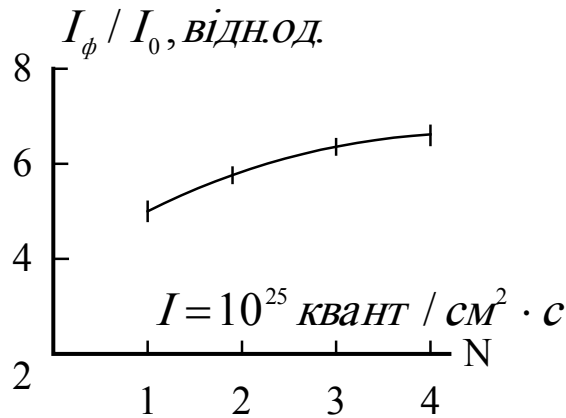


Рисунок 2.9 – Залежність відношення фотоструму до темного струму від кількості освітлюваних пазів N [112]

Коли напруга на затворі МДН-транзистора нижча порогової, і границя з окисом знаходиться в умовах слабкої інверсії, то прилад працює в підпороговій області і струм стоку називається підпороговим струмом [113].

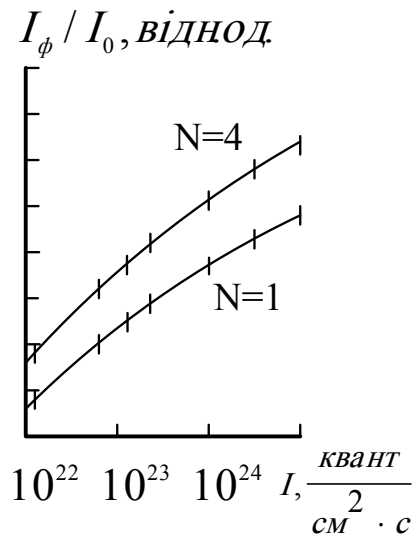


Рисунок 2.10 – Залежність відносного струму від інтенсивності випромінювання і кількості освітлюваних пазів [112]

Передпороговий режим роботи для МДН-транзистора особливо важливий при використанні їх в низьковольтних напівпровідникових приладах з малим енергоспоживанням, і в цьому ж режимі польова структура характеризується найбільшою відносною фоточутливістю.

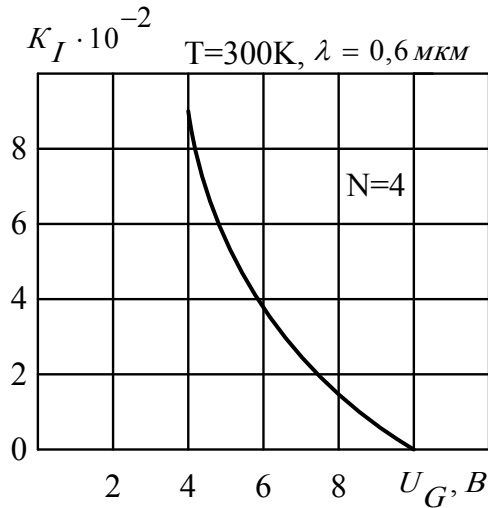


Рисунок 2.11 – Залежність коефіцієнта фоточутливості від напруги на затворі [112]

При слабкій інверсії для струму каналу основною компонентою є дифузійна складова [114]. Розглянемо одновимірне рівняння неперервності для n-каналу, що записане в дифузійному наближенні з використанням загальноприйнятих позначень:

$$\frac{dn}{dt} = G_0 - \frac{1}{q} \frac{dj_n}{dx} - \frac{n - n_0}{\tau_n}, \quad (2.63)$$

$$j_n = -qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (2.64)$$

де G_0 – темп фотогенерації при стаціонарному освітленні.

Для розв’язання системи (2.63), (2.64) граничні умови за відсутності постійного зміщення на стоці можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} n(0) &= n_0 \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)], \\ n(L) &= n_0 \exp[\beta(\psi_s + \xi_c)], \end{aligned} \quad (2.65)$$

де $\beta = q/kT$; ξ_B, ξ_c – величини фото-ЕРС на р-n переходах витоку та стоку відповідно; L – довжина каналу; ψ_s – поверхневий потенціал, який пов’язаний з напругою на затворі U_3 (в фотогальванічному ре-

жимі рівному ξ_B) і ефективним рівнем фотогенерації $\xi = \Delta n / n_i = \Delta p / n_i$ таким співвідношенням [114]:

$$U_3 - U_{fb} = \psi_s + \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 \phi_s}{\beta C_0 L_{Di}^* |\phi_s|} F(\phi_s, \phi_F^*), \quad (2.66)$$

де $\phi_s = \beta \psi_s$; $\phi_F^* = [\ln(\xi + e^{\phi_F}) - \ln(\xi + e^{-\phi_F})] / 2$; $L_{Di}^* = \left(\frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{2q^2 n_i^*} \right)^{1/2}$;
 $n_i^* = n_i \exp\left\{ \left[\ln(\xi + e^{\phi_F}) + \ln(\xi + e^{-\phi_F}) \right] / 2 \right\}$; U_{fb} – потенціал плоских зон;
 ϕ_F – потенціал Фермі; C_0 – питома ємність діелектрика; n_i – концентрація носіїв у власному напівпровіднику; L_{Di}^* – ефективне значення дебаївського радіуса екранування; $\varepsilon_s, \varepsilon_0$ – діелектрична проникність напівпровідника і вакууму відповідно.

В режимі слабкої інверсії справедливе наближення [115]:

$$F(\phi_s, \phi_F^*) \approx \sqrt{(\phi_s - 1) e^{\phi_F^*}}. \quad (2.67)$$

Підставляючи (2.67) в (2.66), отримуємо вираз для ψ_s :

$$\psi_s = U_3 - U_{fb} + \sqrt{\frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{\beta^2 C_0 L_{Di}^*} (\beta U_3 - 1) \exp\left(\frac{\phi_F^*}{2}\right)}. \quad (2.68)$$

Представляючи нерівноважну концентрацію дірок у вигляді суми $n = n_0 + n_1 \exp(j\omega t)$, переходимо до системи рівнянь для змінної складової в режимі малого сигналу:

$$\frac{d^2 n_1}{dx^2} - \frac{n_1}{l_n} = 0, \quad (2.69)$$

$$j_{n1} = -qD_n \frac{dn_1}{dx}, \quad (2.70)$$

де $l_n = L_n / (1 + j\omega\tau_n)^{1/2}$; L_n – дифузійна довжина електрона.

Використаємо вираз $u = U_0 + u_1 \exp(j\omega t)$, тоді (враховуючи, що $u_1 < kT/q$) граничні умови перетворяться таким чином

$$\begin{aligned} n_1(0) &= \beta u_1 n_{p0} \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)], \\ n_1(L) &= \beta u_1 n_{p0} \exp[\beta(\psi_s + \xi_C)]. \end{aligned} \quad (2.71)$$

Розв'язок рівняння (2.69) з граничними умовами (2.71) знаходиться таким чином

$$n_1(x) = Ae^{-x/l_n} + Be^{x/l_n} \quad (2.72)$$

де А і В – константи, які визначаються з граничних умов. Підстановкою (2.71) в (2.72) отримуємо такі співвідношення

$$\begin{aligned} A &= \beta u_1 n_{p0} \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)] \left[1 - \frac{\exp \beta(\xi_C - \xi_B) - \exp(-L/l_n)}{2sh(L/l_n)} \right], \\ B &= \beta u_1 n_{p0} \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)] \frac{\exp \beta(\xi_C - \xi_B) - \exp(-L/l_n)}{2sh(L/l_n)}, \end{aligned} \quad (2.73)$$

звідки отримуємо

$$\begin{aligned} n_1(x) &= \beta u_1 n_{p0} \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)] \times \\ &\times \left[\frac{\exp \beta(\xi_C - \xi_B) - \exp(-L/l_n)}{2sh(L/l_n)} sh\left(\frac{x}{l_n}\right) + \exp\left(-\frac{x}{l_n}\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.74)$$

Підставляючи (2.74) в (2.70), маємо

$$\begin{aligned} j_{n1} &= -qD_n \frac{u_1}{l_n} \beta n_0 \exp[\beta(\psi_s + \xi_B)] \times \\ &\times \left[\left(\exp \beta(\xi_C - \xi_B) - \exp(-L/l_n) \right) cth\left(\frac{L}{l_n}\right) - e^{-L/l_n} \right]. \end{aligned} \quad (2.75)$$

Імпеданс каналу визначається таким виразом

$$\begin{aligned} Z_k &= \frac{u_1}{(A_0 j_{n1})} = \frac{2l_n \beta}{a_T C_0 \mu_n Z} \left(\frac{N_D}{n_i} \right) \sqrt{\beta \psi_s} \exp[-\beta(\xi_C + \xi_B)] \times \\ &\times \left[\left(\exp \beta(\xi_C - \xi_B) - \exp(-L/l_n) \right) cth\left(\frac{L}{l_n}\right) - \exp(-L/l_n) \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (2.76)$$

де $A_0 = -\frac{Z}{\beta} \left(\frac{\varepsilon_s}{2qN_D\psi_s} \right)^{1/2}$ – ефективна поперечна площа каналу; $a_T = \sqrt{2}\varepsilon_s / (L_D C_0)$ – безрозмірний параметр, який характеризує МДН-структуру; N_D – концентрація донорної домішки; Z – ширина каналу; μ_n – рухливість носіїв (електронів) в каналі; L_D – дебаївський радіус екранування.

Виділяючи дійсну та уявну частини виразу (2.76), отримуємо остаточні співвідношення для активної і реактивної компонент імпедансу каналу МДН-транзистора:

$$R = F_k \sqrt{\beta\psi_s} \exp[-\beta(\psi_s + \xi_B)] \left[\frac{Ma - Nb}{(a^2 + b^2)(M^2 + N^2)} \right]; \quad (2.77)$$

$$X = -F_k \sqrt{\beta\psi_s} \exp[-\beta(\psi_s + \xi_B)] \left[\frac{Na + Mb}{(a^2 + b^2)(M^2 + N^2)} \right], \quad (2.78)$$

де $F_k = \frac{2L_n\beta}{a_T C_0 \mu_n Z} \left(\frac{N_D}{n_i} \right)^2$; $a = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{1 + \omega^2 \tau_n^2} + 1 \right)^{1/2}$; $b = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{1 + \omega^2 \tau_n^2} - 1 \right)^{1/2}$;

$M = m \left[C_k - e^{\beta(\xi_c - \xi_g)} \right] - nD_k + C_k$; $N = n \left[C_k - e^{\beta(\xi_c - \xi_g)} \right] + mD_k + D_k$;

$m = \left[\text{sh}(2aL / L_n) \right] / \left\{ 2 \left[\text{sh}^2(aL / L_n) + \cos^2(bL / L_n) \right] \right\}$;

$n = \left[\sin(2bL / L_n) \right] / \left\{ 2 \left[\text{sh}^2(aL / L_n) + \cos^2(bL / L_n) \right] \right\}$;

$C_k = \exp(-aL / L_n) \cos(-bL / L_n)$; $D_k = \exp(-aL / L_n) \sin(-bL / L_n)$.

В області низьких частот при $\omega\tau_n \ll 1$ ($a=1, b=\omega\tau_n/2 \ll 1$) величини $R_{нч}$ і $X_{нч}$ визначаються рівностями:

$$R_{нч} = \frac{F_k \sqrt{\beta\psi_s} \exp[-\beta(\psi_s + \xi_B)]}{\text{th}(L / L_n) \left\{ \exp(-L / L_n) - \exp[\beta(\xi_c - \xi_g)] \right\} + \exp(-L / L_n)}, \quad (2.79)$$

$$X_{нч} = -F_k \sqrt{\beta\psi_s} \exp[-\beta(\psi_s + \xi_B)]. \quad (2.80)$$

В області високих частот при $\omega\tau_n \gg 1$ маємо $a = b = \sqrt{\omega\tau_n/2} \gg 1$ і $aL / L_n = bL / L_n \gg 1$. Остання рівність для довгих каналів виконується завжди, а для коротких – починаючи з деяких значень частоти, при яких довжина дифузії неосновних носіїв заряду за півперіод сигналу

стає меншою довжини каналу (тобто, при $L_n \ll L\sqrt{\omega\tau_n/2}$). В цьому випадку рівняння (2.77) і (2.78) набудуть вигляду:

$$R_{\text{вч}} = F_k \sqrt{\frac{2\beta\psi_s}{\omega\tau_n}} \frac{[\sin(\omega\tau_n) - sh(\omega\tau_n)] [sh^2(\omega\tau_n/2) + \cos^2(\omega\tau_n/2)]}{\exp[\beta(\psi_s + \xi_c)] [\sin^2(\omega\tau_n) + sh^2(\omega\tau_n)]}, \quad (2.81)$$

$$X_{\text{вч}} = F_k \sqrt{\frac{2\beta\psi_s}{\omega\tau_n}} \frac{[\sin(\omega\tau_n) + sh(\omega\tau_n)] [sh^2(\omega\tau_n/2) + \cos^2(\omega\tau_n/2)]}{\exp[\beta(\psi_s + \xi_c)] [\sin^2(\omega\tau_n) + sh^2(\omega\tau_n)]}. \quad (2.82)$$

Повна модель фотореактивного МДН-транзистора потребує також врахування впливу малосигнальних параметрів активної зони кристала, фотодіодних структур витоку і стоку, а також паразитних параметрів корпусу.

На рис. 2.12 представлена еквівалентна схема цього пристрою, в якій використані такі позначення: L_C, L_3, L_B – індуктивності виводів кристалу; $R_{\text{в(с)}}$ – фотозалежний опір р-п переходу витік (стік)–підкладка; $C_{\text{в(с)}}$ – фотоємність витоку (стоку). Решта позначень традиційні [116].

Оскільки залежність малосигнальної провідності фотодіода аналогічна відомому виразу для звичайного р-п переходу, то параметри освітлених областей витоку і стоку можна апроксимувати таким чином:

$$R_{\text{в(с)}} = \frac{a}{\beta I_{\phi}^{\text{в(с)}} (a^2 + b^2)}; \quad (2.83)$$

$$C_{\text{в(с)}} = S_{\text{в(с)}} \sqrt{\frac{q\epsilon_s\epsilon_0 N_A}{2[\phi_k - \xi_{\text{в(с)}}]}} + \beta I_{\phi}^{\text{в(с)}} (a^2 + b^2) / \omega b, \quad (2.84)$$

де $S_{\text{в(с)}}$ – площа р-п переходу витоку (стоку); ϕ_k – контактна різниця потенціалів; N_A – концентрація акцепторної домішки; $I_{\phi}^{\text{в(с)}} = q(1-R)\eta P_{\text{вч}}/h\nu$ – фотострум на витіці (стоці); R – коефіцієнт відбиття оптичного випромінювання; η – квантовий вихід; $P_{\text{вч}}$ – потужність випромінювання; $h\nu$ – енергія кванта світлового потоку.

На рис. 2.13 показані теоретичні залежності активної і реактивної компонент імпедансу фотореактивного МДН-транзистора від густини світлового потоку і напруги на затворі при параметричній зміні частоти змінного сигналу [51].

Формули (2.83) і (2.84) записані для випадку, коли постійне зміщення на структурі витік-стік відсутнє. Справа в тому, що прикладання тягучого поля до легованих областей МДН-транзистора різко знижує ефективне значення перестройки еквівалентної реактивності за рахунок ефекту збільшення вільних носіїв. Кількісну оцінку цього явища можна отримати, вводячи в граничні умови (2.65) і вираз (2.83) і (2.84) відповідні різниці потенціалів.

В якості вихідних даних використані параметри транзистора типу RTFA080551E, який виготовлений за планарно-епітаксіальною технологією (табл. 2.1).

Таблиця 2.1 – Параметри напівпровідникової структури, що використовуються при розрахунку імпедансу фотореактивного МДН-транзистора

Найменування параметра, од. вимірювання	Значення
Довжина каналу L , м	$3 \cdot 10^{-6}$
Ширина каналу z , м	$2 \cdot 10^{-3}$
Концентрація акцепторної домішки N_A , m^{-3}	$1 \cdot 10^{24}$
Концентрація донорної домішки N_D , m^{-3}	$3 \cdot 10^{21}$
Рухливість носіїв в каналі μ_n , $m^2 / B \cdot c$	0,14
Дифузійна довжина електрона L_n , м	$1.8 \cdot 10^{-4}$
Коефіцієнт поглинання оптичного випромінювання α , m^{-1}	$6 \cdot 10^6$
Товщина підзатворного діелектрика d , м	$0,24 \cdot 10^{-6}$
Час життя неосновних носіїв заряду τ_n , с	$1 \cdot 10^{-5}$
Відносна діелектрична проникність напівпровідника (Si), ϵ_S	12
Відносна діелектрична проникність діелектрика (SiO_2) ϵ_D	4
Власна концентрація носіїв n_i , m^{-3}	$1,6 \cdot 10^{16}$

Розрахунок вхідного імпедансу еквівалентної схеми, що представлена на рис. 2.11, виконувався на основі розв'язку рівнянь контурних струмів методом Гауса з використанням ЕОМ.

Таким чином, отримавши залежність імпедансу каналу МДН-фототранзистора від потужності світлового потоку, можна визначити еквівалентну схему МДН-фототранзистора, параметри якої залежать від оптичного випромінювання. Це буде враховано в подальшому розгляді еквівалентної схеми фоточутливого перетворювача.

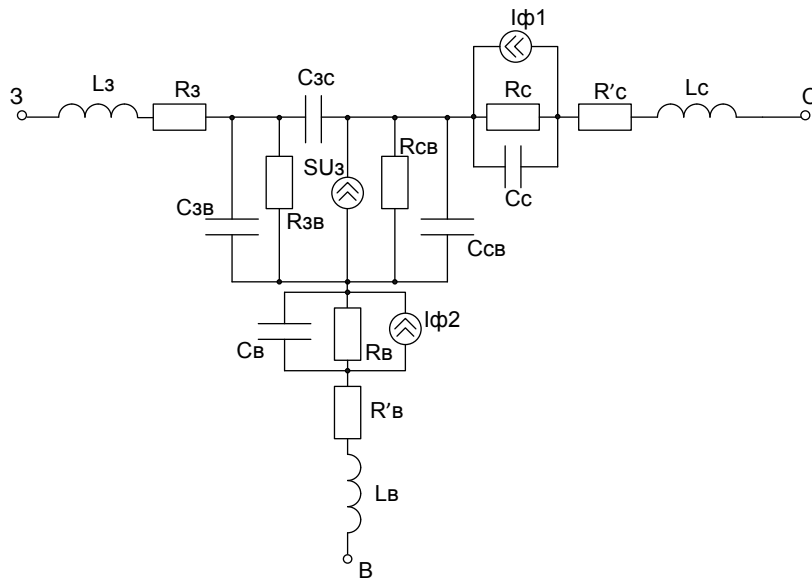
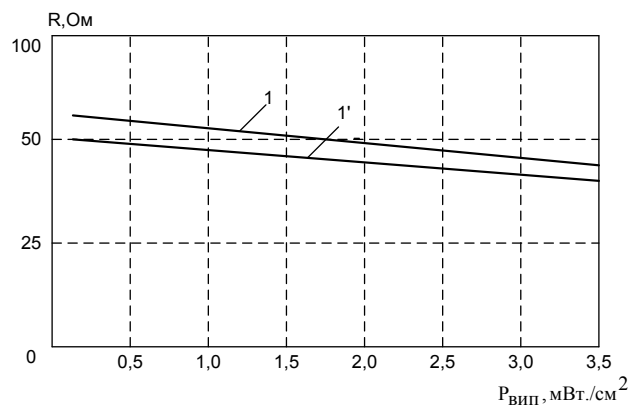
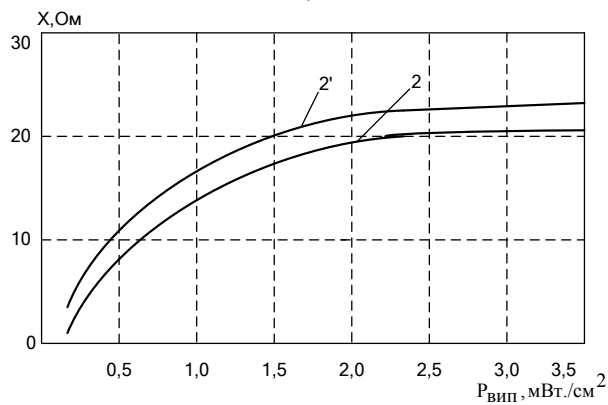


Рисунок 2.12 – Еквівалентна схема фотореактивного МДН-транзистора



а)



б)

Рисунок 2.13 – Теоретичні залежності активної (а) і реактивної (б) компонент імпедансу МДН-транзистора від потужності світлового потоку і напруги на затворі ($U_3 = 0$: 1 – 100 МГц; 2 – 900 МГц; $U_3 = 5$ В: 1' – 100 МГц; 2' – 900 МГц)

3 РАДІОВІМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Одним із нових наукових напрямків створення радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів є використання реактивних властивостей напівпровідникових елементів з від'ємним опором. Це дозволяє перетворювати оптичну потужність в частотний вихідний сигнал, що забезпечує високу завадостійкість отже, і високу точність вимірювання потужності оптичного випромінювання. Окрім того радіовимірювальні прилади на основі оптичних перетворювачів з частотним вихідним сигналом поєднують як простоту, так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність та завадостійкість, що характерні для приладів з кодовим виходом. Вони мають високу чутливість до вимірюваних параметрів, малу масу та габарити, інформаційну, конструктивну і технологічну сумісність з мікроелектронними засобами обробки інформації, що забезпечує їх перевагу перед існуючими оптичними сенсорами [117, 118].

З метою вивчення властивостей радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів необхідно розробити математичні моделі, за допомогою яких отримують залежності вольт-амперних характеристик, активної та реактивної складових повного опору структури, чутливості, частоти генерації від потужності оптичного випромінювання, режимів живлення, виконати експериментальні дослідження, які б підтвердили справедливність теоретичних положень. Такі питання розглядаються в цьому розділі.

3.1 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

Однією з основних характеристик приладу на основі оптичного перетворювача є його вольт-амперна характеристика. Адже на цій характеристиці вибирається робоча точка генератора, а це в свою чергу обумовлює самозбудження і стійкість роботи автогенератора перетворювача.

Електрична схема радіовимірювального приладу з фотодіодом на основі польового та біполярного транзисторів подана на рис. 3.1 [50, 68]. Польовий і біполярний транзистори $VT1$ і $VT2$ реалізують генератор електричних коливань, в якому коливальний контур утворений ємнісною складовою повного опору на електродах стік-колектор польового і біполярного транзисторів та пасивною індуктивністю L . Живлення транзисторів здійснюється джерелом напруги $U_{ж}$.

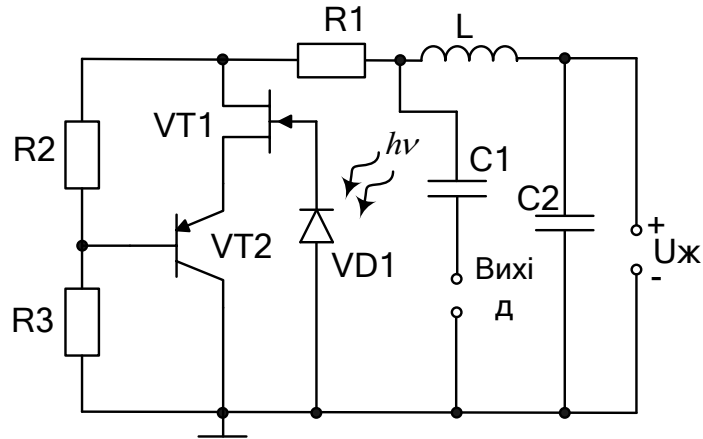


Рисунок 3.1 – Електрична схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

Щоб визначити вольт-амперну характеристику (ВАХ), треба розглянути еквівалентну схему приладу по постійному струму (рис. 3.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ надасть можливість переконатись в існуванні від’ємного опору, що відповідає спадній ділянці ВАХ.

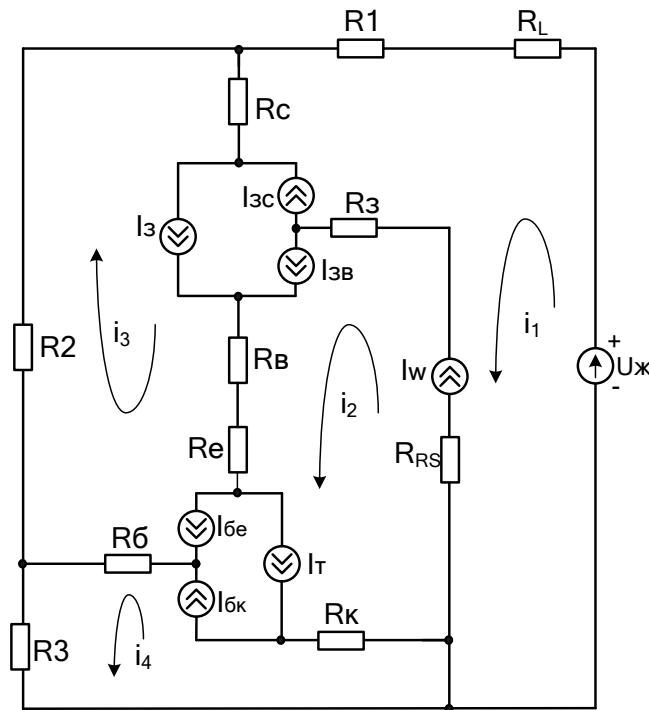


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом для постійного струму

Елементи еквівалентної схеми описуються такими величинами: R_1 – опір, що запобігає проходженню великого струму на стік польового транзистора $VT1$; R_{σ} – опір бази транзистора $VT2$; R_{κ} – опір колекторного переходу транзистора $VT2$; R_e – опір емітерного переходу транзистора $VT2$; R_3 – омичний опір електрода затвора транзистора $VT1$; R_c – опір р-п переходу стоку транзистора $VT1$; R_{σ} – опір р-п переходу витоку транзистора $VT1$; R_{RS} – базовий опір діода; R_2, R_3 – опори дільника; R_L – опір індуктивності коливального контуру; $I_{\sigma\kappa}$ – струм база-колектор; $I_{\sigma e}$ – струм база-емітер; I_{zc} – струм затвор-стік; I_{ze} – струм затвор-витік.

Струми біполярного транзистора $I_T, I_{\sigma e}, I_{\sigma\kappa}$ визначаються за формулами [114]:

$$I_{\sigma e} = I_S (\exp(U_{\sigma e} / (NF \cdot U_T)) - 1); I_{\sigma\kappa} = I_S (\exp(U_{\sigma\kappa} / (NR \cdot U_T)) - 1);$$

$$I_T = \frac{I_{\sigma e} - I_{\sigma\kappa}}{K_{Qb}}, \quad (3.1)$$

де I_S – струм насичення при температурі 27 °C; $U_T = kT / q$; $U_{\sigma e}$ та $U_{\sigma\kappa}$ – напруги на переходах база-емітер та база-колектор; NF – коефіцієнт неідеальності в нормальному режимі; NR – коефіцієнт неідеальності в інверсному режимі.

K_{Qb} визначається за формулою [119]

$$K_{Qb} = \frac{\text{відношення заряду основних носіїв в базі}}{\text{відношення заряду основних носіїв в базі при нульовому зміщенні}} =$$

$$= K_{Q1} (1 + (1 + 4K_{Q2})^{NK}) / 2,$$

де $K_{Q1} = 1 / (1 - U_{\sigma\kappa} / U_{AF} - U_{\sigma e} / U_{AR})$; $K_{Q2} = I_{\sigma e} / I_{KF} + I_{\sigma\kappa} / I_{KR}$; U_{AF} та U_{AR} – напруга Ерлі в нормальному та інверсному режимі; I_{KF} – точка початку спаду залежності BF від струму колектора в нормальному режимі; I_{KR} – точка початку спаду залежності BR від струму емітера в інверсному режимі; NK – коефіцієнт, який визначає множник K_{Qb} .

Об'ємний опір бази описується виразом

$$R_b = \begin{cases} R_{bm} + (R_{bx} - R_{bm}) / K_{Qb} \text{ при } I_{Rb} = \infty; \\ R_{bm} + 3(R_{bx} - R_{bm}) \frac{\operatorname{tg} x - x}{x * \operatorname{tg}^2 x} \text{ при } I_{Rb} > 0, \end{cases}$$

де $x = \frac{\sqrt{1+14,59025I_b/I_{Rb}} - 1}{2,4317\sqrt{I_b/I_{Rb}}}$; R_{bx} – максимальний об'ємний опір бази при нульовому зміщенні; R_{bm} – максимальний опір бази при великих струмах; I_{Rb} – струм бази, при якому опір бази зменшується на 50 % від повного перепаду між R_b та R_{bm} .

Струми I_{3c} і I_{3e} визначаються згідно з законами р-п переходу [114]

$$I_{3c} = I_s(\exp(U_{3c}/U_T - 1)), \quad I_{3e} = I_s(\exp(U_{3e}/U_T - 1)). \quad (3.2)$$

Значення струму стік-витік польового транзистора описується формулою [114]

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{при } (U_{3e} - U_{T0}) < 0 \\ \frac{\beta(1 + \lambda U_{ce})(U_{3e} - U_{T0})^2 K_t}{1 + \beta(U_{3e} - U_{T0})}, & \text{при } (U_{3e} - U_{T0}) \geq 0, \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{де } K_t = \begin{cases} 1 - \left(1 - \frac{U_{ce}\alpha}{3}\right)^3, & \text{при } 0 < U_{ce} < 3/\alpha; \\ 1, & \text{при } U_{ce} \geq 3/\alpha; \end{cases}$$

β – коефіцієнт пропорційності; λ – коефіцієнт модуляції довжини каналу; α – константа, яка визначає струм I_d ; U_{T0} – порогова напруга.

Для еквівалентної схеми (рис. 3.2) рівняння Кірхгофа, згідно з напрямками вибраних контурних струмів, мають вигляд

$$\left\{ \begin{aligned} U_{жс} &= (R_1 + R_L + R_c + R_{RS})(i_1 - I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3e}) + R_c(i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}) + \\ &+ (R_3 + R_{RS})(-i_2 - I_w - I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}); \\ 0 &= (R_3 + R_e + R_e + R_k + R_{RS})(i_2 + I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3e} - I_{\bar{o}e} + I_T + I_{\bar{o}к}) + \\ &+ (R_3 + R_{RS})(-i_1 + I_w + I_{3c} + I_3 - I_{3e}) + (R_e + R_e)(i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}) + \\ &+ R_k(-i_4 + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}); \\ 0 &= (R_2 + R_c + R_e + R_e + R_{\bar{o}})(i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}) + \\ &+ (R_e + R_e)(i_2 + I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3e} - I_{\bar{o}e} + I_T + I_{\bar{o}к}) + R_c(i_1 - I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3e}) + \\ &+ R_{\bar{o}}(i_4 - I_{\bar{o}e} + I_T + I_{\bar{o}к}); \\ 0 &= (R_3 + R_{\bar{o}} + R_k)(i_4 - I_{\bar{o}e} + I_T + I_{\bar{o}к}) + R_{\bar{o}}(i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}) + \\ &+ R_k(-i_2 - I_w + I_{3c} + I_3 - I_{3e} + I_{\bar{o}e} - I_T - I_{\bar{o}к}). \end{aligned} \right. \quad (3.4)$$

Для спрощення запису системи використані такі позначення:

$$A_1 = R_1 + R_L + R_c + R_{RS}; A_2 = R_3 + R_6 + R_e + R_\kappa + R_{RS}; A_3 = R_2 + R_c + R_6 + R_e + R_\sigma;$$

$$A_4 = R_3 + R_\sigma + R_\kappa; A_5 = R_3 + R_{RS}; A_6 = R_6 + R_e;$$

$$I_1 = -I_w - I_{3c} - I_3 + I_{36}; I_2 = I_{3c} + I_3 - I_{36} + I_{6e} - I_T - I_{6\kappa}; I_3 = I_{6\kappa} + I_T - I_{6e}.$$

З врахуванням позначень, система рівнянь (3.4) буде мати вигляд:

$$\begin{cases} U_{жс} = A_1 i_1 + A_1 I_1 + R_c i_3 + R_c I_2 - A_5 i_2 - A_5 I_w + A_5 I_2; \\ 0 = A_2 i_2 + A_2 I_w - A_2 I_2 - A_5 i_1 - A_5 I_1 + R_6 i_3 + R_6 I_2 + R_e i_3 + \\ + R_e I_2 - R_\kappa i_4 - R_\kappa I_3; \\ 0 = A_3 i_3 + A_3 I_2 + R_6 i_2 + R_6 I_w - R_6 I_2 + R_e i_2 + R_e I_w - R_e I_2 + \\ + R_c i_1 + R_c I_1 + R_\sigma i_4 + R_\sigma I_3; \\ 0 = A_4 i_4 + A_4 I_3 + R_\sigma i_3 + R_\sigma I_2 - R_\kappa i_2 + R_\kappa I_2 - R_\kappa I_w. \end{cases} \quad (3.5)$$

Введемо позначення:

$$B_1 = U_{жс} - A_1 I_1 - R_c I_2 + A_5 I_w - A_5 I_2; B_2 = -A_2 I_w + A_2 I_2 + A_5 I_1 - R_6 I_2 - R_e I_2 + R_\kappa I_3;$$

$$B_3 = -A_3 I_2 - R_6 I_w + R_6 I_2 - R_e I_w + R_e I_2 - R_c I_1 - R_\sigma I_3; B_4 = -A_4 I_3 - R_\sigma I_2 - R_\kappa I_2 + R_\kappa I_w.$$

З врахуванням позначень, система рівнянь (3.5) буде мати вигляд:

$$\begin{cases} B_1 = A_1 i_1 - A_5 i_2 + R_c i_3; \\ B_2 = A_2 i_2 - A_5 i_1 + A_6 i_3 - R_\kappa i_4; \\ B_3 = A_3 i_3 + A_6 i_2 + R_c i_1 + R_\sigma i_4; \\ B_4 = A_4 i_4 + R_\sigma i_3 - R_\kappa i_2. \end{cases} \quad (3.6)$$

З четвертого рівняння системи рівнянь (3.6) знайдемо i_4

$$i_4 = \frac{B_4 - R_\sigma i_3 + R_\kappa i_2}{A_4}. \quad (3.7)$$

З урахуванням р. (3.7) з третього рівняння системи рівнянь (3.6) визначимо i_3

$$i_3 = \frac{A_7 - A_4 R_c i_1 - A_8 i_2}{A_9}, \quad (3.8)$$

де $A_7 = A_4 B_3 - R_\sigma B_4$; $A_8 = A_4 A_6 + R_\sigma R_\kappa$; $A_9 = A_4 A_3 - R_\sigma^2$.

З другого рівняння системи рівнянь (3.6) знайдемо i_2

$$i_2 = \frac{A_{10} + A_{11} i_1}{A_{12}}, \quad (3.9)$$

де

$$A_{10} = A_4 A_9 B_2 - A_4 A_6 A_7 + A_9^2 R_\kappa B_4 - A_9 R_\sigma R_\kappa A_7; A_{11} = A_4 A_9 A_5 + A_4^2 A_6 R_c + A_9 R_\sigma R_\kappa A_4 R_c;$$

$$A_{12} = A_4 A_9 A_2 - A_4 A_6 A_8 - A_9 R_{\sigma} R_{\kappa} A_8 - A_9^2 R_{\kappa}^2.$$

З першого рівняння системи рівнянь (3.6) знайдемо i_1 , тобто струм, який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми

$$i_{вих} = i_1 = \frac{A_{13}}{A_{14}}, \quad (3.10)$$

де

$$A_{13} = A_9 A_{12} B_1 + A_9 A_5 A_{10} - A_{12} R_c A_7 + R_c A_8 A_{10};$$

$$A_{14} = A_9 A_{12} A_1 - A_9 A_5 A_{11} - A_{12} R_c^2 A_4 - R_c A_8 A_{11}.$$

Згідно з виразом (3.10) розраховано вольт-амперну характеристику частотного оптичного перетворювача. На рис. 3.3 показані теоретичні та експериментальні вольт-амперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярного та польового транзисторів 2N3906 та КП303Е, і фотодіода BL-L512PD.

З залежності (рис. 3.3) видно, що ділянка від'ємного опору лежить в межах від 7,1 до 14 В напруги живлення. Експериментальна установка подана на рис. 3.4.

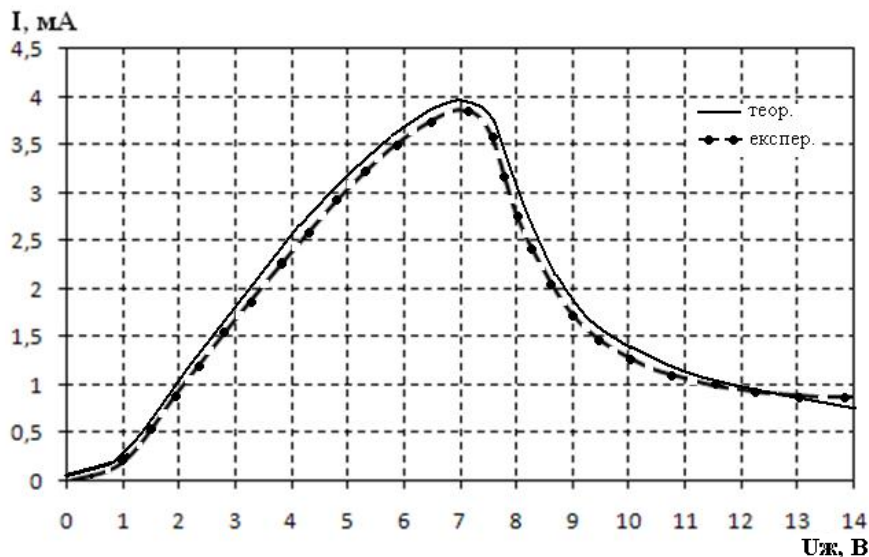


Рисунок 3.3 – Теоретична та експериментальна ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

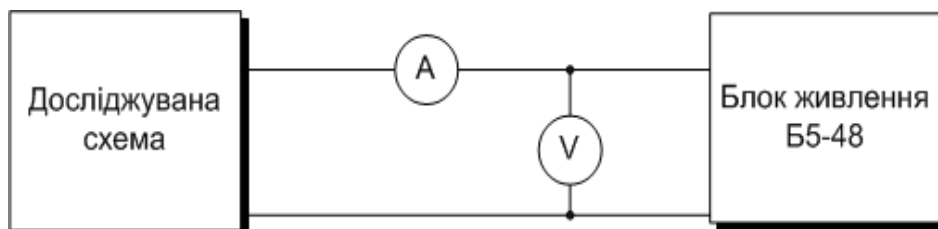


Рисунок 3.4 – Блок-схема вимірювальної установки для отримання ВАХ

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. Під час проведення експерименту використовувалось джерело постійної напруги (ДПН) типу Б5-48, міліамперметр типу В7-35, вольтметр типу В7-35.

Вольт-амперні характеристики автогенератора приладу, показаного на рис. 3.1, отримані шляхом моделювання приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 3.5) в програмному пакеті OrCAD Capture 16.0, представлені на рис. 3.6.

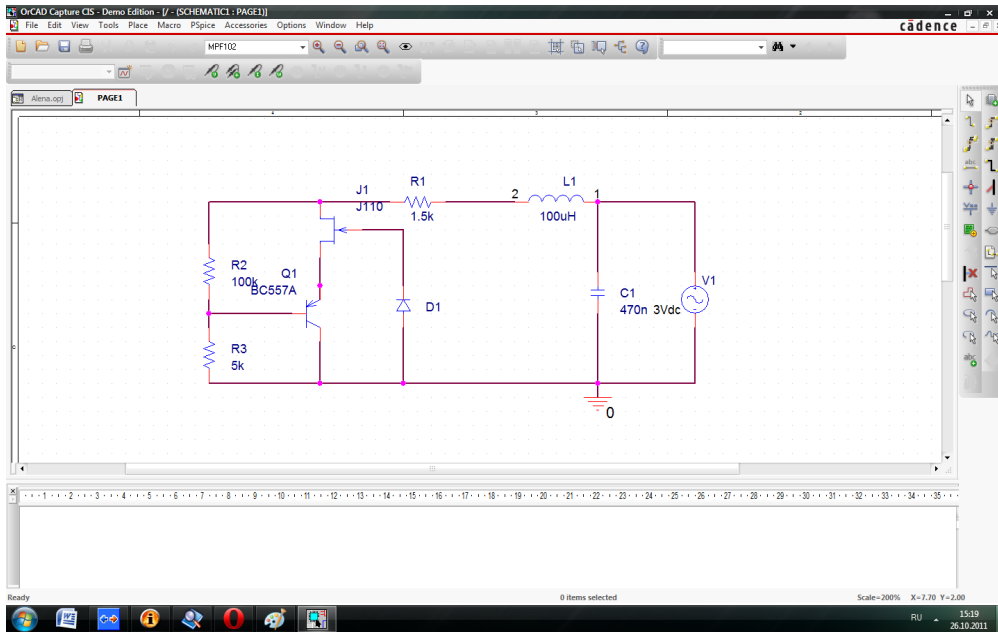


Рисунок 3.5 – Схема частотного генератора на основі біполярного та польового транзисторів, реалізована в програмному пакеті OrCAD Capture 16.0

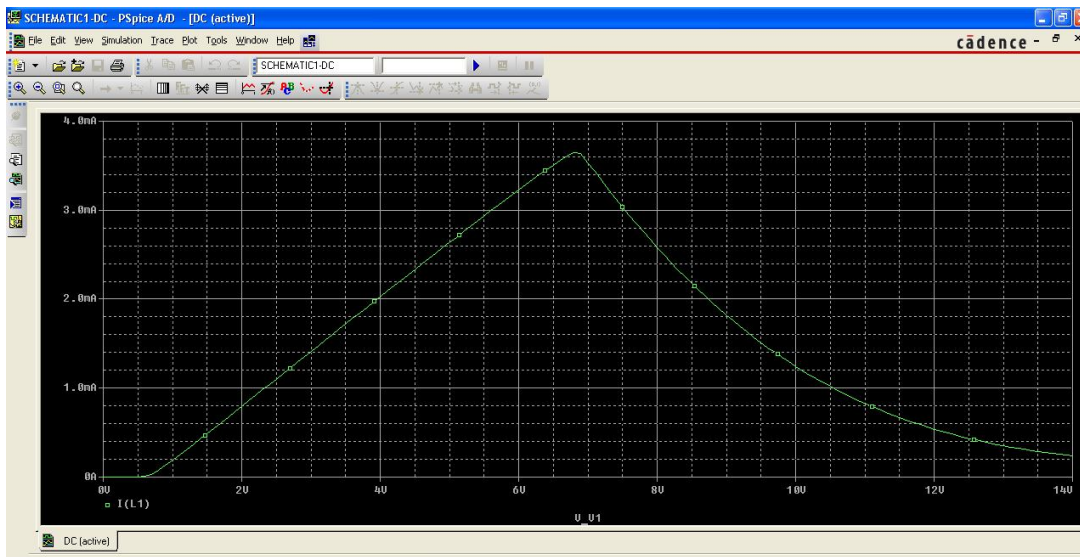


Рисунок 3.6 – Статичні вольт-амперні характеристики генератора на основі біполярного та польового транзисторів

3.2. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

Для визначення властивостей радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складової повного опору структури від потужності оптичного випромінювання, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного та польового транзисторів, які складають прилад на рис. 3.7.

Робота приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 3.1) характеризується декількома основними параметрами, які визначаються на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 3.7, шляхом розрахунку повного опору на електродах стік-колектор польового VTI і біполярного транзисторів $VT2$. Для зручності розрахунків на рис. 3.6 зображена перетворена еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача.

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини потужності оптичного випромінювання.

Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (рис. 3.8), має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{out} = Z_7 \cdot i_1; \\ \dot{U}_{out} = (Z_6 + Z_9 + Z_8 + Z_5 + Z_3 + Z_1)i_2 - Z_1i_4 + (Z_5 + Z_8 + Z_9)i_3 + \\ + Z_3(-I_{zc} + I_{3e} + I_3) + Z_3i_7 - Z_8I_w; \\ 0 = (Z_5 + Z_4 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{17} + Z_9 + Z_8)i_3 + (Z_5 + Z_8 + Z_9)i_2 + \\ + (Z_{10} + Z_{11} + Z_{12})i_4 + Z_{13}i_6 - Z_{17}i_5 + Z_4(I_{zc} - I_{3e} - I_3) - Z_4i_7 - Z_8I_w + \\ + Z_{12}(-I_{\bar{oe}} + I_{\bar{ok}} - I_T) + Z_{13}(-I_{\bar{oe}} + I_{\bar{ok}} - I_T); \\ 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{15} + Z_{16} + Z_{18})i_4 + Z_2i_7 + Z_2(I_{zc} - I_{3e} + I_3) + \\ + (Z_{10} + Z_{11} + Z_{12})i_3 + Z_{12}(-I_{\bar{oe}} + I_{\bar{ok}} - I_T) - Z_{15}i_6 + Z_{16}i_5; \\ 0 = (Z_{16} + Z_{19} + Z_{17} + Z_{14})i_5 + Z_{16}i_4 - Z_{17}i_3 + Z_{14}i_6; \\ 0 = (Z_{13} + Z_{14} + Z_{15})i_6 + Z_{13}i_3 + Z_{13}(-I_{\bar{oe}} + I_{\bar{ok}} - I_T) + Z_{14}i_5 - Z_{15}i_4; \\ 0 = (Z_2 + Z_4 + Z_3)i_7 + Z_2i_4 - Z_4i_3 + Z_3i_2 + Z_2(I_{zc} - I_{3e} - I_3) + Z_4(-I_{zc} + I_{3e} + I_3) + \\ + Z_3(I_{3e} - I_{zc} + I_3), \end{array} \right. \quad (3.11)$$

де $Z_1 = (R_c + R'_c) + j\omega L_c$; $Z_2 = -j / (\omega C_{c\delta})$; $Z_3 = -j / (\omega C_{3c})$; $Z_4 = -j / (\omega C_{3\delta})$;
 $Z_6 = R_1$; $Z_7 = j\omega L$; $Z_5 = (R_3 + R'_3) + j\omega L_3$; $Z_8 = -j / (\omega C_w)$; $Z_9 = R_{RS}$;
 $Z_{10} = (R_e + R'_e) + j\omega L_e$; $Z_{11} = (R_e + R'_e) + j\omega L_e$; $Z_{12} = -j / (\omega C_{\delta e})$;
 $Z_{13} = -j / (\omega C_{\delta\kappa})$; $Z_{14} = -j / (\omega C_{\delta x})$; $Z_8 = -j / (\omega C_w)$; $Z_{16} = R'_e + j\omega L_e$;
 $Z_{17} = (R_\kappa + R'_\kappa) + j\omega L_\kappa$; $Z_{15} = R_\delta$; $Z_{18} = R_2$; $Z_{19} = R_3$.

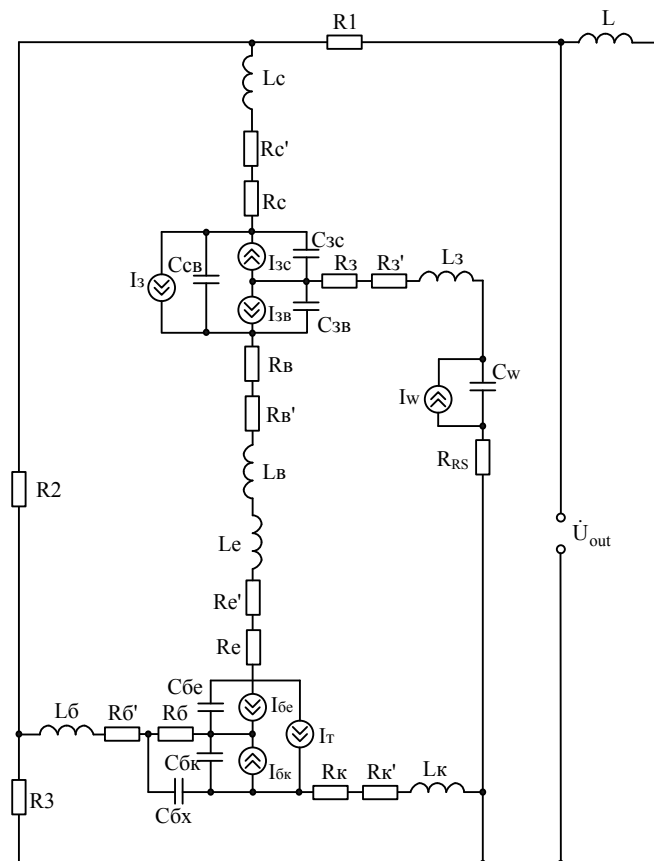


Рисунок 3.7 – Еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом по змінному струму

В системі рівнянь (3.11) використані такі позначення: $R'_\delta, R'_e, R'_\kappa$ – омичний опір базового, емітерного і колекторного переходів біполярного транзистора $VT2$ відповідно; L_δ, L_e, L_κ – індуктивність базового, емітерного і колекторного переходів біполярного транзистора $VT2$ відповідно; L_3, L_c, L_e – індуктивність електродів: затвор, стік, витік польового транзистора $VT1$; $C_{\delta e}, C_{\delta\kappa}$ – ємність емітерного і колекторного переходів транзистора $VT2$; $C_{\delta x}$ – вхідна ємність транзистора $VT2$; $C_{3c}, C_{3\delta}, C_{c\delta}$ – ємність затвор-стік, затвор-витік, стік-витік транзистора $VT1$.

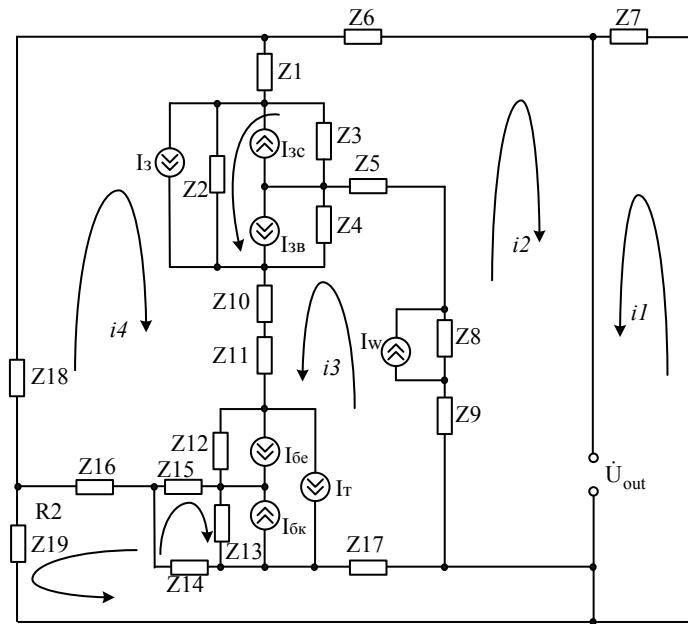


Рисунок 3.8 – Перетворена еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

На основі системи рівнянь (3.11) за допомогою програмного пакета Matlab 6.5 розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від потужності падаючого оптичного випромінювання показані на рис. 3.9 та 3.10.

З рис. 3.9 та 3.10 видно, що із збільшенням оптичної потужності активна складова повного опору збільшуються, а реактивна – зменшується.

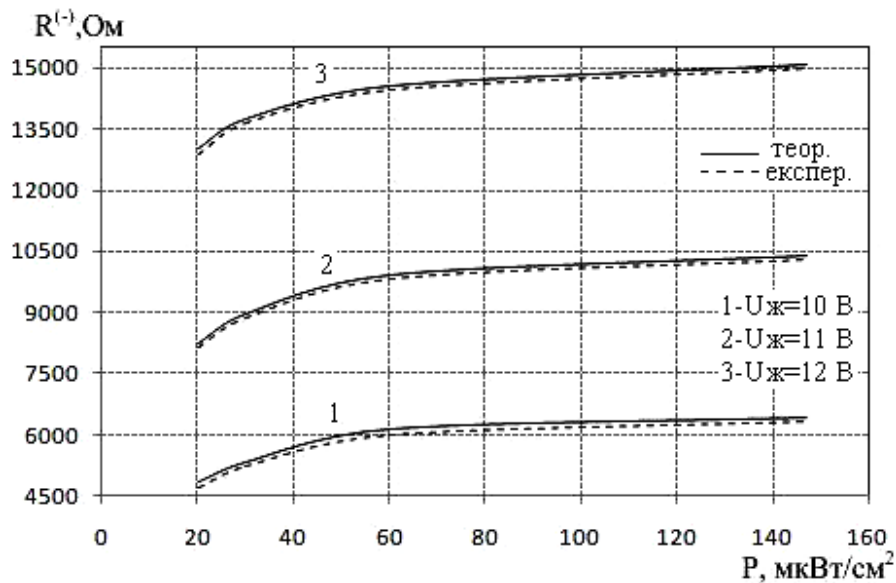


Рисунок 3.9 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

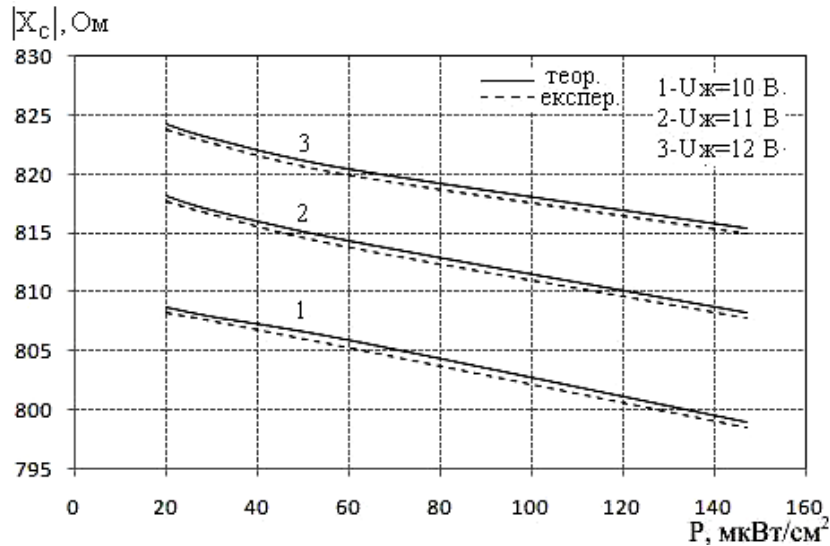


Рисунок 3.10 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

На рис. 3.11 подані експериментальні залежності частоти генерації приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом від напруги живлення $U_{ж}$ для різних потужностей оптичного випромінювання. Видно, що частота генерації збільшується при збільшенні напруги живлення.

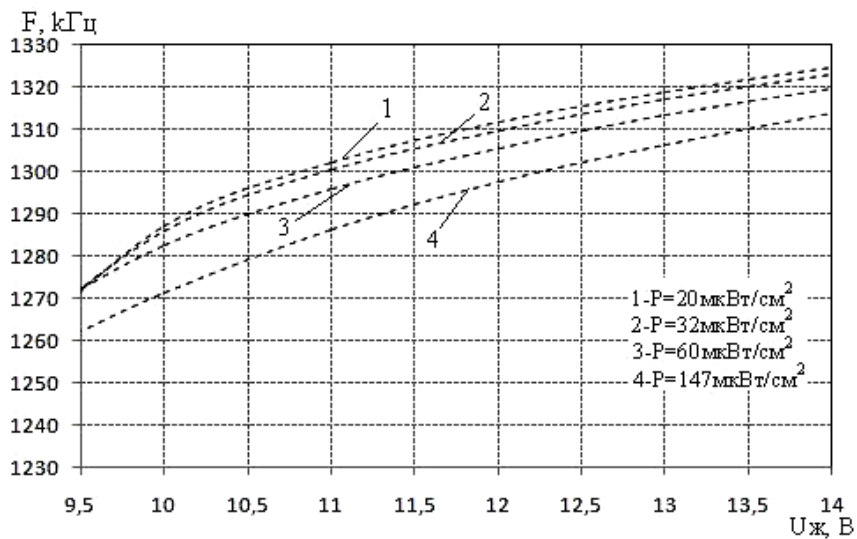


Рисунок 3.11 – Експериментальні залежності частоти генерації приладу від напруги живлення

На рис. 3.12 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації приладу від зміни оптичної потужності.

Як видно з рис. 3.12, частота генерації зменшується зі збільшенням потужності оптичного випромінювання, найкращу залежність для функції перетворення вимірювального каналу приладу можна отримати, якщо напруга живлення дорівнює 10 В. Адже тоді ця залежність

майже лінійна. Також з рис. 3.12 видно, що в діапазоні від 20 до 50 $\text{мкВт}/\text{см}^2$ спостерігається більша крутість характеристики залежності частоти генерації від зміни оптичної потужності, а в діапазоні від 50 до 150 $\text{мкВт}/\text{см}^2$ характеристика майже лінійна. Експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

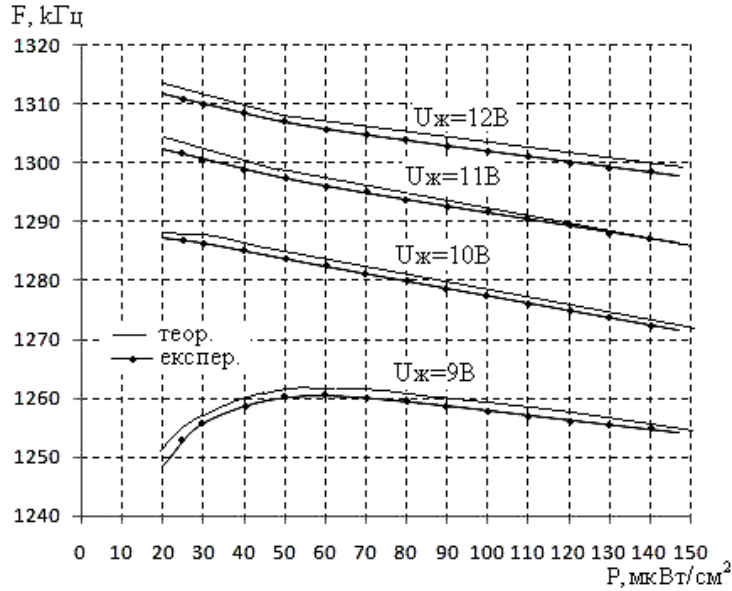


Рисунок 3.12 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації приладу від зміни величини оптичної потужності

Залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 3.8) на основі теорії стійкості Ляпунова.

Функція перетворення вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом описується виразом (3.12)

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}}{L \cdot C_w(P) \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}} \quad (3.12)$$

На основі (3.12) визначено чутливість радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом

$$S_P^F = \frac{1}{4} \frac{(C_{36} + C_{c6}) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P)\right) \cdot (C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P)\right)}{\pi \sqrt{\frac{C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}}{L \cdot C_w(P) \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}}} \quad (3.13)$$

Графік залежності чутливості від величини оптичної потужності представлений на рис. 3.13.

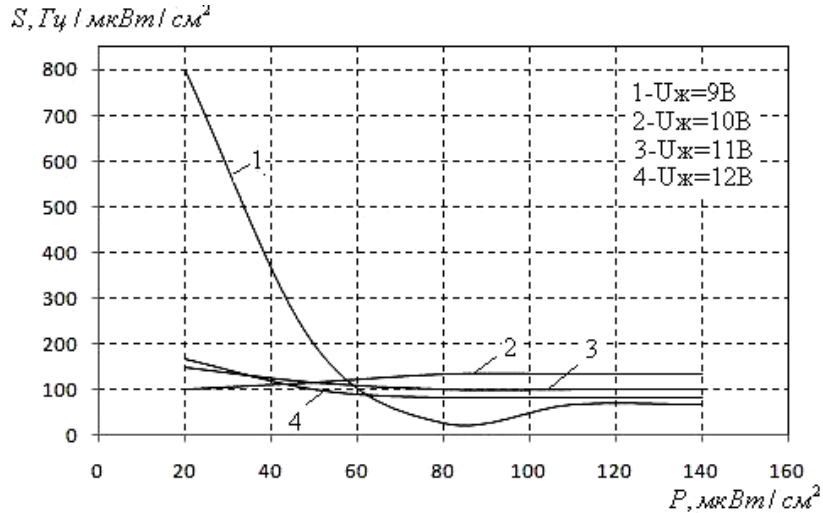


Рисунок 3.13 – Залежність чутливості приладу від величини оптичної потужності

Як видно з рис. 3.13, максимальну чутливість прилад на основі оптичного перетворювача з фотодіодом має при напрузі живлення 9 В. Із зміною потужності оптичного випромінювання від 20 до 140 мкВт/см^2 , чутливість змінюється від 90 до 800 Гц/мкВт/см^2 . Залежності частоти генерації приладу на основі оптичного перетворювача від впливу температури наведені на рис. 3.14.

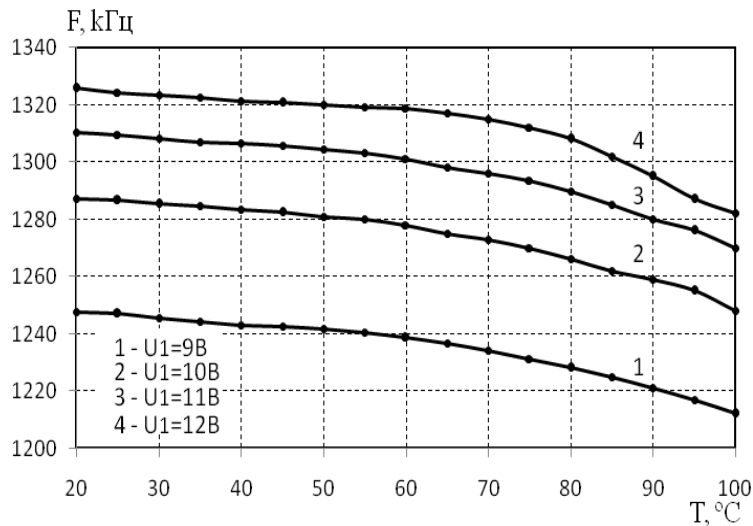


Рисунок 3.14 – Залежності частоти генерації радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача від зміни температури

Із збільшенням температури, як видно з рис. 3.14, частота генерації зменшується. Оптимальною напругою живлення є величина 10 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 $^{\circ}\text{C}$ до 80 $^{\circ}\text{C}$.

3.3. Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами та з кремнієвим сонячним елементом

Серед різних екологічно чистих енерготехнологій фотоелектрична енергетика займає особливе місце завдяки здатності фотоелектричних приладів (PV) перетворювати сонячне світло в електричні сигнали без шкоди для навколишнього середовища. Сьогодні PV є однією з технологій, що зростають найшвидше, зі щорічним приростом в 40 % [120]. Подальше розширення робочого діапазону, підвищення чутливості і надійності роботи фоточутливого приладу можливо реалізувати на основі приладу, схема якого показана на рис. 3.15 [67].

Схема радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача з чутливим елементом – кремнієвим сонячним елементом розміром 5×10 мм показана на рис. 3.16. Еквівалентна ємність коливального контуру автогенератора утворюється ємнісною складовою повного опору на електродах стік-стік МДН-транзисторів VT1 і VT2.

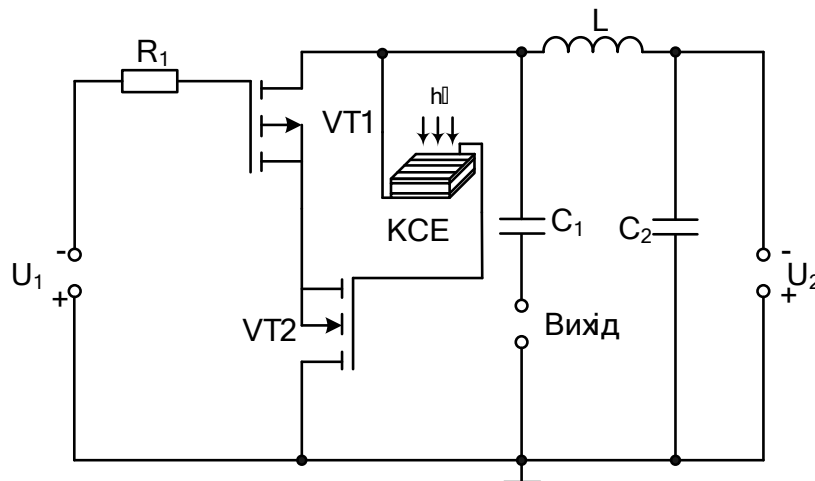


Рисунок 3.15 – Електрична схема приладу на основі двох МДН-транзисторів:
 U_1 – напруга керування, U_2 – напруга живлення

Для визначення вольт-амперної характеристики складено еквівалентну схему для постійного струму (рис. 3.16). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадній ділянці вольт-амперної характеристики.

Елементи еквівалентної схеми описуються такими величинами: R_1 – навантажувальний опір; R_3 – омичний опір електрода затвора; R_{3g} – опір між електродами затвора і витоку; R_{cg} – опір стік-витік; R_c – опір p-n переходу стоку; R_g – опір p-n переходу витоку; R_n – опір підкладки; R_{S1}, R_{S4} – об'ємні опори p-n переходу підкладка-стік; R_{S2}, R_{S3}

– об’ємні опори р-п переходу підкладка-витік; R_L – опір індуктивності коливального контуру; I_{ce} – струм стік-витік; I_{ne} і I_{nc} – струми переходів підкладка-витік та підкладка-стік.

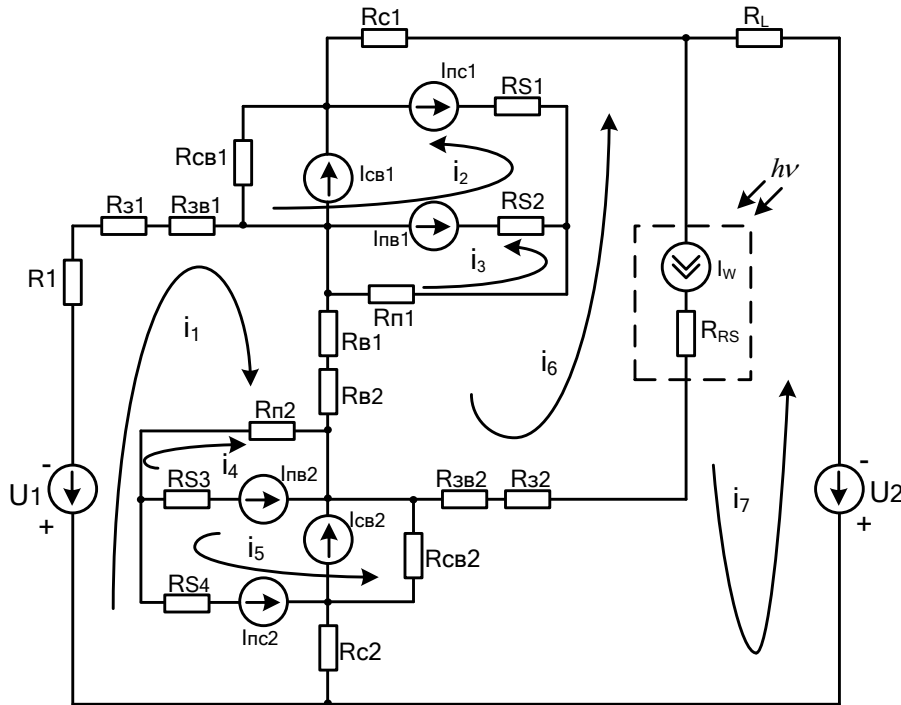


Рисунок 3.16 – Еквівалентна схема приладу з сонячним елементом для постійного струму

Струми I_{ne} та I_{nc} в лінійному режимі, якщо виконується умова $U_{ce} < (U_{ze} - U_T)$, визначаються згідно виразів [121]:

$$I_{ne} = I_{ss} \left(\exp U_{ne} / (NU_t) - 1 \right); \quad (3.14)$$

$$I_{nc} = I_{ss} \left(\exp U_{nc} / (NU_t) - 1 \right), \quad (3.15)$$

де I_{ss} – струм насичення р-п переходу підкладки; U_{ne} – напруга підкладка-витік; U_{nc} – напруга підкладка-стік; N – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік; U_t – температурний потенціал р-п переходу.

Статична вихідна характеристика МДН-транзистора в лінійному режимі описується виразом [121]

$$I_{ce} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{L} \left((U_{ze} - U_T) \cdot U_{ce} - \frac{U_{ce}^2}{2} \right),$$

де L – довжина каналу; W – ширина каналу; μ – рухливість носіїв в каналі, C_0 – питома ємність оксиду; U_{36} – напруга затвор-витік; U_{c6} – напруга стік-витік; U_T – порогова напруга.

Вираз для порогової напруги МДН-транзистора для аналітичних моделей має вигляд [121]

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{4\varepsilon_S \cdot q \cdot N_A \cdot \varphi_B},$$

де Q_S – питомий поверхневий заряд, Φ / m^2 ; ε_S – відносна електрична проникність напівпровідника; N_A – концентрація домішок.

Потенціал Фермі, що входить у вираз для порогової напруги МДН-транзистора, описується таким чином

$$\phi_B = \pm kT / q \cdot \ln(N_A / n_i).$$

Струм стоку в режимі насичення при $U_{c6} \geq (U_{36} - U_T)$ описується формулою [121]

$$I_{c6SAT} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{6L} \left[\begin{aligned} & \left((U_{c6SAT} + 2\varphi_B)^2 + U_{36} (U_{c6SAT} + 2\varphi_B) - \right. \\ & \left. - 12\varphi_B \left(U_{36} - \varphi_B - \frac{4}{3} K \varphi_B^{1/2} \right) \right) \end{aligned} \right], \quad (3.16)$$

$$\text{де } U_{c6SAT} = U_{36} - 2\varphi_B + K^2 \left(1 - \left(1 + 2U_{36} / K^2 \right)^{1/2} \right); \quad (3.17)$$

$$K = (\varepsilon_S q N_A / C_0)^{1/2}. \quad (3.18)$$

Опір стік-витік R_{c6} в лінійній області визначається виразом [121]

$$R_{c6} = \frac{L}{W \mu C_0} (U_{36} - U_T), \quad (3.19)$$

а в області насичення

$$R_{c6} = \frac{12 \left[L (U_c - U_{c6SAT})^{1/2} - 2 (\varepsilon_S / q N_A)^{1/2} (U_c - U_{c6SAT}) \right]}{W \mu C_0 (2\varepsilon_S / q N_A)^{1/2}} \times \frac{1}{\left((U_{c6SAT} + 2\varphi_B)^2 + U_{36} (U_{c6SAT} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B \left(U_{36} - \varphi_B - \frac{4}{3} K \varphi_B^{1/2} \right) \right)}, \quad (3.20)$$

де U_c – напруга на стокові; U_{c6SAT} – напруга стік-витік в режимі насичення.

Для схеми на рис. 3.13 складено систему рівнянь Кірхгофа:

$$\left\{ \begin{aligned}
-U_1 &= (R_1 + R_{31} + R_{361} + R_{61} + R_{62} + R_{n2} + R_{S4} + R_{c2}) \cdot (i_1 + I_{nc2}) + \\
&+ (R_{61} + R_{62})(i_6 - I_w) - R_{n2}i_4 + R_{S4}(i_5 + I_{nc2}) + R_{c2}i_7; \\
0 &= (R_{c61} + R_{S1} + R_{S2})(i_2 - I_{nc1} + I_{c61} + I_{n61}) + R_{S2}(-i_3 + I_{n61}) + \\
&+ R_{S1}(-i_6 - I_{nc1} + I_w); \\
0 &= (R_{n1} + R_{S2})(i_3 - I_{n61}) + R_{S2}(-i_2 - I_{n61}) + R_{n1}(-i_6 + I_w); \\
0 &= (R_{n2} + R_{S3})(i_4 - I_{n62}) - R_{n2}i_1 + R_{S3}(i_5 - I_{n62}); \\
0 &= (R_{c62} + R_{S3} + R_{S4})(i_5 + I_{nc2} - I_{c62} - I_{n62}) + R_{c62}(-i_7 - I_{c62}) + R_{S4}(i_1 + I_{nc2}) + \\
&+ R_{S3}(i_4 - I_{n62}); \\
0 &= (R_{362} + R_{32} + R_{RS} + R_{c1} + R_{S1} + R_{n1} + R_{61} + R_{62})(i_6 + I_{nc1} - I_w) - \\
&- (R_{362} + R_{32} + R_{RS})(i_7 + I_w) + R_{S1}(-i_2 + I_{nc1}) + R_{n1}(-i_3 + I_{n61}) + (R_{61} + R_{62})i_1; \\
-U_2 &= (R_L + R_{RS} + R_{362} + R_{32} + R_{c61} + R_{c2})(i_7 + I_w + I_{c62}) - \\
&- (R_{362} + R_{32} + R_{RS})i_6 + R_{c62}(-i_5 + I_{c62}) + R_{c2}(i_1 + I_{nc2}).
\end{aligned} \right. \quad (3.21)$$

Для спрощення запису системи рівнянь (3.21) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
A_1 &= R_1 + R_{31} + R_{361} + R_{61} + R_{62} + R_{n2} + R_{S4} + R_{c2}; \quad A_2 = R_{61} + R_{62}; \quad A_3 = R_{c61} + R_{S1} + R_{S2}; \\
A_4 &= R_{n1} + R_{S2}; \quad A_5 = R_{n2} + R_{S3}; \quad A_6 = R_{c62} + R_{S3} + R_{S4}; \\
A_7 &= R_{362} + R_{32} + R_{RS} + R_{c1} + R_{S1} + R_{n1} + R_{61} + R_{62}; \\
A_8 &= R_{362} + R_{32} + R_{RS}; \quad A_9 = R_L + R_{RS} + R_{362} + R_{32} + R_{c61} + R_{c2}.
\end{aligned}$$

Тоді система (3.21) набуває вигляду:

$$\left\{ \begin{aligned}
-U_1 &= A_1 \cdot (i_1 + I_{nc2}) + A_2(i_6 - I_w) - R_{n2}i_4 + R_{S4}(i_5 + I_{nc2}) + R_{c2}i_7; \\
0 &= A_3(i_2 - I_{nc1} + I_{c61} + I_{n61}) + R_{S2}(-i_3 + I_{n61}) + R_{S1}(-i_6 - I_{nc1} + I_w); \\
0 &= A_4(i_3 - I_{n61}) + R_{S2}(-i_2 - I_{n61}) + R_{n1}(-i_6 + I_w); \\
0 &= A_5(i_4 - I_{n62}) - R_{n2}i_1 + R_{S3}(i_5 - I_{n62}); \\
0 &= A_6(i_5 + I_{nc2} - I_{c62} - I_{n62}) + R_{c62}(-i_7 - I_{c62}) + R_{S4}(i_1 + I_{nc2}) + \\
&+ R_{S3}(i_4 - I_{n62}); \\
0 &= A_7(i_6 + I_{nc1} - I_w) - A_8(i_7 + I_w) + R_{S1}(-i_2 + I_{nc1}) + \\
&+ R_{n1}(-i_3 + I_{n61}) + A_2i_1; \\
-U_2 &= A_9(i_7 + I_w + I_{c62}) - A_8i_6 + R_{c62}(-i_5 + I_{c62}) + R_{c2}(i_1 + I_{nc2}).
\end{aligned} \right. \quad (3.22)$$

Введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
A_{10} &= -A_1I_{nc2} + A_2I_w - R_{S4}I_{nc2}; \quad A_{11} = -A_3(-I_{nc1} + I_{c61} + I_{n61}) - R_{S2}I_{n61} - R_{S1}(-I_{nc1} + I_w); \\
A_{12} &= A_4I_{n61} + R_{S2}I_{n61} - R_{n1}I_w; \quad A_{13} = A_5I_{n62} + R_{S3}I_{n62};
\end{aligned}$$

$$A_{14} = -A_6(I_{nc2} - I_{c\delta 2} - I_{n\delta 2}) + R_{c\delta 2}I_{c\delta 2} - R_{S4}I_{nc2} + R_{S3}I_{n\delta 2};$$

$$A_{15} = -A_7(I_{nc1} - I_w) + A_8I_w - R_{S1}I_{nc1} - R_{n1}I_{n\delta 1}; \quad A_{16} = -A_9(I_w + I_{c\delta 2}) - R_{c\delta 2}I_{c\delta 2} - R_{c2}I_{nc2}.$$

Тоді система (3.22) набуває вигляду:

$$\begin{cases} -U_1 + A_{10} = A_1 \cdot i_1 + A_2 i_6 - R_{n2} i_4 + R_{S4} i_5 + R_{c2} i_7; \\ A_{11} = A_3 i_2 - R_{S2} i_3 - R_{S1} i_6; \\ A_{12} = A_4 i_3 - R_{S2} i_2 - R_{n1} i_6; \\ A_{13} = A_5 i_4 - R_{n2} i_1 + R_{S3} i_5; \\ A_{14} = A_6 i_5 - R_{c\delta 2} i_7 + R_{S4} i_1 + R_{S3} i_4; \\ A_{15} = A_7 i_6 - A_8 i_7 - R_{S1} i_2 - R_{n1} i_3 + A_2 i_1; \\ -U_2 + A_{16} = A_9 i_7 - A_8 i_6 - R_{c\delta 2} i_5 + R_{c2} i_1. \end{cases} \quad (3.23)$$

Значення струму i_1 знаходимо з першого рівняння системи (3.23)

$$i_1 = \frac{-U_1 + A_{10} - A_2 i_6 + R_{n2} i_4 - R_{S4} i_5 - R_{c2} i_7}{A_1}. \quad (3.24)$$

З другого рівняння системи (3.23) визначасмо значення струму i_2

$$i_2 = \frac{A_{11} + R_{S2} i_3 + R_{S1} i_6}{A_3}. \quad (3.25)$$

З третього рівняння системи (3.23) з врахуванням (3.25) визначимо i_3

$$i_3 = \frac{B_1 + B_3 i_6}{B_2}, \quad (3.26)$$

де $B_1 = A_{12}A_3 + R_{S2}A_{11}$; $B_2 = A_3A_4 - R_{S2}^2$; $B_3 = R_{S2}R_{S1} + A_3R_{n1}$.

Значення струму i_4 визначимо з четвертого рівняння системи (3.23) з врахуванням (3.24)

$$i_4 = \frac{K_1 - R_{n2}A_2 i_6 - K_2 i_5 - R_{n2}R_{c2} i_7}{K_3}, \quad (3.27)$$

де $K_1 = A_{13}A_1 - R_{n2}(U_1 - A_{10})$; $K_2 = R_{n2}R_{S4} + A_1R_{S3}$; $K_3 = A_1A_5 - R_{n2}^2$.

Значення струму i_5 визначимо з п'ятого рівняння системи (3.23) з врахуванням (3.24) та (3.27)

$$i_5 = -\frac{N_1 + N_2 i_6 + N_3 i_7}{N_4}, \quad (3.28)$$

де $N_1 = -R_{S3}A_1K_1 + R_{S4}U_1K_3 - R_{S4}A_{10}K_3 - R_{S4}R_{n2}K_1 + A_{14}K_3A_1$;

$$\begin{aligned}
N_2 &= R_{S3}A_1R_{n2}A_2 + R_{S4}A_2K_3 + R_{S4}R_{n2}^2A_2; \\
N_3 &= R_{S3}A_1R_{n2}R_{c2} + R_{c2}K_3A_1 + R_{S4}R_{n2}^2R_{c2} + R_{S4}R_{c2}K_3; \\
N_4 &= R_{S4}R_{n2}K_2 + R_{S4}^2K_3 - A_6K_3A_1 + R_{S3}A_1K_2.
\end{aligned}$$

Враховуючи (3.24)–(3.28) з шостого рівняння системи (3.23) визначимо значення струму i_6

$$i_6 = \frac{M_1 + M_3i_7}{M_2}, \quad (3.29)$$

де

$$\begin{aligned}
M_1 &= N_4K_3 (A_3B_2A_{15} + A_1R_{S1}B_2A_{11} + A_1R_{S1}R_{S2}B_1 + A_1A_3R_{n1}B_1 + A_3B_2U_1A_2 - A_3B_2A_2A_{10}) - \\
&- A_3B_2A_2R_{n2}N_4K_1 - A_3B_2A_2R_{n2}K_2N_1 - K_3A_3B_2A_2R_{S4}N_1; \\
M_2 &= N_4K_3 (A_1A_3B_2A_7 - A_1R_{S1}R_{S2}B_3 - A_1B_2R_{S1}^2 - A_1A_3R_{n1}B_3 - A_3B_2A_2^2) - \\
&- A_3B_2A_2^2R_{n2}N_4R_{n2} + A_3B_2A_2R_{n2}K_2N_2 + K_3A_3B_2A_2R_{S4}N_2; \\
M_3 &= N_4K_3A_1A_3B_2A_8 + N_4K_3A_3B_2A_2R_{c2} + A_3B_2A_2R_{n2}K_2N_3 - \\
&- A_3B_2A_2R_{n2}^2N_4R_{c2} + K_3A_3B_2A_2R_{S4}N_3.
\end{aligned}$$

З останнього рівняння системи (3.23) використовуючи (3.24)–(3.29), розрахуємо значення струму i_7 , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми перетворювача по постійному струму, тобто

$$i_{\text{вих}} = i_7 = \frac{-A_8M_1N_4K_3A_1 - R_{c2}R_{n2}^2A_2M_1N_4 - D_1K_3M_2N_4A_1 + D_2 - D_3 + D_4 + D_5}{-A_9M_2N_4K_3A_1 + A_8M_3N_4K_3A_1 + D_6 + D_7 + D_8 + D_9 + D_{10}}, \quad (3.30)$$

де

$$\begin{aligned}
D_2 &= R_{c2}K_3A_1M_2N_1 + R_{c2}K_3A_1M_1N_2; \\
D_3 &= R_{c2}K_3U_1M_2N_4 - R_{c2}K_3A_{10}M_2N_4 + R_{c2}K_3A_2M_1N_4; \\
D_4 &= R_{c2}R_{n2}K_1M_2N_4 + R_{c2}R_{n2}K_2M_2N_1 + R_{c2}R_{n2}K_2M_1N_2; \\
D_5 &= R_{c2}R_{S4}K_3M_2N_1 + R_{c2}R_{S4}K_3M_1N_2; & D_6 &= -R_{c2}M_3N_2K_3A_1 - R_{c2}M_2N_3K_3A_1; \\
D_7 &= R_{c2}M_3N_4K_3A_2 + R_{c2}R_{n2}^2M_3N_4A_2; & D_8 &= -R_{c2}R_{n2}M_3N_2K_2 - R_{c2}R_{n2}M_2N_3K_2; \\
D_9 &= -R_{c2}R_{S4}M_3N_2K_3 - R_{c2}R_{S4}M_2N_3K_3; & D_{10} &= R_{c2}^2M_2N_4K_3 + R_{c2}^2R_{n2}^2M_2N_4.
\end{aligned}$$

Параметри еквівалентної схеми, необхідні для розрахунку вольт-амперної характеристики, отримані з роботи [119]. На основі аналітичного виразу (3.30) в пакеті прикладних програм Matlab 6.5 отримано графік ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 3.17).

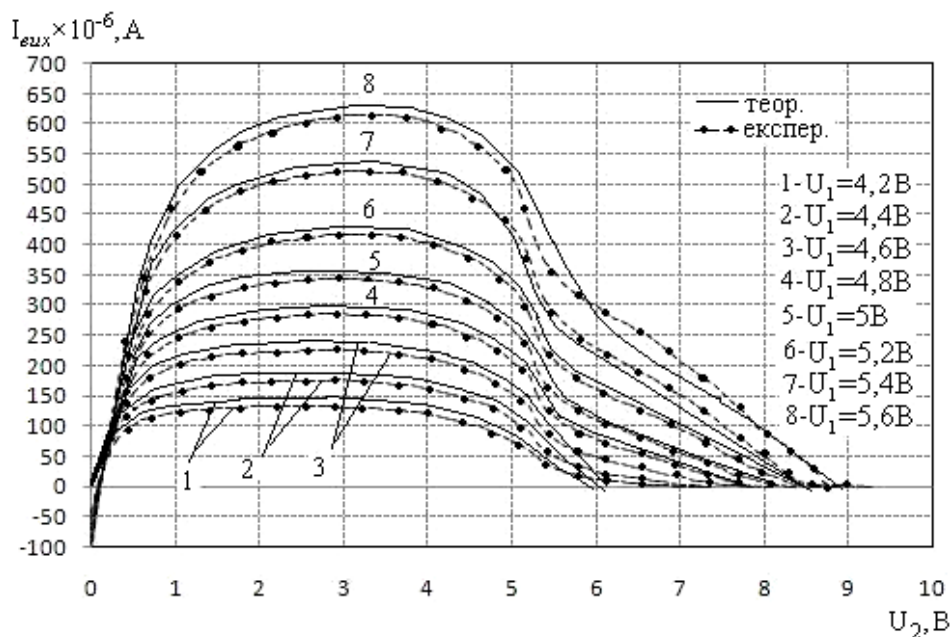


Рисунок 3.17 – Теоретичні та експериментальні ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача з кремнієвим сонячним елементом

При проведенні експерименту використовувалась гібридна схема перетворювача на основі двох МДН-транзисторів р-типу КП301Б та n-типу КП305И з конденсатором С, ємність якого 470 нФ. В якості чутливого елемента використано сонячний елемент (5×10 мм) на основі монокристалічного кремнію з ККД 16 %.

Графік показує, що зі збільшенням напруги керування U_1 збільшується ділянка від'ємного опору. При $U_1=4,2$ В ділянка від'ємного опору по U_2 лежить в межах 3 – 6,5 В, при $U_1=5$ В – від 3,2 до 8,1 В, при $U_1=5,6$ В – від 3,5 до 8,9 В.

3.4. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами та з кремнієвим сонячним елементом

Щоб дослідити властивості приладу на основі оптичного перетворювача, необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору структури від потужності оптичного випромінювання, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем МДН-транзисторів та сонячного елемента, які складають прилад на рис. 3.15.

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 3.15), необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-стік МДН-транзисторів VT1 та VT2 згідно з його еквівалентною схемою для змінного струму (рис. 3.18).

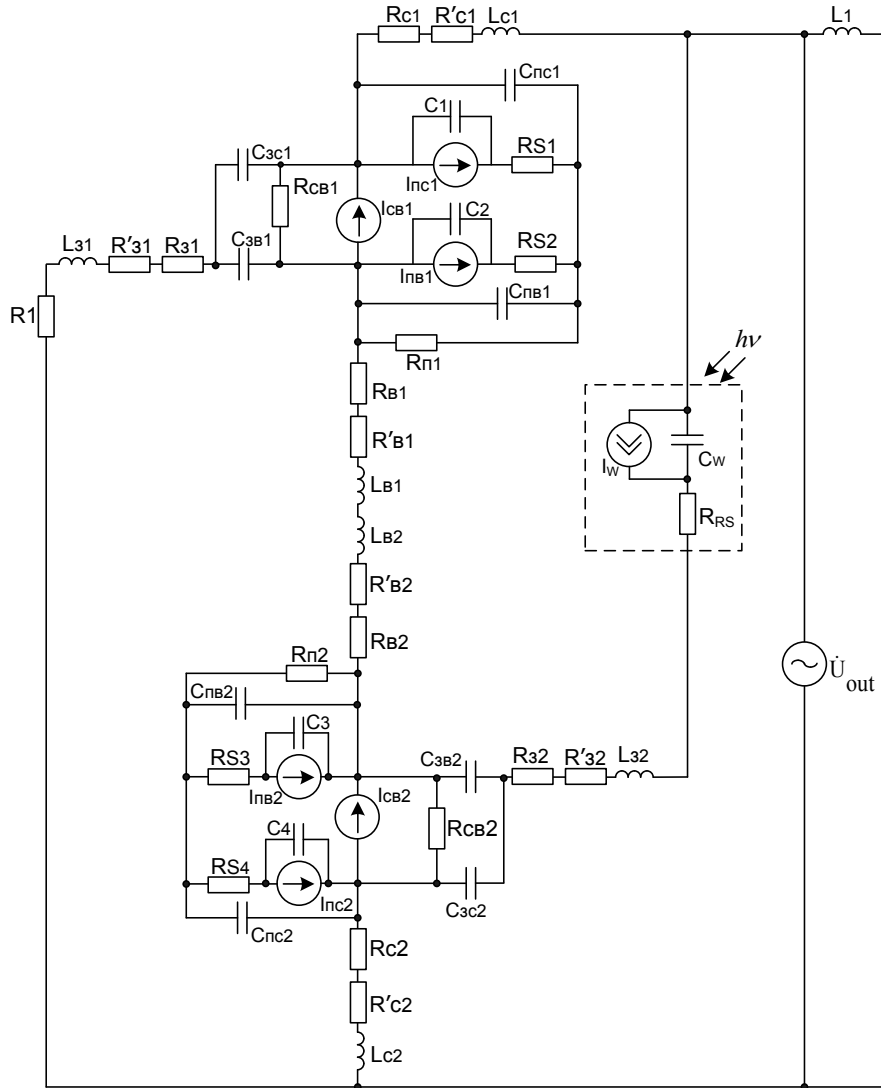


Рисунок 3.18 – Еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом по змінному струму

Для проведення розрахунків схему на рис. 3.15 перетворено у зручнішу (рис. 3.19).

В еквівалентній схемі на рис. 3.18 використано наступні позначення: R_1 – навантажувальний опір; R_z – омичний опір електрода затвора; R_{ze} – опір між електродами затвора і витоку; R_{ce} – опір стік-витік; R_c – опір p-n переходу стоку; R_e – опір p-n переходу витоку;

R_n – опір підкладки; R_{S1}, R_{S4} – об’ємні опори р-п переходу підкладка-стік; R_{S2}, R_{S3} – об’ємні опори р-п переходу підкладка-витік; L_3 – індуктивність електрода затвора; C_{zc} – ємність затвор-стік; C_{36} – ємність затвор-витік; C_{nc} – ємність підкладка-стік; C_1, C_4 – ємність р-п переходу стоку транзисторів VT1 та VT2 відповідно; C_2, C_3 – ємність р-п переходу витоку транзисторів VT1 та VT2 відповідно; C_{n6} – ємність підкладка-витік; L_c – індуктивність електрода стоку; L_6 – індуктивність електрода витоку; C_w – ємність сонячного елемента; I_1, I_6 – струми стоку-витоку транзисторів VT1 та VT2 відповідно; I_2, I_5 – струми переходів підкладка-стік транзисторів VT1 та VT2 відповідно; I_3, I_4 – струм переходів підкладка-витік транзисторів VT1 та VT2 відповідно; I_w – фотострум сонячного елемента; L_1 – зовнішня індуктивність.

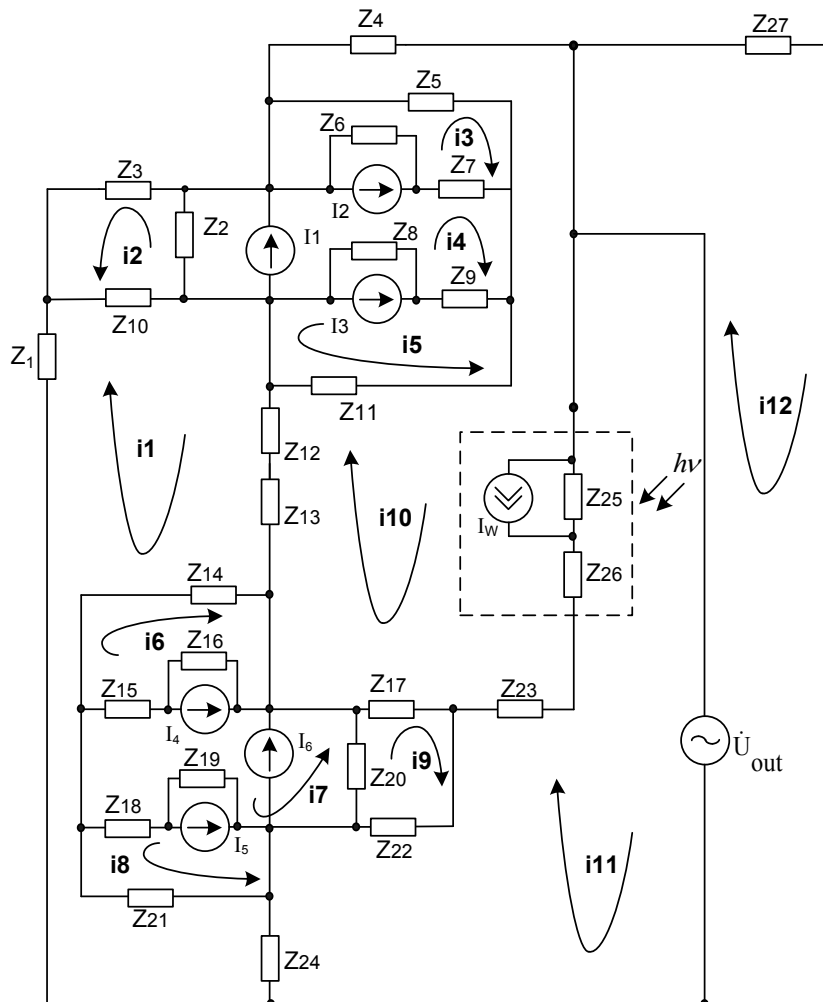


Рисунок 3.19 – Перетворена еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом

Як показано у підрозділі 3.3, ВАХ має ділянку від'ємного опору, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі, який утворений еквівалентною ємністю на електродах стік-стік МДН-транзисторів VT1 та VT2 та зовнішньою індуктивністю. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини потужності оптичного випромінювання. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (рис. 3.19), має вигляд

$$\left\{ \begin{aligned}
 0 &= (Z_1 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{21} + Z_{24})i_1 + Z_{10}i_2 - (Z_{12} + Z_{13})i_{10} - \\
 &- Z_{14}i_6 + Z_{21}i_8 - Z_{24}i_{11}; \\
 0 &= (Z_3 + Z_{10} + Z_2)(i_2 - I_1) + Z_2(i_4 - I_1) + Z_{10}i_1; \\
 0 &= (Z_5 + Z_6 + Z_7)(i_3 + I_2) - Z_5i_{10} - Z_7i_4 + Z_6(-i_4 + I_2); \\
 0 &= (Z_6 + Z_7 + Z_9 + Z_8 + Z_2)(i_4 + I_3 - I_2 - I_1) + Z_6(-i_3 - I_2) - Z_7i_3 + \\
 &+ Z_9i_5 + Z_8(i_5 + I_3) + Z_2(i_2 - I_1); \\
 0 &= (Z_9 + Z_8 + Z_{11})(i_5 + I_3) + Z_8(i_4 + I_3) + Z_9i_4 + Z_{11}i_{10}; \\
 0 &= (Z_{14} + Z_{15} + Z_{16})(i_6 + I_4) - Z_{14}i_1 + Z_{15}i_7 + Z_{16}(i_7 + I_4); \\
 0 &= (Z_{15} + Z_{16} + Z_{20} + Z_{19} + Z_{18})(i_7 - I_6 + I_4 - I_5) + Z_{16}(i_6 + I_4) + \\
 &+ Z_{15}i_6 - Z_{18}i_8 + Z_{19}(-i_8 - I_5) + Z_{20}(i_9 - I_6); \\
 0 &= (Z_{21} + Z_{19} + Z_{18})(i_8 + I_5) - Z_{18}i_7 + Z_{19}(-i_7 + I_5) + Z_{21}i_1; \\
 0 &= (Z_{17} + Z_{20} + Z_{22})(i_9 - I_6) - Z_{17}i_{10} + Z_{20}(i_7 - I_6) - Z_{22}i_{11}; \\
 0 &= (Z_4 + Z_5 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{17} + Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{10} - I_w) - Z_5i_3 + \\
 &+ Z_{11}i_5 - (Z_{12} + Z_{13})i_1 - Z_{17}i_9 - (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{11} + I_w); \\
 \dot{U}_{out} &= (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25} + Z_{24} + Z_{22})(i_{11} + I_w) - (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{10} - I_w) - \\
 &- Z_{22}i_9 - Z_{24}i_1; \\
 \dot{U}_{out} &= Z_{27}i_{12},
 \end{aligned} \right. \quad (3.31)$$

де $Z_1 = R_1 + R_{31} + R'_{31} + j\omega L_{31}$; $Z_2 = R_{c31}$; $Z_3 = -j / (\omega C_{3c1})$;

$Z_4 = R_{c1} + R'_{c1} + j\omega L_{c1}$; $Z_5 = -j / (\omega C_{nc1})$; $Z_6 = -j / (\omega C_1)$; $Z_7 = R_{S1}$;

$Z_8 = -j / (\omega C_2)$; $Z_9 = R_{S2}$; $Z_{10} = -j / (\omega C_{361})$;

$Z_{11} = \frac{R_{n1}}{1 + \omega^2 R_{n1}^2 C_{n61}^2} - j \frac{\omega R_{n1}^2 C_{n61}}{1 + \omega^2 R_{n1}^2 C_{n61}^2}$; $Z_{12} = R_{61} + R'_{61} + j\omega L_{61}$;

$Z_{13} = R_{62} + R'_{62} + j\omega L_{62}$; $Z_{14} = \frac{R_{n2}}{1 + \omega^2 R_{n2}^2 C_{n62}^2} - j \frac{\omega R_{n2}^2 C_{n62}}{1 + \omega^2 R_{n2}^2 C_{n62}^2}$; $Z_{15} = R_{S3}$;

$$Z_{16} = -j / (\omega C_3); \quad Z_{17} = -j / (\omega C_{3c2}); \quad Z_{18} = R_{S4}; \quad Z_{19} = -j / (\omega C_4);$$

$$Z_{20} = R_{c2}; \quad Z_{21} = -j / (\omega C_{nc2}); \quad Z_{22} = -j / (\omega C_{3c2}); \quad Z_{23} = R_{32} + R'_{32} + j\omega L_{32};$$

$$Z_{24} = R_{c2} + R'_{c2} + j\omega L_{c2}; \quad Z_{25} = -j / (\omega C_w); \quad Z_{26} = R_{RS}; \quad Z_{27} = j\omega L_1.$$

На основі системи рівнянь (3.31) за допомогою програмного пакета Matlab 6.5. розраховано активну та реактивну складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від потужності оптичного випромінювання показані на рис. 3.20 та 3.21.

З рис. 3.20 та 3.21 видно, що із збільшенням оптичної потужності активна та реактивна складові повного опору зменшуються.

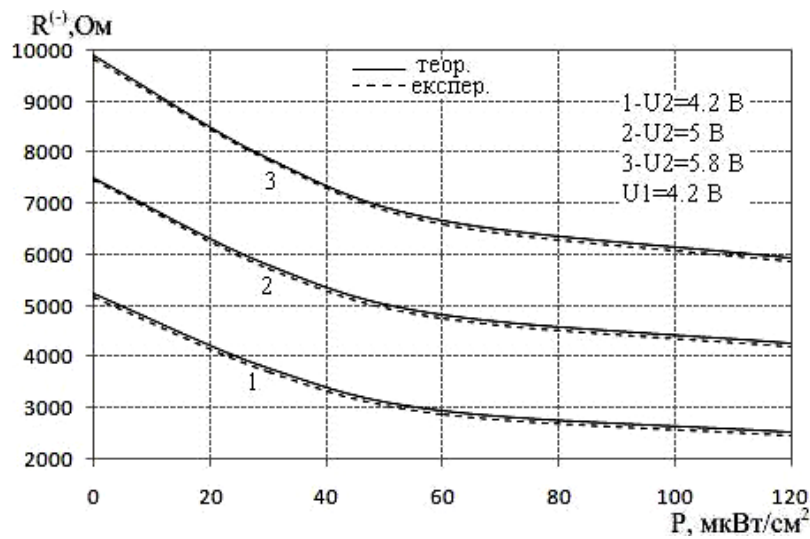


Рисунок 3.20 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

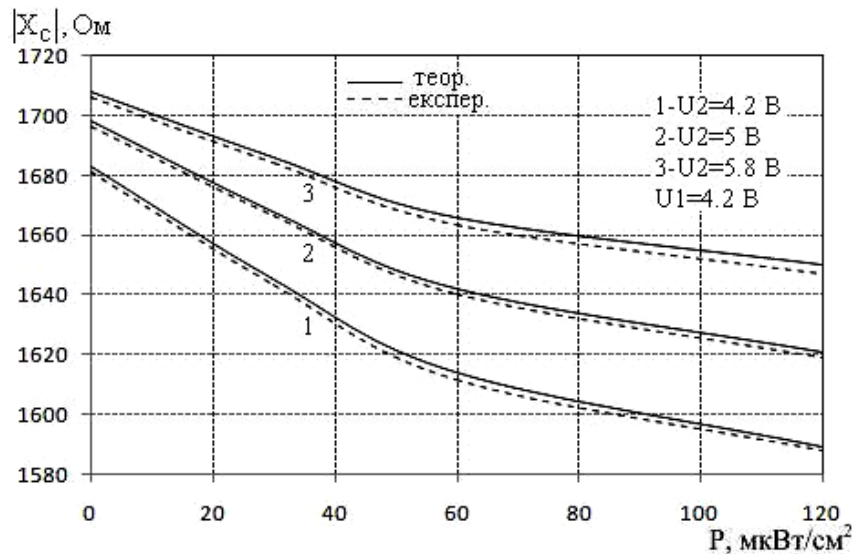


Рисунок 3.21 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

На рис. 3.22 та 3.23 подані експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з кремнієвим сонячним елементом від напруги живлення U_2 та напруги керування U_1 відповідно.

З рис. 3.22 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 4,2 В. Також з представленого графіка видно, що зі збільшенням напруги керування збільшується частотна область генерації. Найбільший діапазон зміни частоти існує для напруги керування $U_1 = 5,2 \text{ В}$.

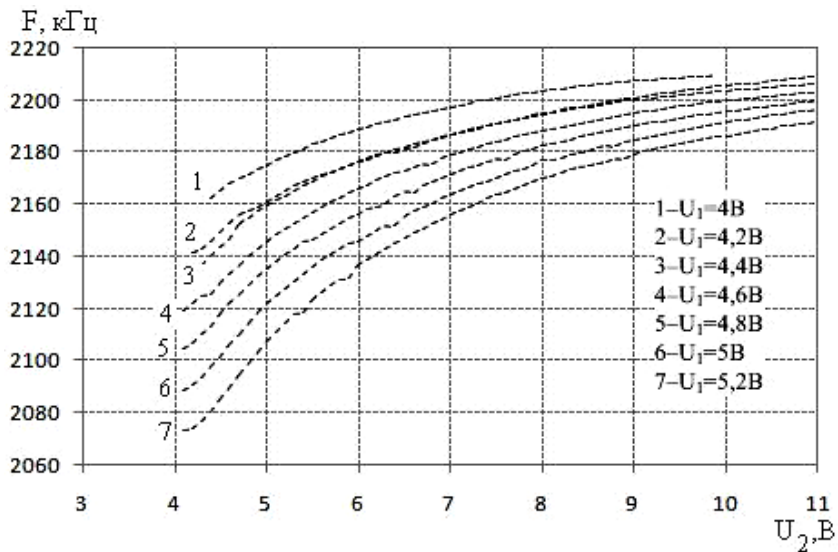


Рисунок 3.22 – Експериментальні залежності частоти генерації приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом від напруги живлення

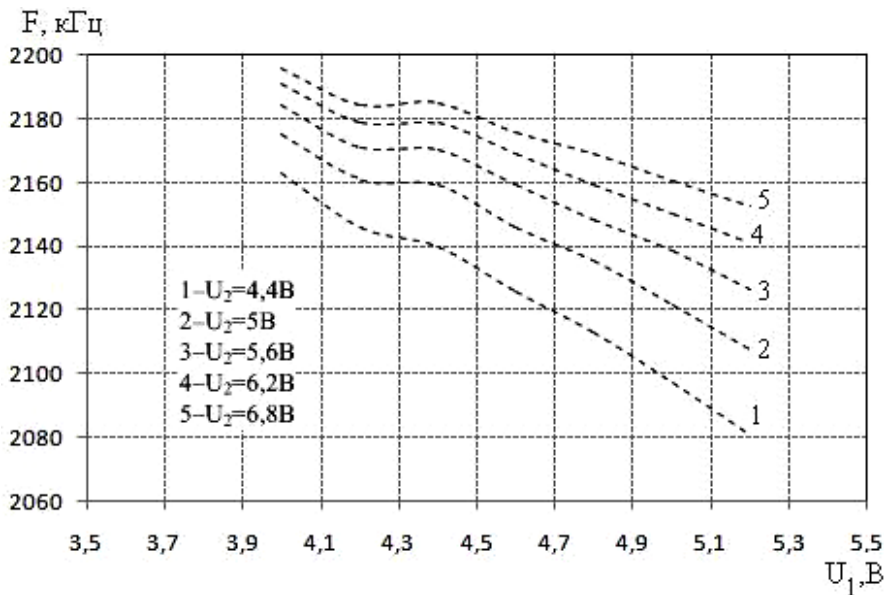


Рисунок 3.23 – Експериментальні залежності частоти генерації приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом від напруги керування

З рис. 3.23 видно, що в діапазоні напруги живлення від 4,4 до 5,6 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи приладу на основі оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні.

На рис. 3.24 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом від зміни потужності оптичного випромінювання.

Як видно з рис. 3.24, частота генерації зменшується зі збільшенням потужності оптичного випромінювання, а на ділянці від 0 до 50 мкВт/см² спостерігається більша крутість характеристики залежності частоти генерації від зміни оптичної потужності, також з рис. 3.24 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

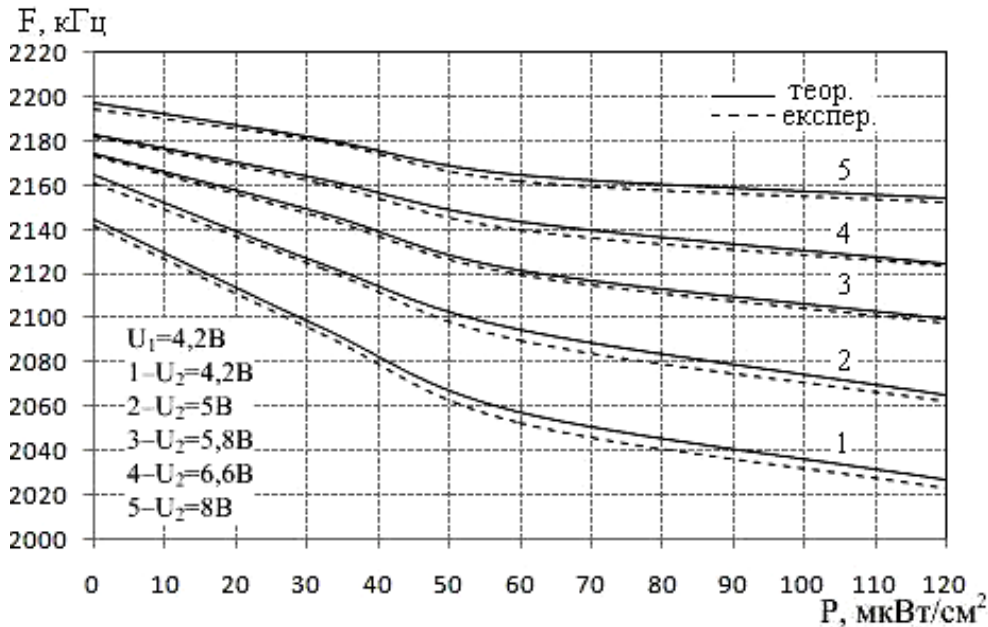


Рисунок 3.24 – Теоретичні та експериментальні функції перетворення приладу на основі оптичного перетворювача з сонячним елементом від зміни потужності оптичного випромінювання

Залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 3.19) на основі теорії стійкості Ляпунова.

Функція перетворення вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами та з сонячним елементом описується виразом

$$F = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\sqrt{D}}{2L_1 \cdot B \cdot R_{n2}^2 \cdot C_{ne2}^2} - \frac{B}{2 \cdot B \cdot R_{n2}^2 \cdot C_{ne2}^2} + \frac{A}{2L_1 \cdot B} + \frac{1}{2L_1 C_{ne2}} \right)^{1/2}, \quad (3.32)$$

а рівняння чутливості вимірювального каналу приладу – виразом

$$\begin{aligned}
 S_P^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[\left(D_1 L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} - D_1 R_{n2}^2 C_{n62}^2 \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} - \right. \right. \right. \\
 & \left. \left. \left. - \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} \right) - 2 L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - 2 L_1 C_w(P) C_{nc2} C_{362} R_{n2}^2 C_{n62}^2 \times \right. \right. \\
 & \left. \left. \times \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} \right) \right) / \sqrt{D_2} - L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} + \right. \\
 & \left. + R_{n2}^2 C_{n62}^2 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} + R_{n2}^2 C_{n62}^2 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} + R_{n2}^2 C_{n62} \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} \right) / \\
 & / \left(L_1 B R_{n2}^2 C_{n62}^2 \right) - \left(\left(\sqrt{D_2} - D_1 \right) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) \right) / \left(L_1 B R_{n2}^2 C_{n62}^2 \right) \Big] / \pi \times \\
 & \times \sqrt{\left(\sqrt{D_2} - D_1 \right) / \left(L_1 C_w(P) C_{nc2} C_{362} R_{n2}^2 C_{n62}^2 \right)},
 \end{aligned}
 \tag{3.33}$$

де $A = C_{362} C_{nc2} + C_w(P) C_{nc2} + C_w(P) C_{362}$; $B = C_w(P) \cdot C_{nc2} \cdot C_{362}$;

$$D = \left(L_1 B - R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - R_{n2}^2 C_{n62} B \right)^2 - 4 L_1 \cdot B \cdot R_{n2}^2 \cdot C_{n62}^2 \cdot A;$$

$$D_1 = L_1 B - R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - R_{n2}^2 C_{n62} B; \quad D_2 = \left(L_1 B - R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - R_{n2}^2 C_{n62} B \right)^2 - 4 L_1 B R_{n2}^2 C_{n62} A.$$

Графік залежності чутливості від величини потужності оптичного випромінювання представлений на рис. 3.25.

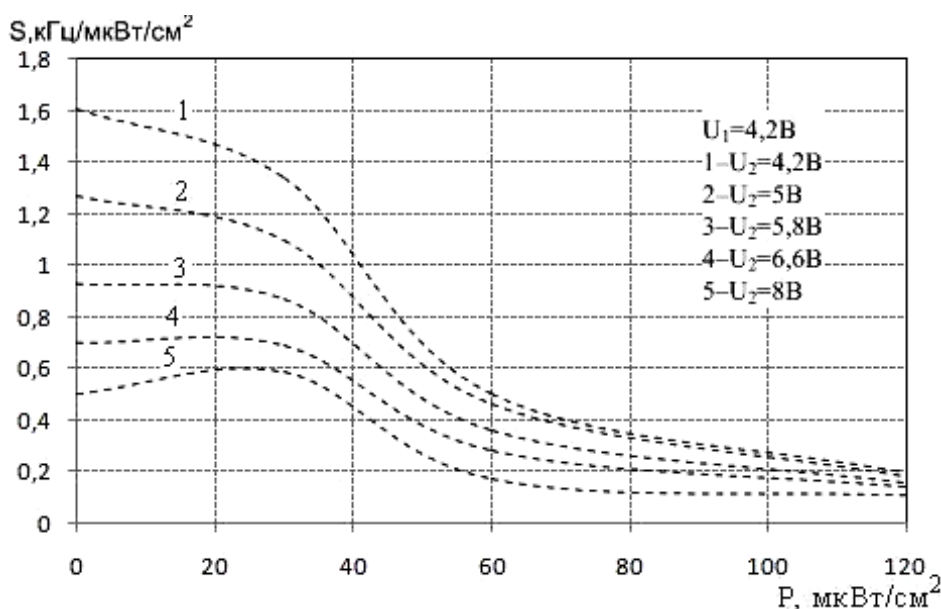


Рисунок 3.25 – Залежність чутливості вимірювального каналу приладу від величини оптичної потужності

З рис. 3.25 видно, що максимальну чутливість прилад має при напрузі живлення 4,2 В та напрузі керування 4,2 В. Із зміною потужності оптичного випромінювання від 0 до 120 мкВт/см², чутливість змінюється від 1,6 до 0,2 кГц/мкВт/см².

Залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від впливу температури показані на рис. 3.26. Оптимальною напругою керування є величина 4,2 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 90 °С.

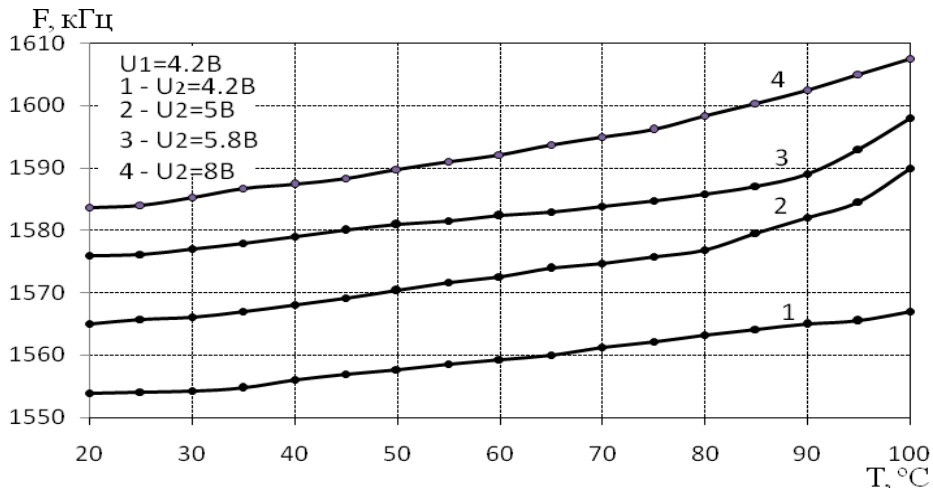


Рисунок 3.26 – Залежності частоти генерації радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача від зміни температури

3.5. Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з біполярним, МДН-транзистором та з сонячною батареєю

Для подальшого розширення робочого діапазону, підвищення чутливості і надійності роботи фоточутливого приладу, а також для ефективного вирішення проблеми дистанційного вимірювання потужності оптичного випромінювання пропонується прилад [76], схема якого показана на рис. 3.27.

Принцип дії приладу на основі оптичного перетворювача ґрунтується на зміні оптичної потужності, що приймається сонячною батареєю SP. Таким чином змінюється вихідна напруга на сонячній батареї, що спричиняє зміну ємності варикапа VD, що в свою чергу змінює ємнісну складову повного опору на електродах стік-колектор двозатворного МДН-транзистора VT2 і біполярного транзистора VT1, а це викликає ефективну зміну резонансної частоти коливального контуру,

який утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах стік-колектор та пасивної індуктивності L1.

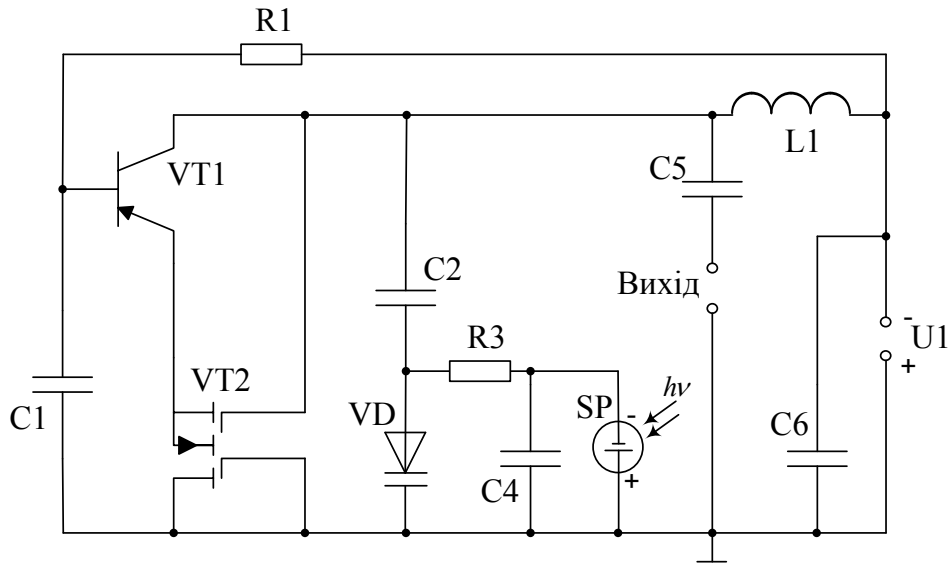


Рисунок 3.27 – Електрична схема приладу на основі біполярного транзистора та двозатворного МДН-транзистора з сонячною батареєю

В приладі на рис. 3.27 сонячна батарея є чутливим елементом, який перетворює сонячну енергію в електричну енергію. Однак можливий інший варіант конструкторсько-технологічного вирішення реалізації приладу для вимірювання оптичної потужності з використанням сонячної батареї в якості альтернативного автономного джерела живлення оптичного перетворювача [74]. Адже на сьогоднішній день енергетичні ресурси землі підходять до свого закінчення. Тому необхідно здійснювати пошук нових принципів реалізації приладів, що відрізняються багатofункціональністю, малим споживанням енергії, високою чутливістю тощо. І прилад на основі оптичного перетворювача з автономним живленням на основі сонячної батареї дозволяє ефективно виконати ті умови, які диктує сьогоднішня ситуація в світі. Тому що при такій реалізації виникає можливість одночасного вимірювання потужності оптичного випромінювання і живлення приладу на основі оптичного перетворювача за допомогою сонячної батареї.

Але існує певний недолік, а саме: при використанні сонячної батареї як джерела живлення в перетворювачі на основі біполярного та двозатворного МДН-транзистора можливо вимірювати оптичну потужність, починаючи з певного мінімального значення, при якому спрацьовує перетворювач, а не з нульового значення оптичної потужності, як це виконується в приладі, зображеному на рис. 3.27.

Таким чином, на основі вищесказаного для досліджень обрано прилад на основі біполярного транзистора та двозатворного МДН-транзистора з сонячною батареєю в якості чутливого елемента.

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 3.27), необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-колектор транзистора VT2 і VT1 згідно з еквівалентною схемою приладу для змінного струму (рис. 3.28). Для проведення розрахунків схему на рис. 3.28 перетворено у зручнішу (рис. 3.29).

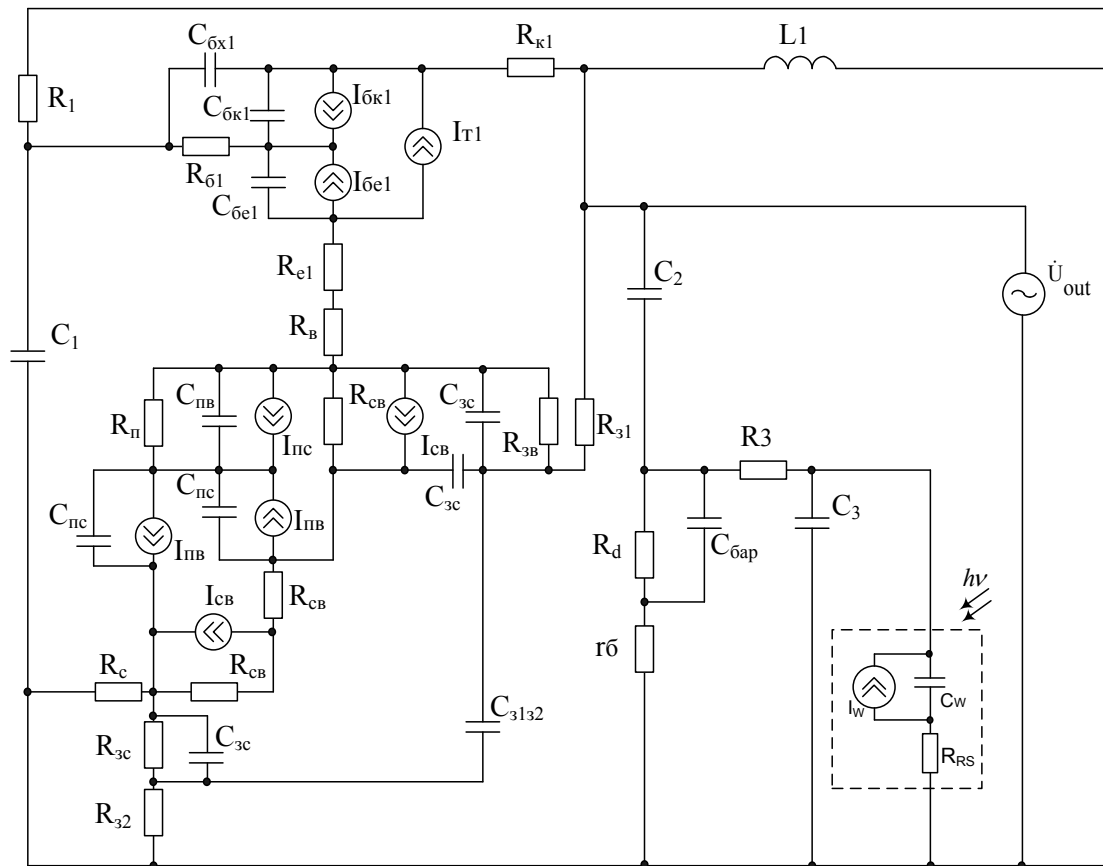


Рисунок 3.28 – Еквівалентна схема приладу з сонячною батареєю по змінному струму

В еквівалентній схемі на рис. 3.28 використано такі позначення: R_1 – опір резистора R_1 ; $R_{б1}$, $R_{к1}$, R_{e1} – об’ємний опір бази, колектора і емітера біполярного транзистора VT1 відповідно; R_b , R_c , R_{31} та R_{32} – об’ємні опори витoku, стоку та першого і другого затворів двозатворного МДН-транзистора VT2 відповідно; R_n – опір підкладки МДН-транзистора VT2; R_{ce} – об’ємний опір стік-витік транзистора VT2; R_{3c}

– об’ємний опір затвор-витік транзистора $VT2$; R_{31} – об’ємний опір затвора транзистора $VT2$; R_c – опір р-п переходу стоку транзистора $VT2$; R_{3c} – опір затвор-стік транзистора $VT2$; C_1, C_2, C_3 – ємності конденсаторів C_1, C_2 та C_3 на схемі рис. 3.24; C_w – ємність сонячної батареї; $C_{\delta k1}, C_{\delta e1}$ – ємність переходу база-колектор та база-емітер транзистора $VT1$ відповідно; $C_{\delta x1}$ – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярного транзистора $VT1$; C_{n6} – ємність підкладка-витік МДН-транзистора $VT2$; C_{nc} – ємності підкладка-стік транзистора $VT2$; C_{3c} – ємності затвор-стік МДН-транзистора $VT2$; C_{36} – ємність затвор-витік транзистора $VT2$; C_{3132} – ємність між першим і другим затвором транзистора $VT2$; $C_{\delta ap}$ – бар’єрна ємність р-п переходу варикапа VD ; R_d – опір р-п переходу варикапа VD ; r_d – омичний опір бази варикапа VD ; R_{RS} – опір сонячної батареї; R_3 – опір резистора R_3 на схемі рис. 3.27.

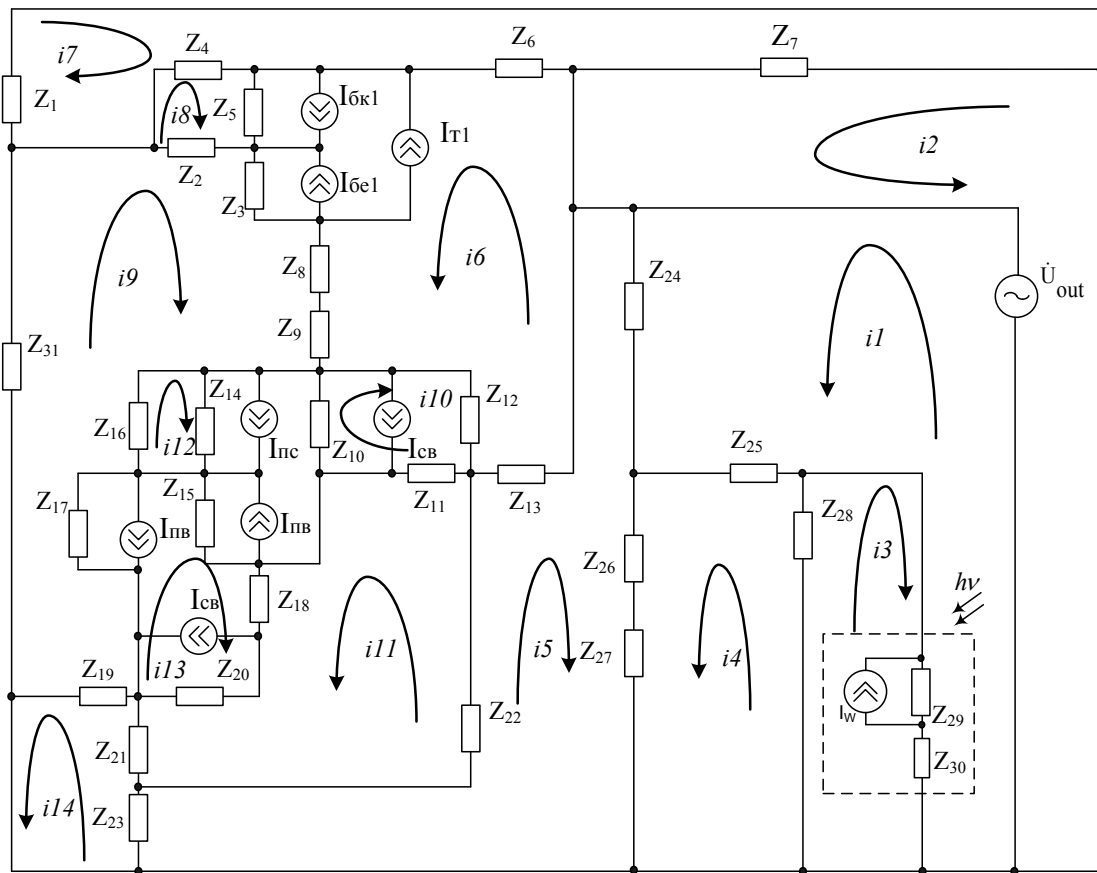


Рисунок 3.29 – Перетворена еквівалентна схема приладу з сонячною батареєю

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини потужності оптичного випромінювання. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (див. рис. 3.29), має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \dot{U}_{out} = (Z_{24} + Z_{25} + Z_{29} + Z_{30})i_1 + Z_{24}i_5 - Z_{25}i_4 + (Z_{29} + Z_{30})i_3 + Z_{29}I_w; \\
 \dot{U}_{out} = Z_7i_2 + Z_7i_7; \\
 0 = (Z_{28} + Z_{29} + Z_{30})i_3 + Z_{28}i_4 + (Z_{29} + Z_{30})i_1 + Z_{29}I_w; \\
 0 = (Z_{26} + Z_{27} + Z_{28} + Z_{25})i_4 + (Z_{26} + Z_{27})i_5 - Z_{25}i_1 + Z_{28}i_3; \\
 0 = (Z_{23} + Z_{22} + Z_{13} + Z_{24} + Z_{26} + Z_{27})i_5 + Z_{23}i_{14} + Z_{22}i_{11} + Z_{13}i_6 + Z_{24}i_1 + \\
 + (Z_{26} + Z_{27})i_4; \\
 0 = (Z_6 + Z_5 + Z_3 + Z_8 + Z_9 + Z_{12} + Z_{13})i_6 + Z_6i_7 + Z_5i_8 + \\
 + (Z_5 + Z_3)(I_{\delta e1} - I_{\delta \kappa 1} + I_{T1}) + Z_3i_9 + (Z_8 + Z_9)i_9 + Z_{12}i_{10} - Z_{12}I_{ce} + Z_{13}i_5; \\
 0 = (Z_1 + Z_7 + Z_6 + Z_4)i_7 + Z_7i_2 + Z_6i_6 - Z_4i_8; \\
 0 = (Z_4 + Z_5 + Z_2)i_8 - Z_4i_7 + Z_5i_6 + Z_5(I_{\delta e1} - I_{\delta \kappa 1} + I_{T1}) - Z_2i_9; \\
 0 = (Z_2 + Z_3 + Z_8 + Z_9 + Z_{16} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{31})i_9 - Z_2i_8 + Z_3i_6 + \\
 + Z_3(I_{\delta e1} - I_{\delta \kappa 1} + I_{T1}) + (Z_8 + Z_9)i_6 - Z_{16}i_{12} - Z_{17}I_{ne} - Z_{17}i_{13} + Z_{19}i_{14}; \\
 0 = (Z_{10} + Z_{12} + Z_{11})i_{10} + (Z_{10} - Z_{12} - Z_{11})I_{ce} + (Z_{10} + Z_{11})i_{11} + Z_{12}i_6; \\
 0 = (Z_{10} + Z_{14} + Z_{15} + Z_{18} + Z_{20} + Z_{21} + Z_{22} + Z_{11})i_{11} + (Z_{10} + Z_{11})i_{10} + \\
 + (Z_{10} - Z_{11})I_{ce} + Z_{14}i_{12} + (Z_{15} + Z_{18} + Z_{20})i_{13} + (Z_{14} + Z_{15})(I_{ne} - I_{nc}) - \\
 - Z_{20}I_{ce} - Z_{21}i_{14} + Z_{22}i_5; \\
 0 = (Z_{14} + Z_{16})i_{12} + Z_{14}i_{11} + Z_{14}(I_{ne} - I_{nc}) - Z_{16}i_9; \\
 0 = (Z_{15} + Z_{18} + Z_{20} + Z_{17})i_{13} + (Z_{15} + Z_{18} + Z_{20})i_{11} + Z_{15}(I_{ne} - I_{nc}) - \\
 - Z_{20}I_{ce} + Z_{17}I_{ne} - Z_{17}i_9; \\
 0 = (Z_{19} + Z_{23} + Z_{21})i_{14} + Z_{19}i_9 - Z_{21}i_{11} + Z_{23}i_5,
 \end{array} \right. \quad (3.34)$$

де $Z_1 = R_1$; $Z_2 = R_{\delta 1}$; $Z_3 = -j / (\omega C_{\delta e1})$; $Z_4 = -j / (\omega C_{\delta \kappa 1})$; $Z_6 = R_{\kappa 1}$; $Z_7 = j\omega L_1$; $Z_5 = -j / (\omega C_{\delta \kappa 1})$; $Z_8 = R_{e1}$; $Z_9 = R_{\epsilon}$; $Z_{10} = R_{ce}$; $Z_{11} = -j / (\omega C_{3c})$; $Z_{13} = R_{31}$; $Z_{16} = R_n$; $Z_{12} = \frac{R_{3\epsilon}}{1 + \omega^2 R_{3\epsilon}^2 C_{3c}^2} - j \frac{\omega R_{3\epsilon}^2 C_{3c}}{1 + \omega^2 R_{3\epsilon}^2 C_{3c}^2}$; $Z_{14} = -j \frac{1}{\omega C_{ne}}$; $Z_{15} = -j \frac{1}{\omega C_{nc}}$; $Z_{18} = R_{ce}$; $Z_{17} = -j / (\omega C_{nc})$; $Z_{19} = R_c$; $Z_{20} = R_{ce}$; $Z_{23} = R_{32}$;

$$Z_{22} = -j / (\omega C_{3132}); \quad Z_{25} = R_3; \quad Z_{21} = \frac{R_{3c}}{1 + \omega^2 R_{3c}^2 C_{3c}^2} - j \frac{\omega R_{3c}^2 C_{3c}}{1 + \omega^2 R_{3c}^2 C_{3c}^2};$$

$$Z_{24} = -j / (\omega C_2); \quad Z_{27} = r_6; \quad Z_{28} = -j / (\omega C_3);$$

$$Z_{26} = \frac{R_d}{1 + \omega^2 R_d^2 C_{6ap}^2} - j \frac{\omega R_d^2 C_{6ap}}{1 + \omega^2 R_d^2 C_{6ap}^2}; \quad Z_{29} = -j / (\omega C_w); \quad Z_{30} = R_{RS};$$

$$Z_{31} = -j / (\omega C_1).$$

На основі системи рівнянь (3.34) за допомогою програмного пакета Matlab 6.5. розраховано активну та реактивну складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від потужності оптичного випромінювання показані на рис. 3.30 та 3.31.

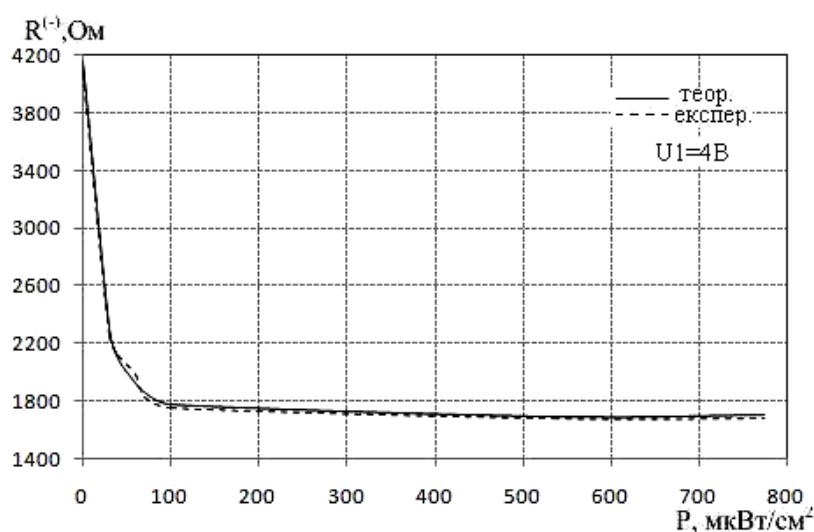


Рисунок 3.30 – Теоретична та експериментальна залежності активної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

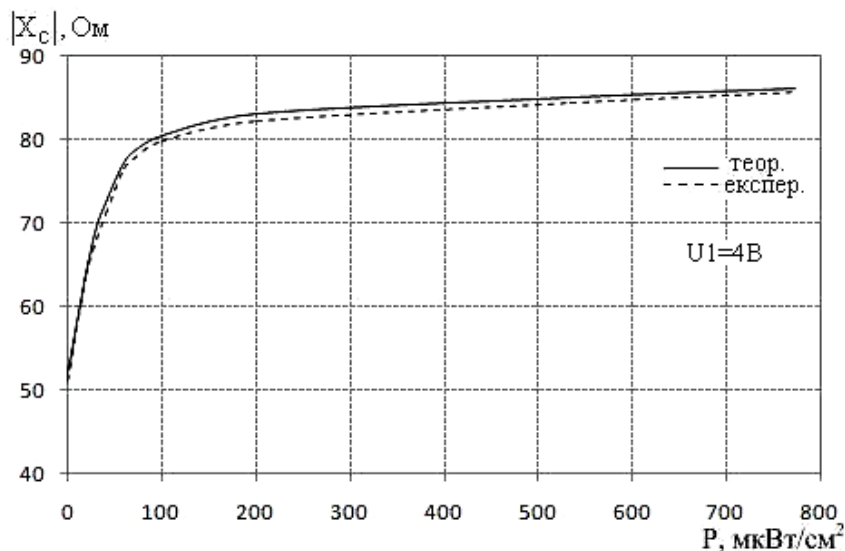


Рисунок 3.31 – Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання

З рис. 3.30 та 3.31 видно, що зі збільшенням оптичної потужності активна складова повного опору зменшується, а реактивна – збільшується.

На рис. 3.32 подана експериментальна залежність частоти генерації оптичного перетворювача з сонячною батареєю від напруги живлення U_1 . З рис. 3.32 видно, що в діапазоні напруги живлення від 4 до 10 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи приладу на основі оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні.

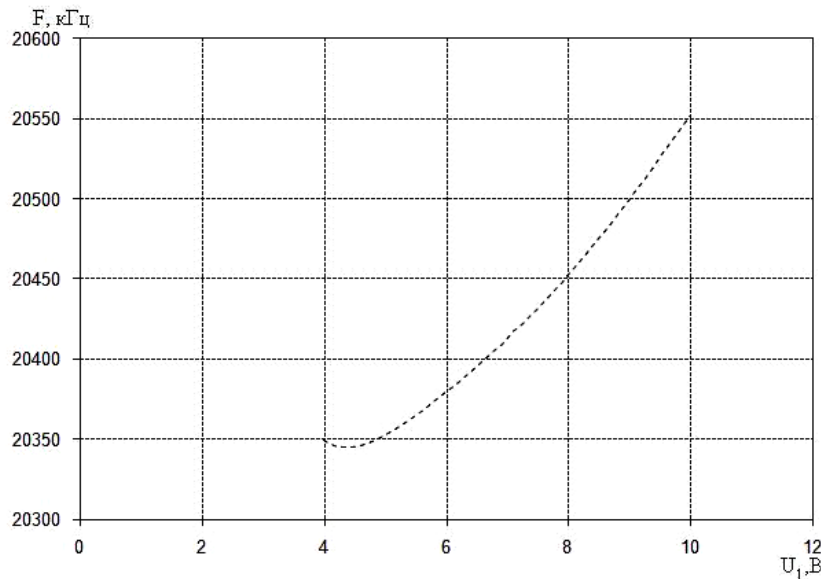


Рисунок 3.32 – Експериментальна залежність частоти генерації вимірювального каналу приладу з сонячною батареєю від напруги живлення

На рис. 3.33 показані результати досліджень сонячної батареї ($U = 7,2$ В, $I = 450$ мА). Як видно, в діапазоні зміни оптичної потужності від 0 до 774 мкВт/см² напруга на сонячній батареї змінюється в межах 0–6,4 В.

Проведені дослідження впливу вихідної напруги сонячної батареї на частоту генерації вимірювального каналу приладу показали, що цей вплив відбувається за майже лінійним законом (рис. 3.34).

Основною характеристикою вимірювального каналу приладу на основі перетворювача (див. рис. 3.27) є функція перетворення, на основі якої мікроконтролерна вимірювальна система визначає значення оптичної потужності. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від потужності падаючого випромінювання.

На рис. 3.35 подана експериментальна та теоретична залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу з сонячною батареєю від зміни потужності оптичного випромінювання.

Як видно з рис. 3.35, частота генерації збільшується зі збільшенням потужності оптичного випромінювання, а на ділянці від 0 до 80 мкВт/см² спостерігається більша крутість характеристики залежності частоти генерації від зміни оптичної потужності, також з рис. 3.35 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

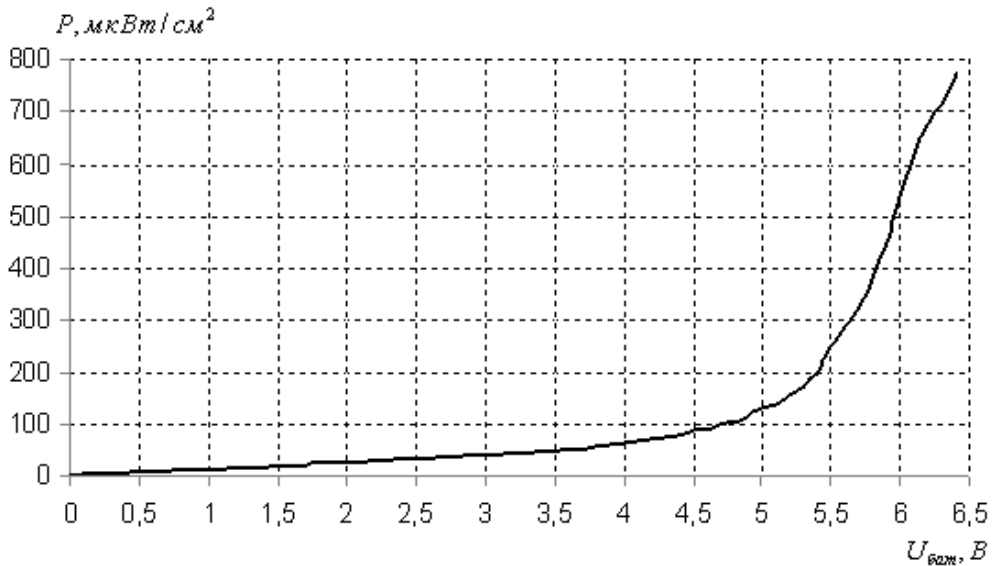


Рисунок 3.33 – Залежність вихідної напруги сонячної батареї від потужності оптичного випромінювання

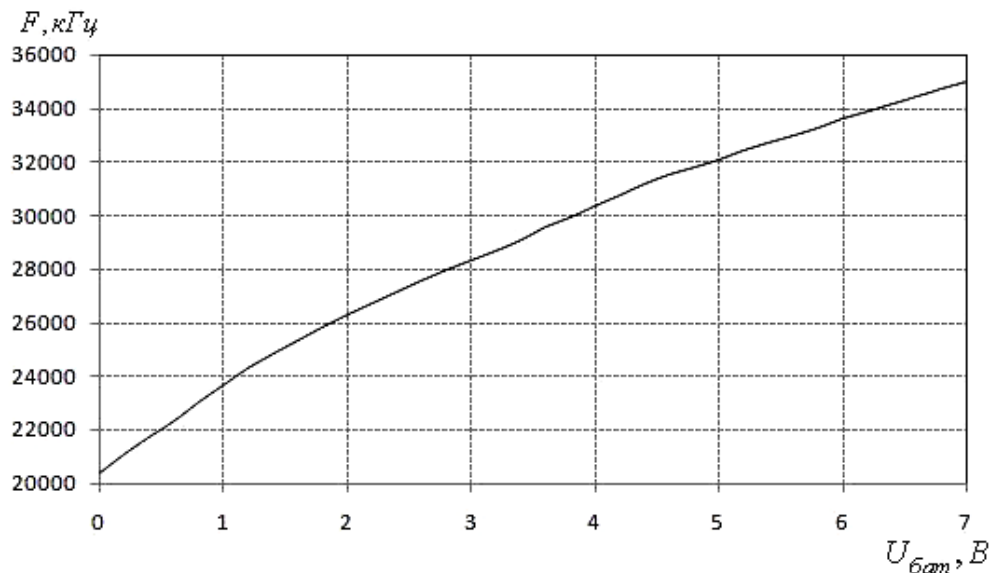


Рисунок 3.34 – Залежність частоти генерації вимірювального каналу приладу від вихідної напруги на сонячній батареї ($U_1 = 4$ В)

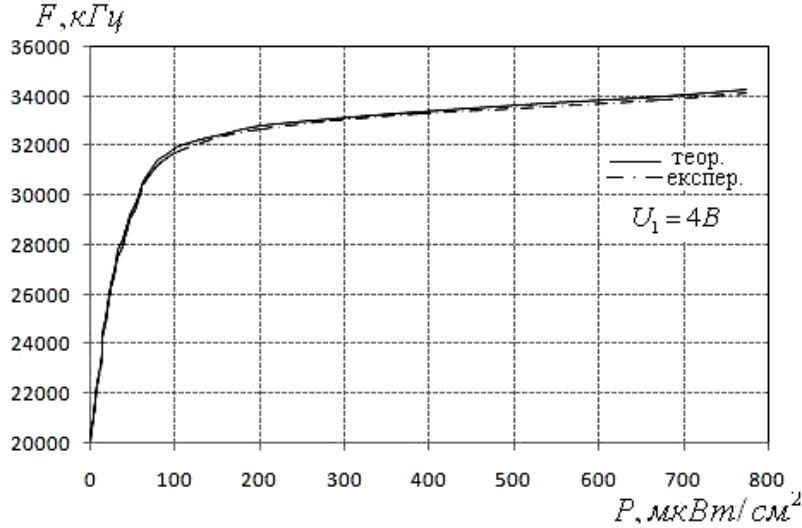


Рисунок 3.35 – Теоретична та експериментальна функція перетворення вимірювального каналу приладу

Залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 3.29) на основі теорії стійкості Ляпунова. Функція перетворення вимірювального каналу приладу на основі біполярного та двозатворного МДН-транзистора з сонячною батареєю описується виразом

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\sqrt{D} - (L_1 B - AR_d^2 C_{\bar{o}ap}^2(P) - BR_d^2 C_{\bar{o}ap}(P))}{2L_1 BR_d^2 C_{\bar{o}ap}^2(P)}}, \quad (3.35)$$

а чутливість вимірювального каналу приладу – виразом

$$\begin{aligned} S_P^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[\left\{ \frac{1}{2} (2D_1 \left(L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3c} C_{3132} - 2R_d^2 C_{\bar{o}ap}(P) A \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{o}ap}(P) \right) \right) - \right. \right. \\ & - R_d^2 C_{\bar{o}ap}^2(P) \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}e1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) \times \right. \\ & \times C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3132} + \left. \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3c} \right) - R_d^2 B \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{o}ap}(P) \right) - \\ & - R_d^2 C_{\bar{o}ap}(P) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3c} C_{3132} \left. \right) + 4L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3c} C_{3132} \times \\ & \times R_d^2 C_{\bar{o}ap}^2(P) A + 8L_1 BR_d^2 C_{\bar{o}ap}(P) A \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{o}ap}(P) \right) + 4L_1 BR_d^2 C_{\bar{o}ap}^2(P) \times \\ & \times \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}e1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{o}\kappa 1} C_{\bar{o}e1} C_{3132} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} \Big) \Big) / \sqrt{D_2} - L_1 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_{3132} + 2R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}(P) A \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{\sigma}ap}(P) \right) + \\
& + R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{3c} C_{3132} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3132} + \right. \\
& + \left. \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} \right) + R_d^2 B \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{\sigma}ap}(P) \right) + R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}(P) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_{3132} \Big) / \\
& / L_1 B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) - (\sqrt{D_2} - D_1) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) / L_1 B C_w(P) R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) - \\
& - 2(\sqrt{D_2} - D_1) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_{\bar{\sigma}ap}(P) \right) / L_1 B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^3(P) \Big] / \pi \sqrt{(\sqrt{D_2} - D_1) / L_1 B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P)},
\end{aligned} \tag{3.36}$$

де $B = C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_w(P) C_{3132}$;

$$D = (L_1 B - A R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) - B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}(P))^2 + 4 A L_1 B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P);$$

$$A = C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_w(P) C_{3132} + C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{3c} C_w(P) C_{3132} + C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_w(P) C_{3132} + \\ + C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_w(P) + C_{\bar{\sigma}\kappa 1} C_{\bar{\sigma}e1} C_{3c} C_{3132};$$

$$D_1 = L_1 B - R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) A - R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}(P) B;$$

$$D_2 = (L_1 B - R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) A - R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}(P) B)^2 + 4 L_1 B R_d^2 C_{\bar{\sigma}ap}^2(P) A.$$

Графік залежності чутливості від величини потужності оптичного випромінювання представлений на рис. 3.36. З рис. 3.36 видно, що зі зміною потужності оптичного випромінювання від 0 до 774 мкВт/см², чутливість змінюється від 320 до 7,6 кГц/мкВт/см².

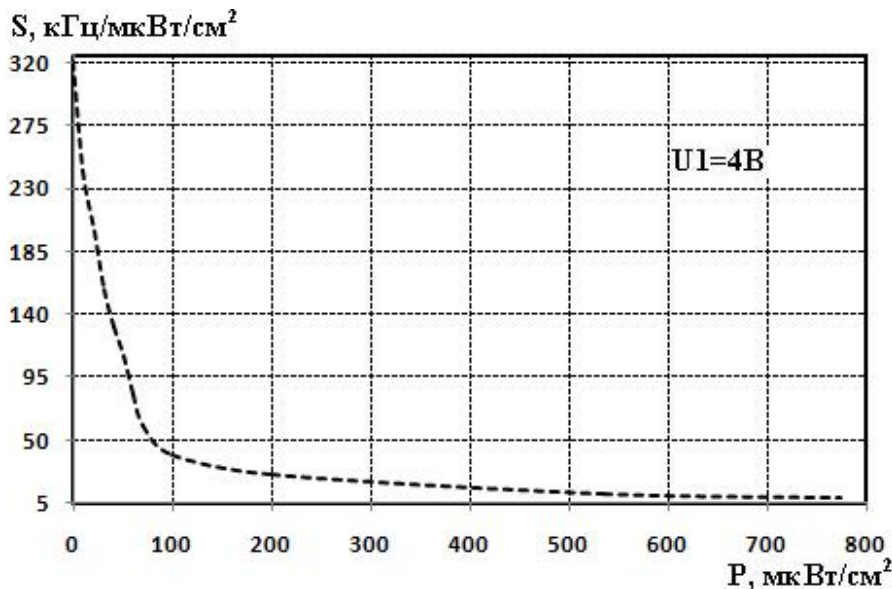


Рисунок 3.36 – Залежність чутливості вимірювального каналу приладу від зміни величини потужності оптичного випромінювання

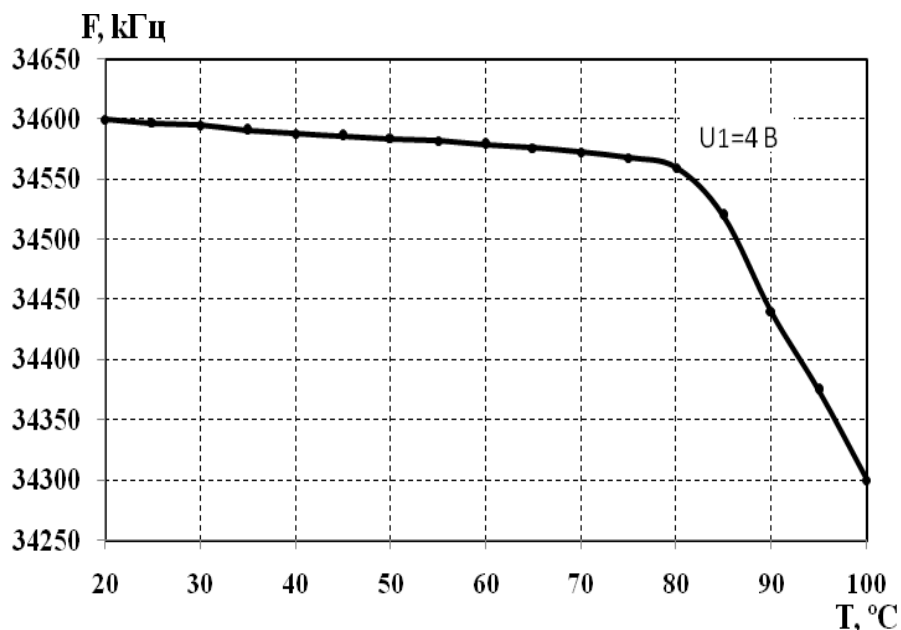


Рисунок 3.37 – Залежності частоти генерації радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача від зміни температури

Залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від впливу температури наведені в рис. 3.37. Експериментальні дослідження проводились при напрузі живлення 4 В, де існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 80 °С.

3.6 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з МДН-транзистором з двостороннім освітленням каналу

Для подальшого підвищення чутливості до вимірювання оптичної потужності пропонується прилад, електрична схема якого показана на рис. 3.38. Прилад на основі оптичного перетворювача містить біполярний транзистор та МДН-транзистор з двостороннім освітленням каналу, який є фоточутливим елементом. На електродах колектор-стік запропонованої структури існує від’ємний опір, що відповідає спадній ділянці на вольт-амперній характеристиці. Фоточутливий прилад живиться від джерела постійної напруги U_1 (напруга живлення) і U_2 (напруга керування).

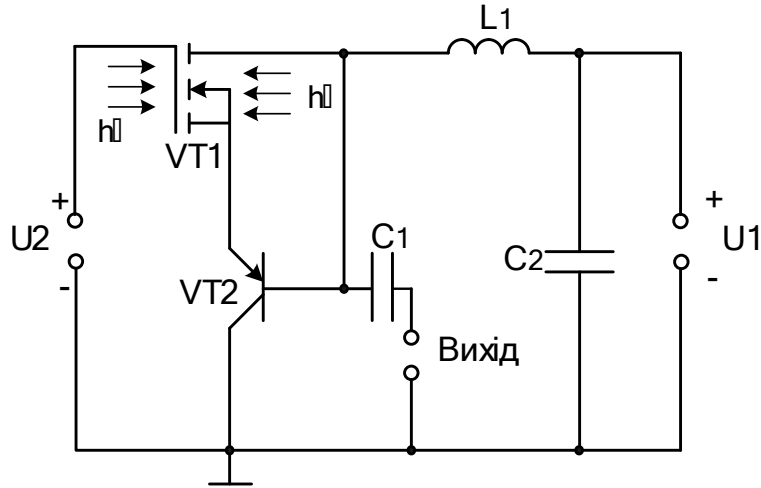


Рисунок 3.38 – Електрична схема приладу на основі біполярного та МДН-транзистора з двостороннім освітленням каналу [124, 125]

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу приладу на основі оптичного перетворювача (див. рис. 3.38), необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-колектор транзистора VT1 і VT2 згідно з еквівалентною схемою приладу для змінного струму (рис. 3.39). Для проведення розрахунків схему на рис. 3.39 перетворено у зручнішу (рис. 3.40).

В еквівалентній схемі на рис. 3.40 використані такі позначення:

$$Z_1 = R'_3 + j\omega L_3; \quad Z_2 = \frac{R_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 C_{36}^2} - j \frac{\omega R_{36}^2 C_{36}}{1 + \omega^2 R_{36}^2 C_{36}^2}; \quad Z_3 = -j / (\omega C_{3c}); \quad Z_6 = R'_c + j\omega L_c;$$

$$Z_7 = j\omega L_1; \quad Z_9 = R'_e + j\omega L_e; \quad Z_4 = \frac{R_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 C_{c6}^2} - j \frac{\omega R_{c6}^2 C_{c6}}{1 + \omega^2 R_{c6}^2 C_{c6}^2};$$

$$Z_5 = \frac{R_c}{1 + \omega^2 R_c^2 C_c^2} - j \frac{\omega R_c^2 C_c}{1 + \omega^2 R_c^2 C_c^2};$$

$$Z_8 = \frac{R_6}{1 + \omega^2 R_6^2 C_6^2} - j \frac{\omega R_6^2 C_6}{1 + \omega^2 R_6^2 C_6^2}; \quad Z_{10} = R'_o + j\omega L_o; \quad Z_{11} = R_o;$$

$$Z_{12} = \frac{R_k}{1 + \omega^2 R_k^2 C_k^2} - j \frac{\omega R_k^2 C_k}{1 + \omega^2 R_k^2 C_k^2};$$

$$Z_{13} = R'_k + j\omega L_k; \quad Z_{15} = R'_e + j\omega L_e; \quad \alpha = \alpha_1 - j\alpha_2; \quad Z_{14} = \frac{R_e}{1 + \omega^2 R_e^2 C_e^2} - j \frac{\omega R_e^2 C_e}{1 + \omega^2 R_e^2 C_e^2}.$$

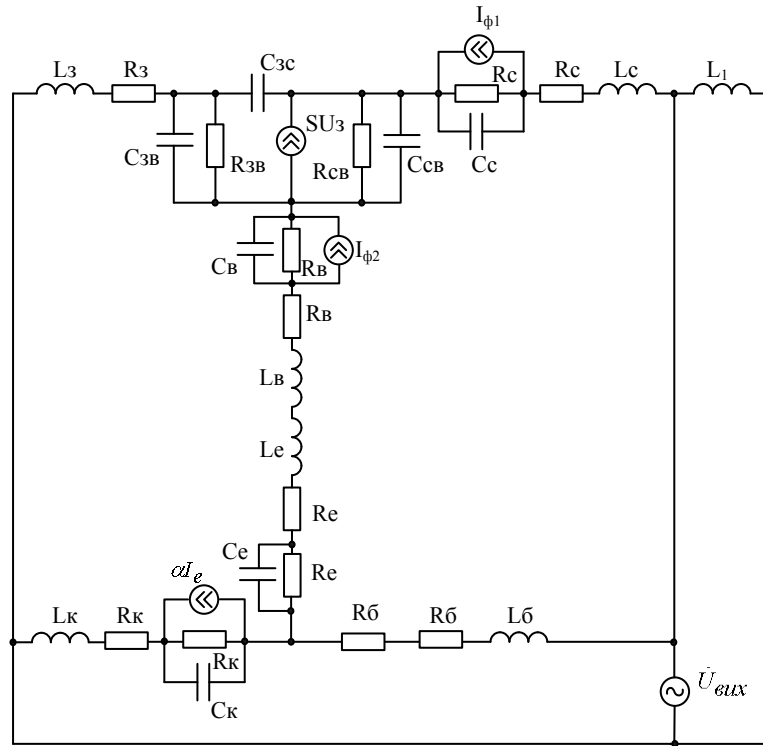


Рисунок 3.39 – Еквівалентна схема приладу на основі МДН-транзистора з двостороннім освітленням каналу по змінному струму

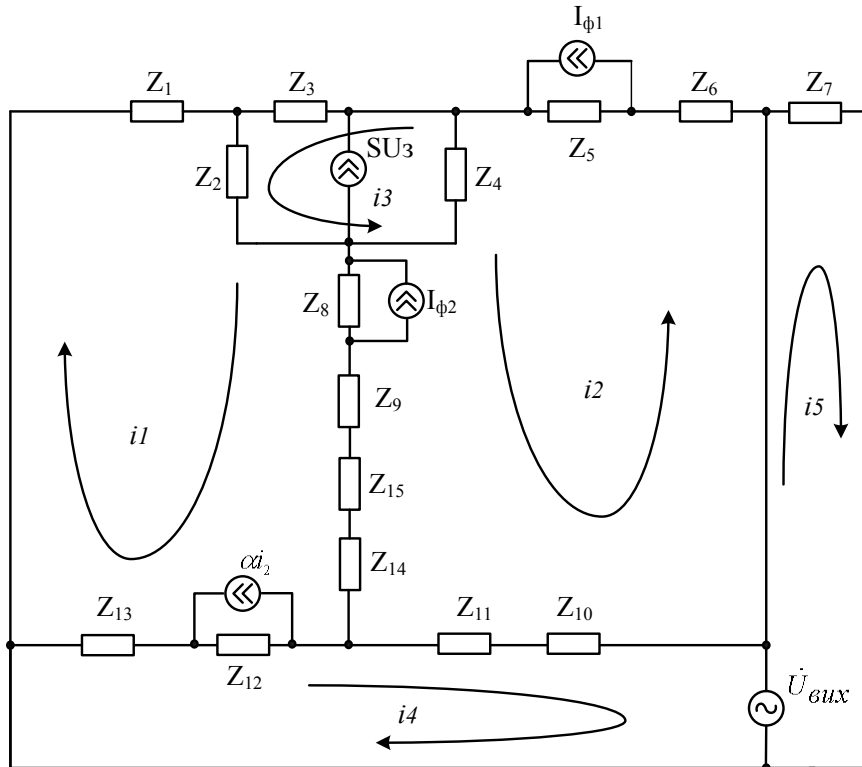


Рисунок 3.40 – Перетворена еквівалентна схема приладу на основі МДН-транзистора з двостороннім освітленням каналу

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини потужності оптичного випромінювання. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (рис. 3.40), описується так:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{вих} = Z_7 i_5; \\ \dot{U}_{вих} = (Z_{13} + Z_{12} + Z_{11} + Z_{10}) i_4 + Z_{12} \alpha i_2 - (Z_{13} + Z_{12}) i_1 + (Z_{10} + Z_{11}) i_2; \\ 0 = (Z_4 + Z_8 + Z_9 + Z_{15} + Z_{14} + Z_{11} + Z_{10} + Z_6 + Z_5) i_2 + Z_8 I_{\phi 2} + \\ + (Z_8 + Z_9 + Z_{14} + Z_{15}) i_1 + (Z_{10} + Z_{11}) i_4 + Z_4 S U_3 - Z_4 i_3 - Z_5 I_{\phi 1}; \\ 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_8 + Z_9 + Z_{15} + Z_{14} + Z_{12} + Z_{13}) i_1 + Z_2 i_3 + Z_2 S U_3 + Z_8 I_{\phi 2} + \\ (Z_8 + Z_9 + Z_{15} + Z_{14}) i_2 - Z_{12} \alpha i_2 - (Z_{12} + Z_{13}) i_4; \\ 0 = (Z_3 + Z_2 + Z_4) i_3 + Z_2 i_1 + (Z_3 + Z_2 - Z_4) S U_3 - Z_4 i_2. \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Функція перетворення вимірювального каналу приладу на основі біполярного та МДН-транзистора з двостороннім освітленням описується виразом

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_c^2(P) C_c(P) (C_{3c} + C_c(P)) - L_1 C_{3c} + \sqrt{A_2^2 + 4A_1}}{2A_1}}, \quad (3.38)$$

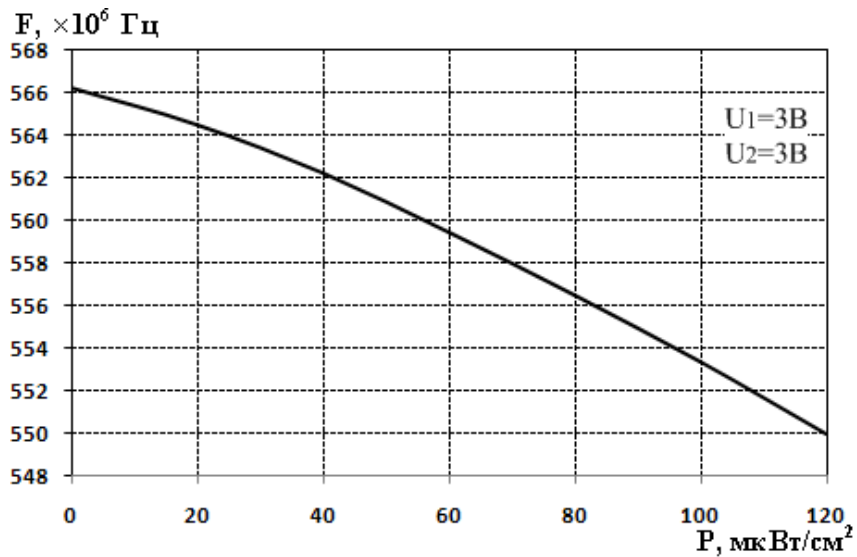
а чутливість вимірювального каналу приладу – виразом:

$$\begin{aligned} S_P^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[\left\{ 2A_3 \left(\frac{\partial}{\partial P} R_c(P) \right) + A_4 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right) + R_c^2(P) C_c(P) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{2} \left(2A_2 \left(-2A_3 \left(\frac{\partial}{\partial P} R_c(P) \right) - A_4 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right) - R_c^2(P) C_c(P) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right) \right) + 8A_1 R_c(P) \times \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \times \left(\frac{\partial}{\partial P} R_c(P) \right) + 8A_1 C_c(P) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right) \right\} / \sqrt{A_2^2 + 4A_1} \right] / A_1 - \frac{2(-A_2 + \sqrt{A_2^2 + 4A_1}) \left(\frac{\partial}{\partial P} R_c(P) \right)}{A_1 R_c(P)} \\ & - \frac{2(-A_2 + \sqrt{A_2^2 + 4A_1}) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_c(P) \right)}{A_1 C_c(P)} \left. \right] / \left[\pi \sqrt{\frac{-A_2 + \sqrt{A_2^2 + 4A_1}}{A_1}} \right], \end{aligned} \quad (3.39)$$

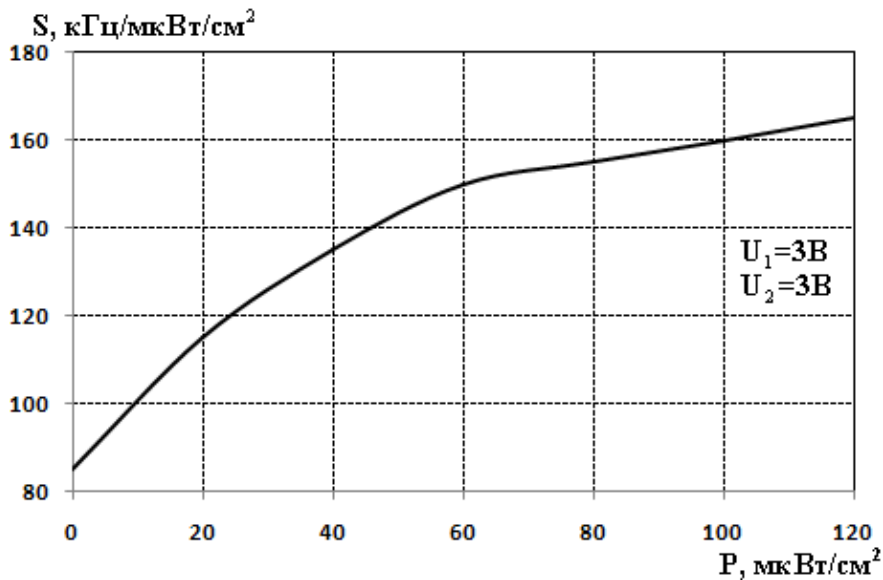
де $A_1 = L_1 C_{3c} R_c^2(P) C_c^2(P)$; $A_2 = L_1 C_{3c} - R_c^2(P) C_c(P) (C_{3c} + C_c(P))$;

$A_3 = R_c(P) C_c(P) (C_{3c} + C_c(P))$; $A_4 = R_c^2(P) (C_{3c} + C_c(P))$.

На рис. 3.41 показано графічну залежність функції перетворення вимірювального каналу приладу та залежність чутливості від зміни величини оптичної потужності.



а)



б)

Рисунок 3.41 – Теоретична функція перетворення вимірювального каналу приладу (а) та залежність чутливості вимірювального каналу приладу від зміни величини потужності оптичного випромінювання (б)

З рис. 3.41а видно, що зі збільшенням оптичної потужності від 0 до $120 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ частота генерації зменшується від $566,2 \text{ МГц}$ до 550 МГц , причому напруга живлення та напруга керування 3 В . З рис. 3.41б видно, що зі зміною потужності оптичного випромінювання від 0 до $120 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, чутливість змінюється від $85,2$ до $165,1 \text{ кГц}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

4 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ

Відомо, що при виготовленні радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача у вигляді інтегральної схеми пасивна індуктивність створюється за допомогою плівкової технології. Але розміри такої індуктивності будуть несумісні з розмірами інтегральної схеми, особливо на частотах 1 МГц, крім того, її добротність матиме невелике значення [122, 123]. Тому для вирішення цієї проблеми пропонується використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з фазозсувним RC-колом, що дає можливість реалізувати прилад на основі оптичного перетворювача за інтегральною технологією.

4.1 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та активним індуктивним елементом

На рис. 4.1 показана схема приладу на основі оптичного перетворювача з частотним виходом з польовим VT1 і біполярним VT2 транзисторами, з фотодіодом та активним індуктивним елементом (АІЕ) [54]. Ємність коливального контуру автогенератора утворюється ємністю складовою повного опору на електродах стік-колектор польового VT1 і біполярного VT2 транзисторів. Індуктивність реалізується індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3. В цій схемі як АІЕ використовується біполярний транзистор VT3 з фазозсувним колом R4C2, що дозволяє виготовити її за інтегральною технологією [73].

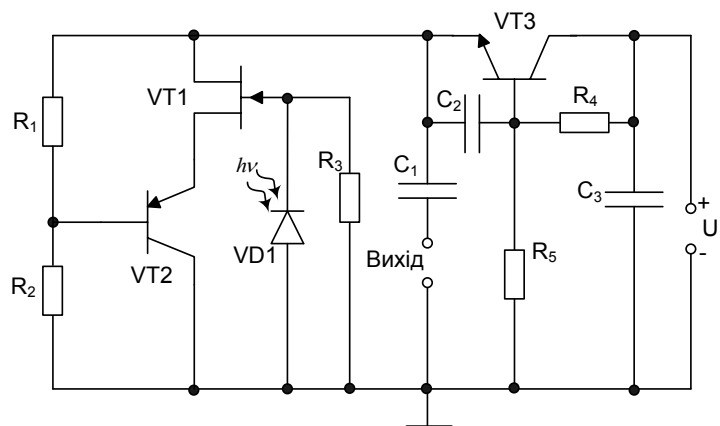


Рисунок 4.1 – Електрична схема приладу з АІЕ: U_1 – напруга живлення

Для визначення ВАХ запропоновано еквівалентну схему по постійному струму (рис. 4.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадаючій ділянці ВАХ.

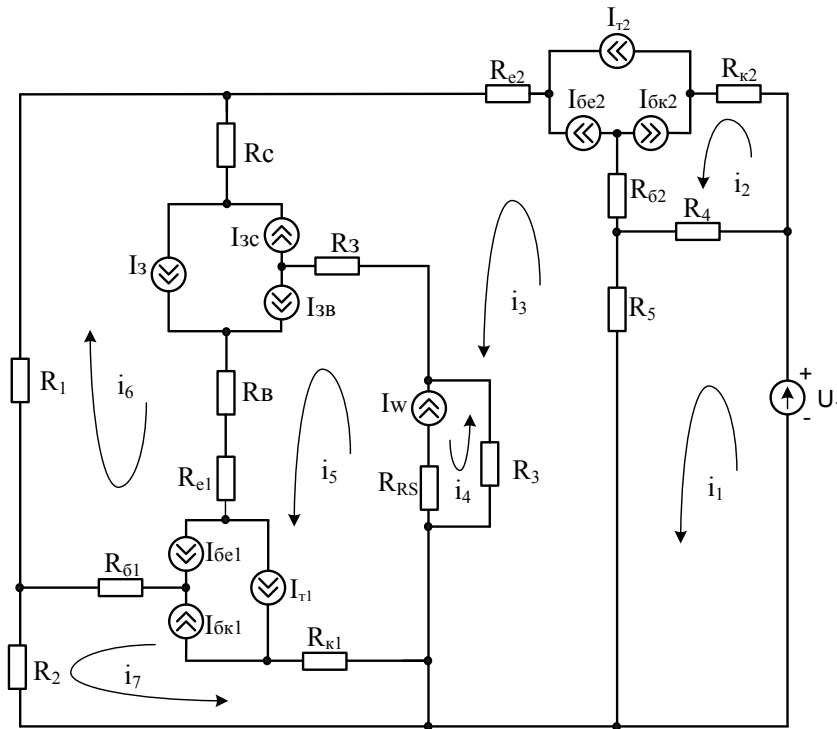


Рисунок 4.2 – Еквівалентна схема приладу з АІЕ для постійного струму

Елементи еквівалентної схеми (рис. 4.2) описуються такими величинами: R_{61} , R_{62} – опори бази транзисторів $VT2$ і $VT3$ відповідно; $R_{\kappa1}$, $R_{\kappa2}$ – опори колекторного переходу транзисторів $VT2$ і $VT3$ відповідно; R_{e1} , R_{e2} – опори емітерного переходу транзисторів $VT2$ і $VT3$ відповідно; R_3 – омичний опір електрода затвора транзистора $VT1$; R_c – опір р-п переходу стоку транзистора $VT1$; R_g – опір р-п переходу витоку транзистора $VT1$; R_{RS} – базовий опір фотодіода VDI ; R_1 , R_2 – опори дільника; R_3 , R_4 – опори резисторів R_3 , R_4 на схемі на рис. 4.1 відповідно; R_3 – опір для шунтування фотодіода для зменшення опору фотодіода; R_5 – опір дільника для введення в робочий режим транзистора $VT3$; $I_{\text{бк}}$ – струм база-колектор; $I_{\text{бе}}$ – струм база-емітер; I_{3c} – струм затвор-стік; $I_{3в}$ – струм затвор-витік.

Струми біполярних транзисторів $VT2$ та $VT3$ $I_{\text{бе}1} = I_{\text{бе}2}$, $I_{\text{бк}1} = I_{\text{бк}2}$, $I_{T1} = I_{T2}$ визначаються за формулами (3.1), струми польового транзистора I_{3c} , $I_{3в}$ – за формулою (3.2), струм I_3 – за формулою (3.3).

Для еквівалентної схеми (рис. 4.2) складено систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases}
 U_1 = (R_4 + R_5)i_1 + R_4(-i_2 + I_{\sigma_{k2}} + I_{T2} - I_{\sigma_{e2}}) + R_5(-i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} - I_{\sigma_{e2}} + I_{T2} + I_{\sigma_{k2}}); \\
 0 = (R_{\kappa 2} + R_{\sigma 2} + R_4)(i_2 + I_{\sigma_{e2}} - I_{T2} - I_{\sigma_{k2}}) - R_4i_1 + \\
 + R_{\sigma 2}(-i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} - I_{\sigma_{e2}} + I_{T2} + I_{\sigma_{k2}}); \\
 0 = (R_{e2} + R_c + R_3 + R_3 + R_5 + R_{\sigma 2})(i_3 - I_{3c} - I_3 + I_{3\phi} + I_{\sigma_{e2}} - I_{T2} - I_{\sigma_{k2}}) + \\
 + R_c(i_6 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}) + R_3(-i_5 - I_w + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}) + \\
 + R_3(-i_4 + I_w) - R_5i_1; \\
 0 = (R_3 + R_{RS})(i_4 - I_w) + R_3(-i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} - I_{\sigma_{e2}} + I_{T2} + I_{\sigma_{k2}}) + \\
 + R_{RS}(-i_5 - I_w + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}); \\
 0 = (R_3 + R_{RS} + R_{\kappa 1} + R_{e1} + R_6)(i_5 + I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3\phi} - I_{\sigma_{e1}} + I_{T1} + I_{\sigma_{k1}}) + \\
 + R_3(-i_3 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} - I_{\sigma_{e2}} + I_{T2} + I_{\sigma_{k2}}) + R_{RS}(-i_4 + I_w) + \\
 + R_{\kappa 1}(-i_7 + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}) + (R_{e1} + R_6)(i_6 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}); \\
 0 = (R_1 + R_c + R_6 + R_{e1} + R_{\sigma 1})(i_6 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}) + \\
 + (R_6 + R_{e1})(i_5 + I_w - I_{3c} - I_3 + I_{3\phi} - I_{\sigma_{e1}} + I_{T1} + I_{\sigma_{k1}}) + \\
 + R_c(i_3 - I_{3c} - I_3 + I_{3\phi} + I_{\sigma_{e2}} - I_{T2} - I_{\sigma_{k2}}) + R_{\sigma 1}(i_7 - I_{\sigma_{e1}} + I_{T1} + I_{\sigma_{k1}}); \\
 0 = (R_2 + R_{\sigma 1} + R_{\kappa 1})(i_7 - I_{\sigma_{e1}} + I_{T1} + I_{\sigma_{k1}}) + R_{\sigma 1}(i_6 + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}) + \\
 + R_{\kappa 1}(-i_5 - I_w + I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}).
 \end{cases} \quad (4.1)$$

Для спрощення системи (4.1) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_4 + R_5; \quad A_2 = R_{\kappa 2} + R_{\sigma 2} + R_4; \quad A_3 = R_{e2} + R_c + R_3 + R_3 + R_5 + R_{\sigma 2}; \quad A_4 = R_3 + R_{RS}; \\
 I_4 &= -I_w + I_3; \quad A_5 = R_3 + R_{RS} + R_{\kappa 1} + R_{e1} + R_6; \quad A_6 = R_{e1} + R_6; \\
 A_7 &= R_1 + R_c + R_6 + R_{e1} + R_{\sigma 1}; \\
 A_8 &= R_2 + R_{\sigma 1} + R_{\kappa 1}; \quad I_1 = I_{\sigma_{k2}} + I_{T2} - I_{\sigma_{e2}}; \quad I_2 = I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} - I_{\sigma_{e2}} + I_{T2} + I_{\sigma_{k2}}; \\
 I_3 &= I_{3c} + I_3 - I_{3\phi} + I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}; \quad I_5 = I_{\sigma_{e1}} - I_{T1} - I_{\sigma_{k1}}; \quad B_1 = U_1 - R_4I_1 - R_5I_2; \\
 B_2 &= A_2I_1 - R_{\sigma 2}I_2; \quad B_3 = A_3I_2 - R_cI_3 - R_3I_4 - R_3I_w; \quad B_4 = A_4I_w - R_3I_2 - R_{RS}I_4; \\
 B_5 &= A_5I_4 - R_3I_2 - R_{RS}I_w - R_{\kappa 1}I_5 - A_6I_3; \quad B_6 = -A_7I_3 + A_6I_4 + R_cI_2 + R_{\sigma 1}I_5; \\
 B_7 &= A_8I_5 - R_{\sigma 1}I_3 - R_{\kappa 1}I_4.
 \end{aligned}$$

Тоді система рівнянь (4.1) набуде вигляду:

$$\begin{cases}
 B_1 = A_1i_1 - R_4i_2 - R_5i_3; \\
 B_2 = A_2i_2 - R_4i_1 - R_{\sigma 2}i_3; \\
 B_3 = A_3i_3 + R_ci_6 - R_3i_5 - R_3i_4 - R_5i_1; \\
 B_4 = A_4i_4 - R_3i_3 - R_{RS}i_5; \\
 B_5 = A_5i_5 - R_3i_3 - R_{RS}i_4 - R_{\kappa 1}i_7 + A_6i_6; \\
 B_6 = A_7i_6 + A_6i_5 + R_ci_3 + R_{\sigma 1}i_7; \\
 B_7 = A_8i_7 + R_{\sigma 1}i_6 - R_{\kappa 1}i_5.
 \end{cases} \quad (4.2)$$

У вихідному колі еквівалентної схеми приладу по постійному струму протікає струм $i_1 = i_{\text{вих}}$, значення якого визначається з першого рівняння системи (4.2). Отже, зробивши відповідні перетворення, отримаємо аналітичний вираз ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача

$$\begin{aligned}
i_1 = & \frac{B_1}{A_7} + \frac{R_4 B_2}{A_2 A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} B_3}{A_2 A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{13} B_5}{A_2 A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{14} B_4}{A_2 A_{12} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} B_5}{A_2 A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \\
& + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} B_7}{A_2 A_8 A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} - \frac{R_4 A_{15} B_6}{A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}^2 B_7}{A_2 A_8^2 A_{10} A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} A_6 R_{\sigma 1} B_7}{A_2 A_8 A_{10} A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \\
& + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{13} R_{\kappa 1} B_7}{A_2 A_8 A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{13} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}^2 B_7}{A_2 A_8^2 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} A_{13} A_6 R_{\sigma 1} B_7}{A_2 A_8 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_4 R_{\sigma 2} R_c R_{\sigma 1} B_7}{A_2 A_8 A_{10} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 B_3}{A_{15} A_{17}} + \\
& + \frac{R_5 A_{13} A_6 R_{\sigma 1} B_7}{A_8 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{13} B_5}{A_{11} A_{15} A_{17}} - \frac{R_5 A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1} B_6}{A_8 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{14} B_4}{A_{12} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{14} R_{RS} B_5}{A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \\
& + \frac{R_5 A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} B_7}{A_8 A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}^2 B_7}{A_8^2 A_{10} A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} - \frac{R_5 A_{14} R_{RS} A_6 B_6}{A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 R_c R_{\sigma 1} B_7}{A_8 A_{10} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{14} R_{RS} A_6 R_{\sigma 1} B_7}{A_8 A_{10} A_{11} A_{12} A_{15} A_{17}} + \\
& \frac{R_5 A_{13} R_{\kappa 1} B_7}{A_8 A_{11} A_{15} A_{17}} - \frac{R_5 A_{13} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1} B_6}{A_8 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} + \frac{R_5 A_{13} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}^2 B_7}{A_8^2 A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} - \frac{R_5 A_{13} A_6 B_6}{A_{10} A_{11} A_{15} A_{17}} - \frac{R_5 R_c B_6}{A_{10} A_{15} A_{17}},
\end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\text{де } A_9 = \frac{A_8 A_6 + R_{\sigma 1} R_{\kappa 1}}{A_8}; \quad A_{10} = \frac{A_8 A_7 - R_{\sigma 1}^2}{A_8}; \quad A_{11} = A_5 - \frac{R_{\kappa 1} R_{\sigma 1} A_9}{A_8 A_{10}} - \frac{R_{\kappa 1}^2}{A_8} - \frac{A_6 A_9}{A_{10}};$$

$$A_{12} = A_4 - \frac{R_{RS}^2}{A_{11}}; \quad A_{13} = \frac{R_c A_9}{A_{10}} + R_3; \quad A_{14} = \frac{A_{13} R_{RS}}{A_{11}} + R_3;$$

$$A_{17} = A_1 - \frac{R_4^2}{A_2} - \frac{R_4 R_{\sigma 2} R_5}{A_2 A_{15}} - \frac{R_5^2}{A_{15}};$$

$$A_{15} = A_3 - \frac{A_{13} R_3}{A_{11}} - \frac{A_{14} R_3}{A_{12}} - \frac{A_{14} R_{RS} R_3}{A_{11} A_{12}} - \frac{A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1} R_c}{A_8 A_{10} A_{11} A_{12}} -$$

$$- \frac{A_{14} R_{RS} A_6 R_c}{A_{10} A_{11} A_{12}} - \frac{A_{13} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1} R_c}{A_8 A_{10} A_{11}} - \frac{A_{13} A_6 R_c}{A_{10} A_{11}} - \frac{R_c^2}{A_{10}};$$

$$A_{16} = \frac{R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}}{A_2 A_8 A_{10} A_{11} A_{15}} + \frac{R_{\sigma 2} A_{13} R_{\kappa 1} R_{\sigma 1}}{A_2 A_8 A_{10} A_{11} A_{15}} + \frac{R_{\sigma 2} A_{13} A_6}{A_2 A_{10} A_{11} A_{15}} + \frac{R_{\sigma 2} A_{14} R_{RS} A_6}{A_2 A_{10} A_{11} A_{15}} + \frac{R_{\sigma 2} R_c}{A_2 A_{10} A_{15}}.$$

Згідно з виразом (4.3) розраховано ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача з АІЕ. На рис. 4.3 показано теоретичну та експериментальну ВАХ приладу на основі біполярних транзисторів 2N3906 і КТ368БМ, польового транзистора КП303 та фотодіода VL-L512PD.

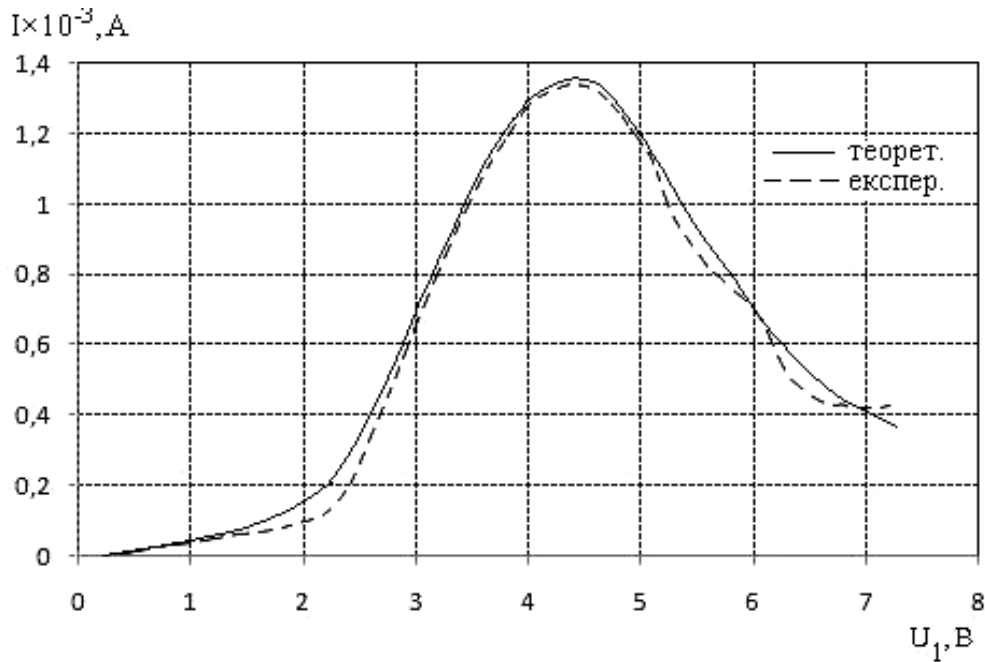


Рисунок 4.3 – Теоретична та експериментальна ВАХ приладу з АІЕ

З графіка видно, що ділянка від’ємного опору лежить в межах від 4,5 до 7,2 В напруги живлення.

4.2 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та активним індуктивним елементом

Для виявлення властивостей радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору структури від оптичної потужності, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу.

Для визначення функції перетворення вимірювального каналу приладу (рис. 4.1) необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-колектор польового і біполярного транзисторів VT1 і VT2 згідно з його еквівалентною схемою для змінного струму (рис. 4.4). Для зручності розрахунків на рис. 4.5 зображена перетворена еквівалентна схема приладу.

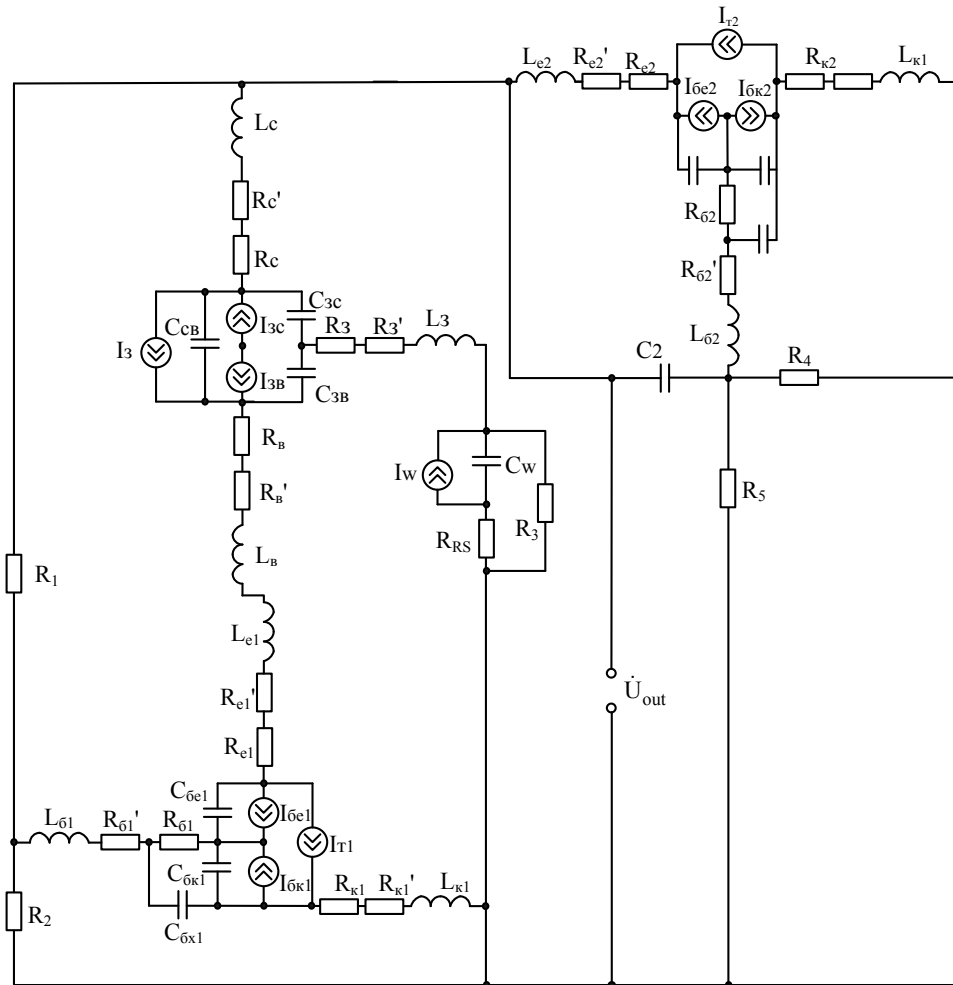


Рисунок 4.4 – Еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та АІЕ по змінному струму

В еквівалентній схемі (рис. 4.4) використано позначення: R'_o, R'_e, R'_k – омичні опори базового, емітерного і колекторного переходів відповідно; L_o, L_e, L_k – індуктивності базового, емітерного і колекторного переходів відповідно; L_3, L_c, L_b – індуктивності електрода затвор, стік, витік; C_{oe}, C_{ok} – ємності емітерного і колекторного переходів; C_{ox} – вхідна ємність транзистора; C_{3c}, C_{3e}, C_{3v} – ємності затвор-стік, затвор-витік, стік-витік; R_1, R_2 – опори дільника; R_3 – навантажувальний опір; R_3 – омичний опір електрода затвора; R_c – опір р-п переходу стоку; R_b – опір р-п переходу витіку; C_w – ємність фотодіода; R_{o1}, R_{k1}, R_{e1} – об'ємні опори бази, колектора і емітера транзистора VT3; I_w – фотострум сонячного елемента; R_4 і C – опір та ємність резистора та конденсатора фазозсувального кола відповідно.

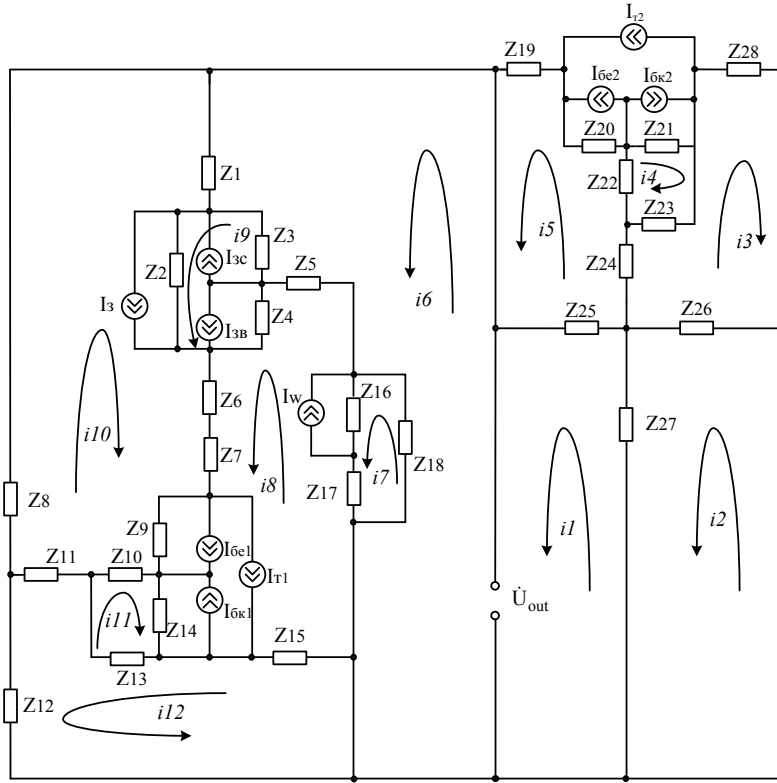


Рисунок 4.5 – Перетворена еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та АІЕ

Система рівнянь Кірхгофа згідно з перетвореною еквівалентною схемою по змінному струму має вигляд:

$$\begin{cases}
 \dot{U}_{out} = (Z_{25} + Z_{27})i_1 - Z_{25}i_5 - Z_{27}i_2; \\
 0 = (Z_{27} + Z_{26})i_2 - Z_{27}i_1 + Z_{26}i_3; \\
 0 = (Z_{26} + Z_{24} + Z_{23} + Z_{28})i_3 + Z_{26}i_2 + Z_{24}i_5 - Z_{23}i_4; \\
 0 = (Z_{22} + Z_{21} + Z_{23})i_4 + Z_{22}i_5 + Z_{21}(I_{\delta e2} - I_{\delta k2} + I_{T2}) - Z_{23}i_3; \\
 0 = (Z_{19} + Z_{20} + Z_{22} + Z_{24} + Z_{25})i_5 + Z_{20}(-I_{\delta e2} + I_{\delta k2} - I_{T2}) + Z_{22}i_4 + Z_{24}i_3 - Z_{25}i_1; \\
 \dot{U}_{out} = (Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_{18})i_6 + Z_1i_{10} - Z_3i_9 + Z_3(I_{3c} - I_{3\delta} - I_3) - Z_5i_8 - Z_{18}i_7; \\
 0 = (Z_{16} + Z_{18} + Z_{17})i_7 + Z_{16}I_w - Z_{18}i_6 - Z_{17}i_8; \\
 0 = (Z_5 + Z_4 + Z_7 + Z_9 + Z_{14} + Z_{15} + Z_{17} + Z_{16})i_8 - Z_5i_6 + Z_4(I_{3c} - I_{3\delta} - I_3) + \\
 + (Z_6 + Z_7 + Z_9)i_{10} + Z_9(-I_{\delta e1} + I_{\delta k1} - I_{T1}) + Z_{14}i_{11} + Z_{14}(-I_{\delta e1} + I_{\delta k1} - I_{T1}) - \\
 - Z_{15}i_{12} - (Z_{17} + Z_{16})i_7 - Z_{16}I_w; \\
 0 = (Z_2 + Z_3 + Z_4)i_9 + Z_2i_{10} + Z_2(I_{3c} - I_{3\delta} - I_3) - Z_3i_6 + Z_3(-I_{3c} + I_{3\delta} + I_3) - \\
 - Z_4i_8 + Z_4(-I_{3c} + I_{3\delta} + I_3); \\
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_6 + Z_7 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_8)i_{10} + Z_1i_6 + Z_2i_9 + Z_2(I_{3c} - I_{3\delta} - I_3) + \\
 + (Z_6 + Z_7 + Z_9)i_8 + Z_9(-I_{\delta e1} + I_{\delta k1} - I_{T1}) - Z_{10}i_{11} + Z_{11}i_{12}; \\
 0 = (Z_{10} + Z_{13} + Z_{14})i_{11} - Z_{10}i_{10} + Z_{13}i_{12} + Z_{14}i_8 + Z_{14}(-I_{\delta e1} + I_{\delta k1} - I_{T1}); \\
 0 = (Z_{11} + Z_{12} + Z_{15} + Z_{13})i_{12} + Z_{11}i_{10} - Z_{15}i_8 + Z_{13}i_{11}.
 \end{cases} \quad (4.4)$$

В системі рівнянь (4.4) використані такі позначення:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= (R_c + R'_c) + j\omega L_c; & Z_2 &= -j/(\omega C_{c6}); & Z_3 &= -j/(\omega C_{3c}); & Z_4 &= -j/(\omega C_{36}); & Z_8 &= R_1; \\
 Z_{10} &= R_{\delta 1}; & Z_5 &= (R_3 + R'_3) + j\omega L_3; & Z_6 &= (R_6 + R'_6) + j\omega L_6; & Z_7 &= (R_{e1} + R'_{e1}) + j\omega L_{e1}; \\
 Z_{11} &= R'_{\delta 1} + j\omega L_{\delta 1}; & Z_9 &= -j/(\omega C_{\delta e1}); & Z_{12} &= R_2; & Z_{13} &= -j/(\omega C_{\delta x1}); & Z_{14} &= -j/(\omega C_{\delta \kappa 1}); \\
 Z_{15} &= (R_{\kappa 1} + R'_{\kappa 1}) + j\omega L_{\kappa 1}; & Z_{16} &= -j/(\omega C_w); & Z_{17} &= R_{RS}; & Z_{18} &= R_3; \\
 Z_{19} &= R_{e2} + R'_{e2} + j\omega L_{e2}; & Z_{20} &= -j/(\omega C_{\delta e2}); & Z_{21} &= -j/(\omega C_{\delta \kappa 2}); & Z_{22} &= R_{\delta 2}; \\
 Z_{23} &= -j/(\omega C_{\delta x2}); & Z_{24} &= R'_{\delta 2} + j\omega L_{\delta 2}; & Z_{25} &= -j/(\omega C); & Z_{26} &= R_4; & Z_{27} &= R_5.
 \end{aligned}$$

Система рівнянь (4.4) розв'язана за допомогою пакета прикладних програм «Matlab 6.5», що дозволило отримати значення повного опору, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер. На рис. 4.6 і 4.7 показані розрахункові та експериментальні залежності активної складової повного опору та ємнісної реактивної складової повного опору від потужності оптичного випромінювання відповідно.

З рис. 4.6 видно, що зі збільшенням напруги живлення U_1 та густини оптичної потужності P активна складова повного опору збільшується. Так при $U_1 = 5,2$ В діапазон зміни активної складової, при зміні P від 0 до 120 мкВт/см², становить 495 Ом, а при $U_1 = 5,4$ В – 428 Ом.

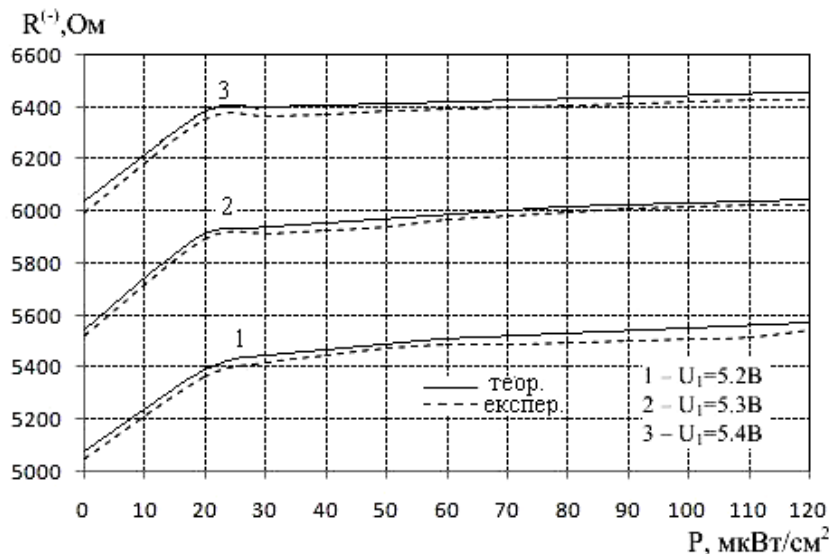


Рисунок 4.6 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від оптичної потужності

Рис. 4.7 показує, що зі збільшенням напруги живлення U_1 ємнісна реактивна складова повного опору збільшується, а зі збільшенням густини оптичної потужності P – зменшується. Так при $U_1 = 5,2$ В діа-

пазон зміни ємнісної реактивної складової, при зміні P від 0 до 120 мкВт/см^2 , становить 196 Ом , а при $U_1 = 5,4 \text{ В}$ – 145 Ом . Аналіз графіків (див. рис. 4.6, 4.7) показує, що найбільша зміна як активної, так і реактивної складової повного опору відбувається при зміні густини потужності оптичного випромінювання від 0 до 20 мкВт/см^2 .

На рис. 4.8 подані експериментальні залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та АІЕ від напруги живлення U_1 при різних потужностях оптичного випромінювання.

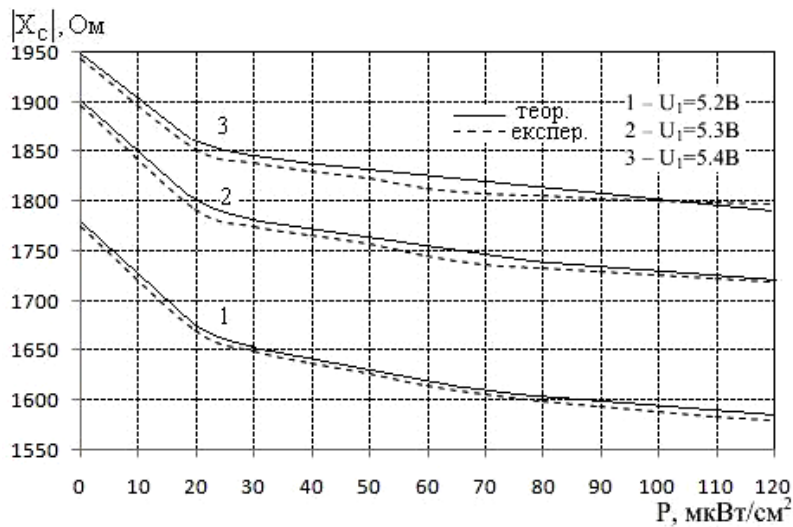


Рисунок 4.7 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від оптичної потужності

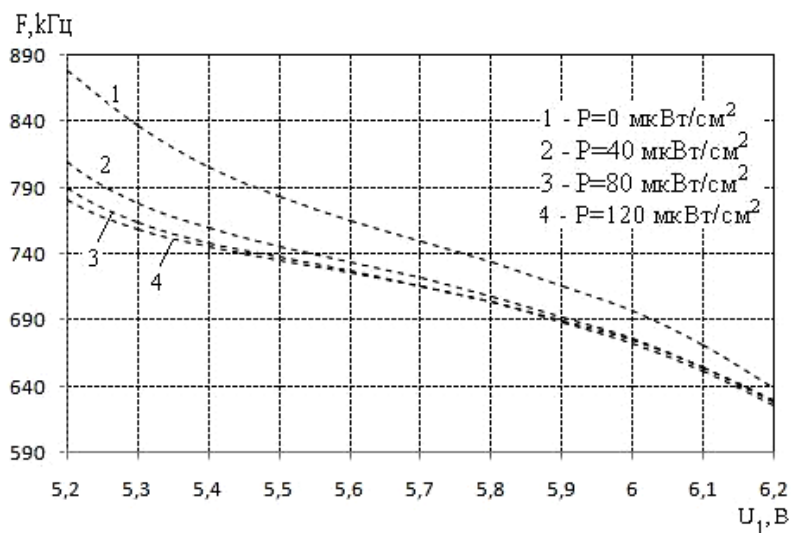


Рисунок 4.8 – Експериментальні залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від напруги живлення

З рис. 4.8 видно, що в діапазоні напруги живлення від 5,2 до 6 В генератор стабільно генерує, при чому спостерігається майже лінійна залежність частоти генерації від напруги живлення, тому режим роботи приладу слід обирати у цьому діапазоні.

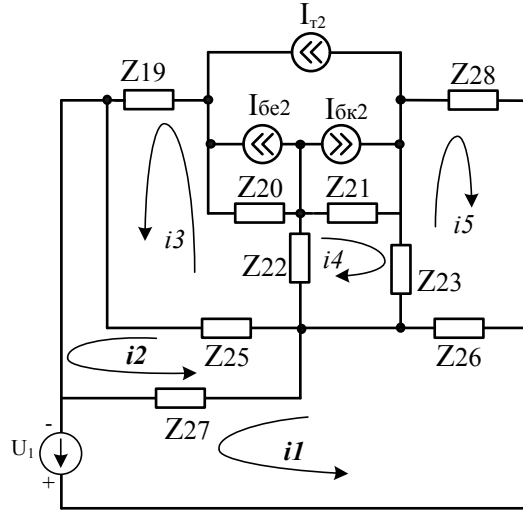


Рисунок 4.9 – Перетворена еквівалентна схема АІЕ по змінному струму

Для визначення повного опору АІЕ $Z_{екв}$ скористаємось схемою на рис. 4.9, для якої складемо систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = (Z_{27} + Z_{26})i_1 + Z_{26}i_5 - Z_{27}i_2; \\ 0 = (Z_{27} + Z_{25})i_2 - Z_{27}i_1 - Z_{25}i_3; \\ 0 = (Z_{19} + Z_{25} + Z_{22} + Z_{20})i_3 - Z_{25}i_2 + Z_{22}i_4 + Z_{20}(-I_{\delta e2} + I_{\delta k2} - I_{T2}); \\ 0 = (Z_{22} + Z_{21} + Z_{23})i_4 + Z_{22}i_3 + Z_{21}(I_{\delta e2} - I_{\delta k2} + I_{T2}) - Z_{23}i_5; \\ 0 = (Z_{28} + Z_{23} + Z_{26})i_5 - Z_{23}i_4 + Z_{26}i_1. \end{cases} \quad (4.5)$$

де $A_1 = Z_{27} + Z_{26}$; $A_2 = Z_{27} + Z_{25}$; $A_3 = Z_{19} + Z_{25} + Z_{22} + Z_{20}$;
 $A_4 = Z_{20}(-I_{\delta e2} + I_{\delta k2} - I_{T2})$; $A_5 = Z_{22} + Z_{21} + Z_{23}$; $A_6 = Z_{21}(I_{\delta e2} - I_{\delta k2} + I_{T2})$;
 $A_7 = Z_{28} + Z_{23} + Z_{26}$.

Розв'язавши систему рівнянь (4.5) відносно струму i_1 , визначимо повний опір транзисторного еквіваленту індуктивності

$$\begin{aligned} Z_{екв} = \frac{U_1}{i_1} = U_1 / & \left(\frac{A_2 U_1}{Z_{27} B_1} + \frac{A_2 A_1 Z_{25}^2 U_1}{B_1^2 Z_{27}^2 B_2} - \frac{A_2 A_1 Z_{25} B_3 B_6 U_1}{B_1^2 B_2 Z_{27}^2 B_5} - \frac{A_2 A_1 Z_{25} B_3 A_4 B_4}{B_1 B_2^2 Z_{27}^2 B_5} - \frac{A_2 A_1 Z_{25} B_3 Z_{22} A_4}{B_1 B_2^2 Z_{27}^2 B_5} + \right. \\ & + \frac{A_2 A_1 Z_{25} B_3 A_6}{B_1 B_2 Z_{27}^2 B_5} - \frac{A_2 Z_{26} B_6 U_1}{Z_{27} B_1^2 B_5} - \frac{A_2 Z_{26} A_4 B_4}{Z_{27} B_1 B_2 B_5} - \frac{A_2 Z_{26} Z_{22} A_4}{Z_{27} B_1 B_2 B_5} + \frac{A_2 Z_{26} A_6}{Z_{27} B_1 B_5} - \\ & \left. - \frac{A_2^2 A_1 Z_{25} Z_{22} U_1 Z_{26}}{B_1^2 Z_{27}^3 Z_{23} B_2} - \frac{A_2 A_1 Z_{25} A_4}{B_1 B_2 Z_{27}^2} - \frac{Z_{25}^2 U_1}{B_1 B_2 Z_{27}} + \frac{Z_{25} B_3}{Z_{27} B_2} + \frac{Z_{25} Z_{22} U_1 Z_{26} A_2}{Z_{23} Z_{27}^2 B_1 B_2} + \frac{Z_{25} A_4}{Z_{27} B_2} \right), \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned}
\text{де } B_1 &= \frac{A_1 A_2}{Z_{27}} - Z_{27}; \quad B_2 = \frac{Z_{22} A_1 A_2 Z_{25} Z_{26}}{Z_{23} B_1 Z_{27}^2} - \frac{Z_{22} Z_{26} Z_{25}}{Z_{23} Z_{27}} - \frac{A_1 Z_{25}^2}{B_1 Z_{27}} + A_3; \\
B_3 &= \frac{Z_{25} Z_{26}}{B_1} + \frac{Z_{22} A_7}{Z_{23}} - \frac{Z_{22} A_2 Z_{26}^2}{Z_{23} Z_{27} B_1}; \quad B_4 = \frac{A_1 A_2 A_5 Z_{25} Z_{26}}{Z_{23} B_1 Z_{27}^2} - \frac{A_5 Z_{26} Z_{25}}{Z_{23} Z_{27}}; \\
B_5 &= \frac{A_5 A_7}{Z_{23}} - \frac{A_5 A_2 Z_{26}^2}{Z_{23} Z_{27} B_1} - \frac{B_3 B_4}{B_2} - \frac{Z_{22} B_3}{B_2} - Z_{23}; \\
B_6 &= -\frac{B_4 Z_{25}}{B_2} + \frac{B_4 Z_{22} Z_{26} A_2}{Z_{23} Z_{27} B_2} - \frac{Z_{22} Z_{25}}{B_2} + \frac{Z_{22}^2 Z_{26} A_2}{Z_{23} Z_{27} B_2} - \frac{A_5 Z_{26} A_2}{Z_{23} Z_{27}}.
\end{aligned}$$

Для визначення функції перетворення необхідно на основі розв'язку системи рівнянь Кірхгофа (4.4) знайти залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання. Ця залежність визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (рис. 4.5) на основі теорії стійкості Ляпунова. Функція перетворення в цьому випадку буде мати вигляд

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}}{L_{екв} \cdot C_w(P) \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}}. \quad (4.7)$$

В формулі (4.7) $L_{екв}$ – еквівалентна індуктивність АІЕ, утвореного транзистором VT3 та фазозсувним колом на основі резистора R_4 та конденсатора C_2 . $L_{екв}$ визначається як уявна частина повного опору індуктивного елемента (4.6).

На основі (4.7) визначено чутливість вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з фотодіодом та АІЕ, вона описується виразом

$$S_P^F = \frac{1}{4} \frac{L_{екв} \cdot C_w(P) \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}{\pi \sqrt{\frac{C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}}{L_{екв} \cdot C_w(P) \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}}} \frac{(C_{36} + C_{c6}) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P)\right) (C_w(P) \cdot C_{36} + C_w(P) \cdot C_{c6} + C_{c6} \cdot C_{36}) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P)\right)}{L_{екв} \cdot C_w(P)^2 \cdot C_{c6} \cdot C_{36}}. \quad (4.8)$$

На рис. 4.10 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від зміни потужності оптичного випромінювання.

Як видно з рис. 4.10, частота генерації зменшується зі збільшенням оптичної потужності, а на ділянці від 1 до 20 мкВт/см² спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни оптичної потуж-

ності, також з рис. 4.10 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

Графік залежності чутливості від величини оптичної потужності представлений на рис. 4.11, з якого видно, що максимальну чутливість прилад на основі оптичного перетворювача з фотодіодом має при напрузі живлення 5,2 В. Із зміною потужності оптичного випромінювання від 0 до 120 мкВт/см², чутливість змінюється від 2,65 до 0,3 кГц/мкВт/см².

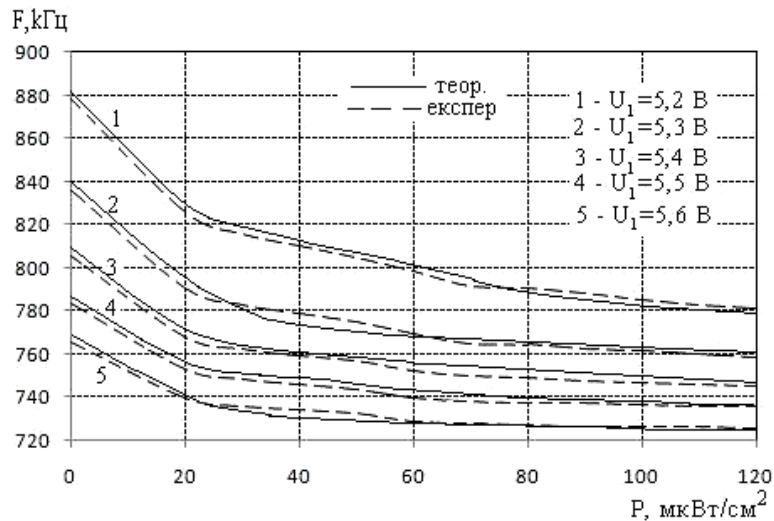


Рисунок 4.10 – Функції перетворення вимірювального каналу приладу з фотодіодом та АІЕ від зміни величини оптичної потужності

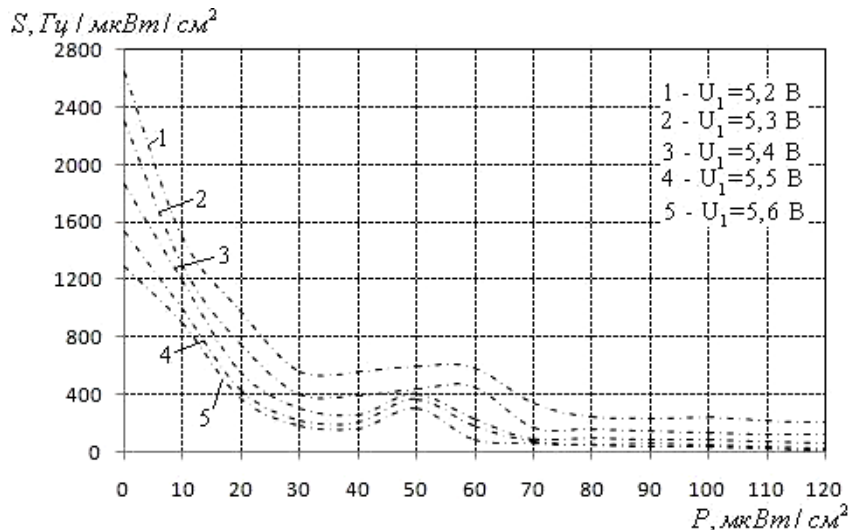


Рисунок 4.11 – Залежність чутливості вимірювального каналу приладу з фотодіодом та АІЕ від зміни величини оптичної потужності

Оптимальною напругою керування є величина 5,3 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 70 °С.

4.3 Визначення вольт-амперної характеристики приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами, сонячним елементом та активним індуктивним елементом

Схема радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача з двома МДН-транзисторами, з чутливим елементом – КСЕ розміром 5x10 мм та з АІЕ показана на рис. 4.12. Роль індуктивної складової виконує біполярний транзистор $VT3$ з RC-колом, утвореним конденсатором $C2$ та резистором $R2$. Таким чином, коливальний контур утворено ємнісною складовою повного опору на електродах стік-стік МДН-транзисторів $VT1$ та $VT2$ та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора $VT3$ [55, 56, 144-153].

Для визначення ВАХ розглядається еквівалентна схема по постійному струму (рис. 4.13). Для зручності розрахунків на рис. 4.14 зображена перетворена еквівалентна схема приладу.

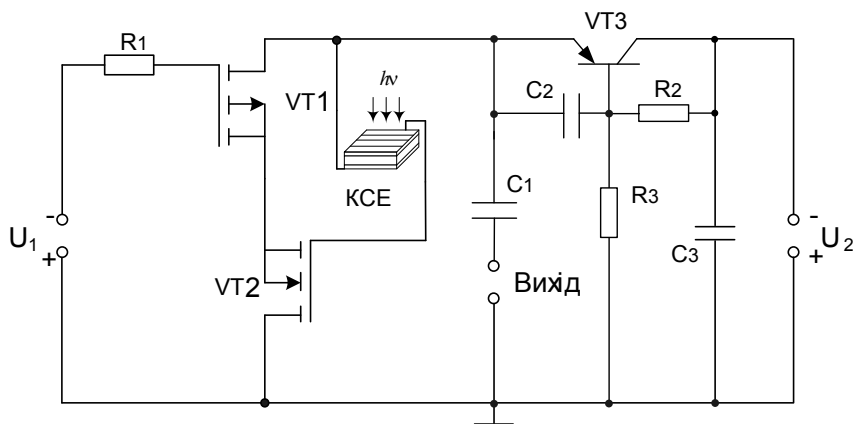


Рисунок 4.12 – Електрична схема приладу з КСЕ та АІЕ

В еквівалентній схемі на рис. 4.14 використано такі позначення: R_1 – навантажувальний опір; R_3 – омичний опір електрода затвора; R_{3e} – опір між електродами затвора і витоку; R_{ce} – опір стік-витік; R_c – опір p-n переходу стоку; R_e – опір p-n переходу витоку; R_n – опір підкладки, R_{S1}, R_{S4} – об'ємні опори p-n переходу підкладка-стік; R_{S2}, R_{S3} – об'ємні опори p-n переходу підкладка-витік; R_L – опір індуктивності коливального контуру; R_{e1} – опір емітера біполярного транзистора $VT3$; R_{k1} – опір колектора транзистора $VT3$; R_{o1} – опір бази транзистора $VT3$; I_{ce} – струм стік-витік; I_{ns} і I_{nc} – струм переходів підкладка-витік та підкладка-стік; R_L – опір АІЕ, показаного на рис. 4.15.

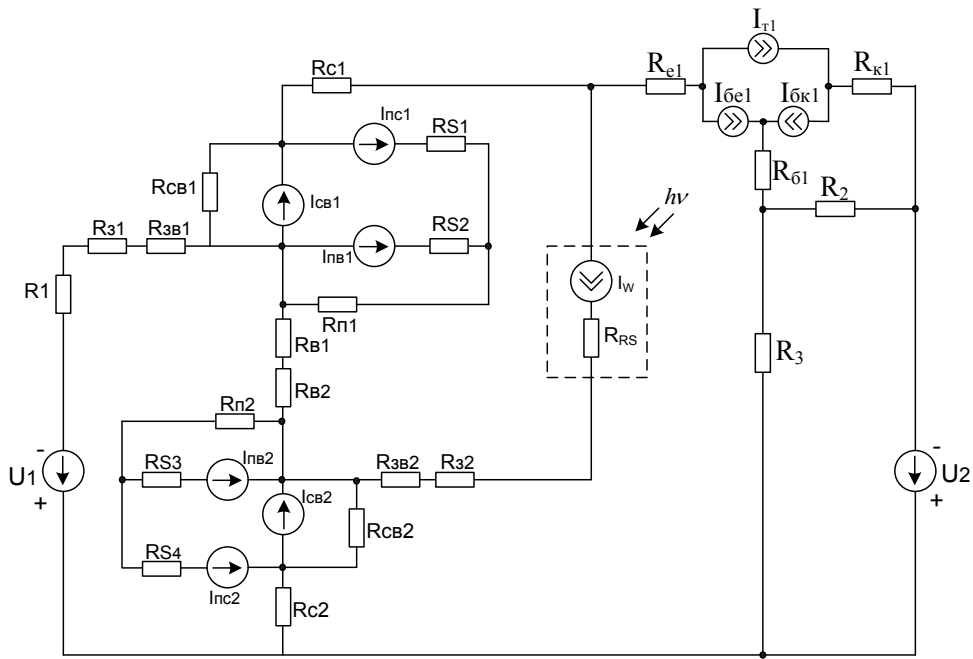


Рисунок 4.13 – Еквівалентна схема приладу з КСЕ та АІЕ по постійному струму

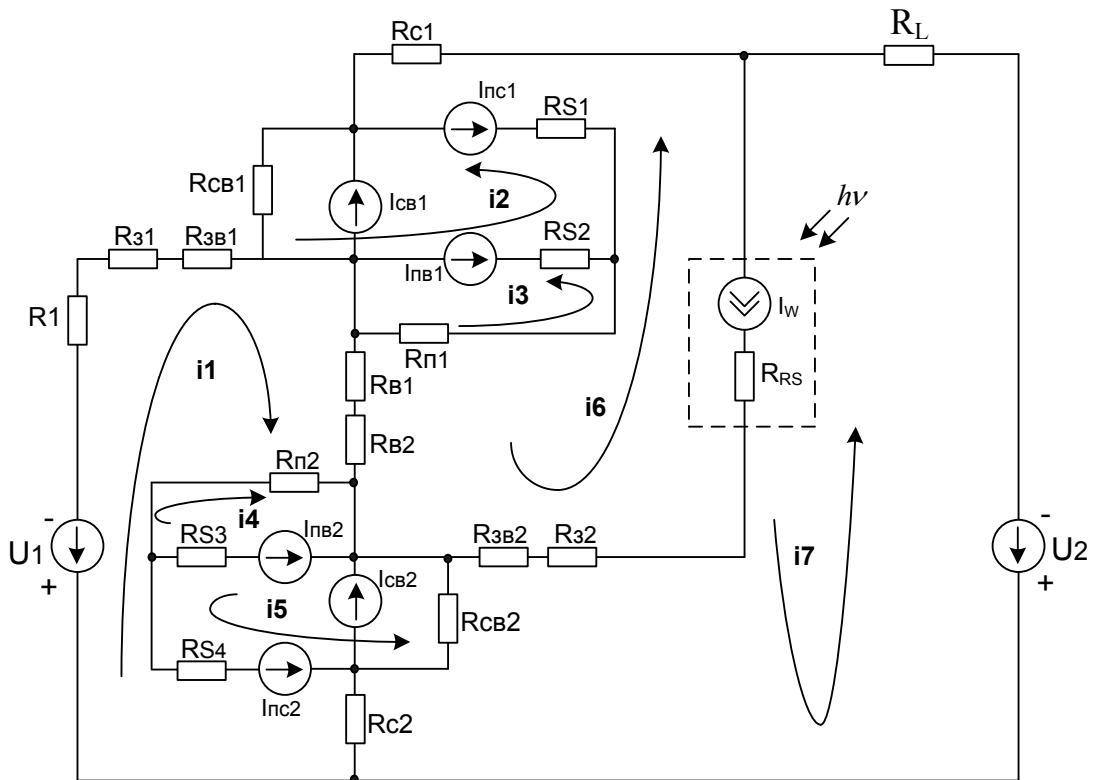


Рисунок 4.14 – Перетворена еквівалентна схема приладу з КСЕ та АІЕ по постійному струму

Струми біполярного транзистора $VT3$ $I_{\bar{o}e1}$, $I_{\bar{o}k1}$, I_{T1} визначаються за формулами (3.1), струми МДН-транзисторів $VT1$ та $VT2$ I_{ne} , I_{nc} , I_{ce} – за формулами (3.14)–(3.16).

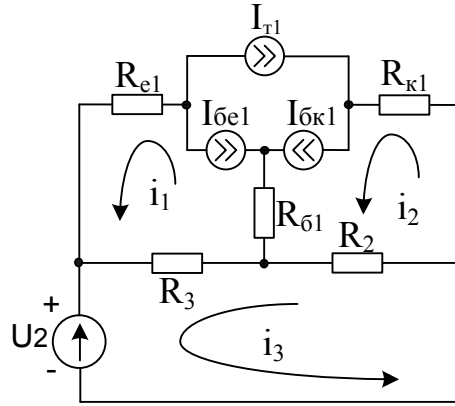


Рисунок 4.15 – Еквівалентна схема АІЕ по постійному струму

Відповідно до схеми на рис. 4.15 система рівнянь має вигляд:

$$\begin{cases} 0 = (R_{e1} + R_{\bar{o}1} + R_3)(i_1 - I_{\bar{o}e1} + I_{\bar{o}k1} + I_{T1}) + R_{\bar{o}1}(-i_2 - I_{\bar{o}k1} - I_{T1} + I_{\bar{o}e1}) - R_3 i_3; \\ 0 = (R_{k1} + R_{\bar{o}1} + R_2)(i_2 - I_{\bar{o}e1} + I_{\bar{o}k1} + I_{T1}) + R_{\bar{o}1}(-i_1 - I_{\bar{o}k1} - I_{T1} + I_{\bar{o}e1}) - R_2 i_3; \\ -U_2 = (R_3 + R_2)i_3 + R_3(-i_1 - I_{\bar{o}k1} - I_{T1} + I_{\bar{o}e1}) + R_2(-i_2 + I_{\bar{o}e1} - I_{\bar{o}k1} - I_{T1}). \end{cases} \quad (4.9)$$

На основі розв'язку системи рівнянь (4.9) опір R_L визначається як

$$R_L = \frac{U_2}{i_3} = \frac{U_2}{\frac{U_2}{\frac{(R_{\bar{o}1}R_3 + aR_2)^2}{a^2b - aR_{\bar{o}1}^2} - \frac{ac - R_3^2}{a}}} = \frac{(R_{\bar{o}1}R_3 + aR_2)^2}{a^2b - aR_{\bar{o}1}^2} - \frac{ac - R_3^2}{a}, \quad (4.10)$$

де $a = R_{e1} + R_{\bar{o}1} + R_3$; $b = R_{k1} + R_{\bar{o}1} + R_2$; $c = R_3 + R_2$.

Для еквівалентної схеми (рис. 4.14) система рівнянь Кірхгофа має вигляд:

$$\begin{cases} -U_1 = A_1 \cdot (i_1 + I_{nc2}) + A_2(i_6 - I_w) - R_{n2}i_4 + R_{S4}(i_5 + I_{nc2}) + R_{c2}i_7; \\ 0 = A_3(i_2 - I_{nc1} + I_{ce1} + I_{ne1}) + R_{S2}(-i_3 + I_{ne1}) + R_{S1}(-i_6 - I_{nc1} + I_w); \\ 0 = A_4(i_3 - I_{ne1}) + R_{S2}(-i_2 - I_{ne1}) + R_{n1}(-i_6 + I_w); \\ 0 = A_5(i_4 - I_{ne2}) - R_{n2}i_1 + R_{S3}(i_5 - I_{ne2}); \\ 0 = A_6(i_5 + I_{nc2} - I_{ce2} - I_{ne2}) + R_{ce2}(-i_7 - I_{ce2}) + R_{S4}(i_1 + I_{nc2}) + R_{S3}(i_4 - I_{ne2}); \\ 0 = A_7(i_6 + I_{nc1} - I_w) - A_8(i_7 + I_w) + R_{S1}(-i_2 + I_{nc1}) + \\ + R_{n1}(-i_3 + I_{ne1}) + A_2i_1; \\ -U_2 = A_9(i_7 + I_w + I_{ce2}) - A_8i_6 + R_{ce2}(-i_5 + I_{ce2}) + R_{c2}(i_1 + I_{nc2}). \end{cases} \quad (4.11)$$

Для спрощення системи (4.11) введено такі позначення:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_1 + R_{31} + R_{361} + R_{61} + R_{62} + R_{n2} + R_{S4} + R_{c2}; & A_2 &= R_{61} + R_{62}; \\
 A_3 &= R_{c61} + R_{S1} + R_{S2}; & A_4 &= R_{n1} + R_{S2}; & A_5 &= R_{n2} + R_{S3}; & A_6 &= R_{c62} + R_{S3} + R_{S4}; \\
 A_7 &= R_{362} + R_{32} + R_{RS} + R_{c1} + R_{S1} + R_{n1} + R_{61} + R_{62}; \\
 A_7 &= R_{362} + R_{32} + R_{RS} + R_{c1} + R_{S1} + R_{n1} + R_{61} + R_{62}; & A_8 &= R_{362} + R_{32} + R_{RS}; \\
 A_9 &= R_L + R_{RS} + R_{362} + R_{32} + R_{c61} + R_{c2}.
 \end{aligned}$$

Аналогічно з виведенням ВАХ за формулами (3.22)–(3.29) ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача (рис. 4.12) має вигляд

$$I_{\text{вих}} = i_7 = \frac{-A_8 M_1 N_4 K_3 A_1 - R_{c2} R_{n2}^2 A_2 M_1 N_4 - D_1 K_3 M_2 N_4 A_1 + D_2 - D_3 + D_4 + D_5}{-A_9 M_2 N_4 K_3 A_1 + A_8 M_3 N_4 K_3 A_1 + D_6 + D_7 + D_8 + D_9 + D_{10}}. \quad (4.12)$$

Згідно з виразом (4.12) розраховано ВАХ приладу на основі оптичного перетворювача з АІЕ. На рис. 4.16 показані теоретичні та експериментальні ВАХ приладу на основі двох МДН-транзисторів р-типу КП301Б та n-типу КП305И, біполярного транзистора BC857 з RC-колом, утвореним конденсатором $C2=800$ пФ та резистором $R2=6,79$ кОм, конденсатора C_3 , ємність якого 470 нФ, резистора $R2=52,8$ кОм. Як чутливий елемент використано КСЕ (5×10 мм) на основі монокристалічного кремнію з ККД 16 %.

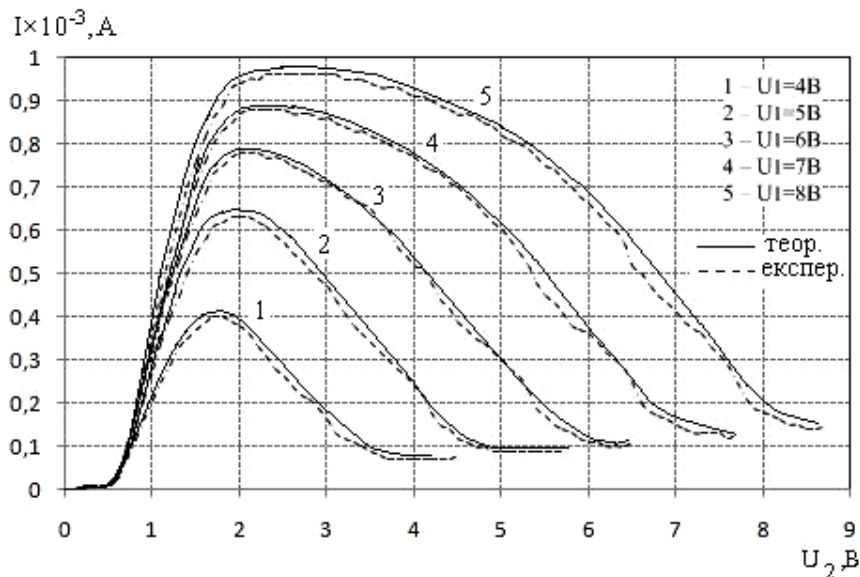


Рисунок 4.16 – Теоретичні та експериментальні ВАХ приладу з КСЕ та АІЕ

Графік показує, що зі збільшенням напруги керування U_1 збільшується ділянка від'ємного опору. При $U_1 = 4$ В ділянка від'ємного опору по U_2 лежить в межах від 1,8 до 4 В, при $U_1 = 6$ В – від 2,2 до 6,5 В, при $U_1 = 8$ В – від 3,1 до 8,7 В.

4.4 Визначення функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача з МДН-транзисторами, сонячним елементом та активним індуктивним елементом

Для виявлення властивостей приладу на основі оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору структури від оптичної потужності, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості вимірювального каналу приладу.

Для визначення функції перетворення вимірювального каналу приладу (див. рис. 4.12) необхідно розрахувати повний опір на електродах стік-стік МДН-транзисторів VT1 і VT2 згідно з його еквівалентною схемою для змінного струму (рис. 4.17). Для зручності розрахунків на рис. 4.18 зображена перетворена еквівалентна схема приладу.

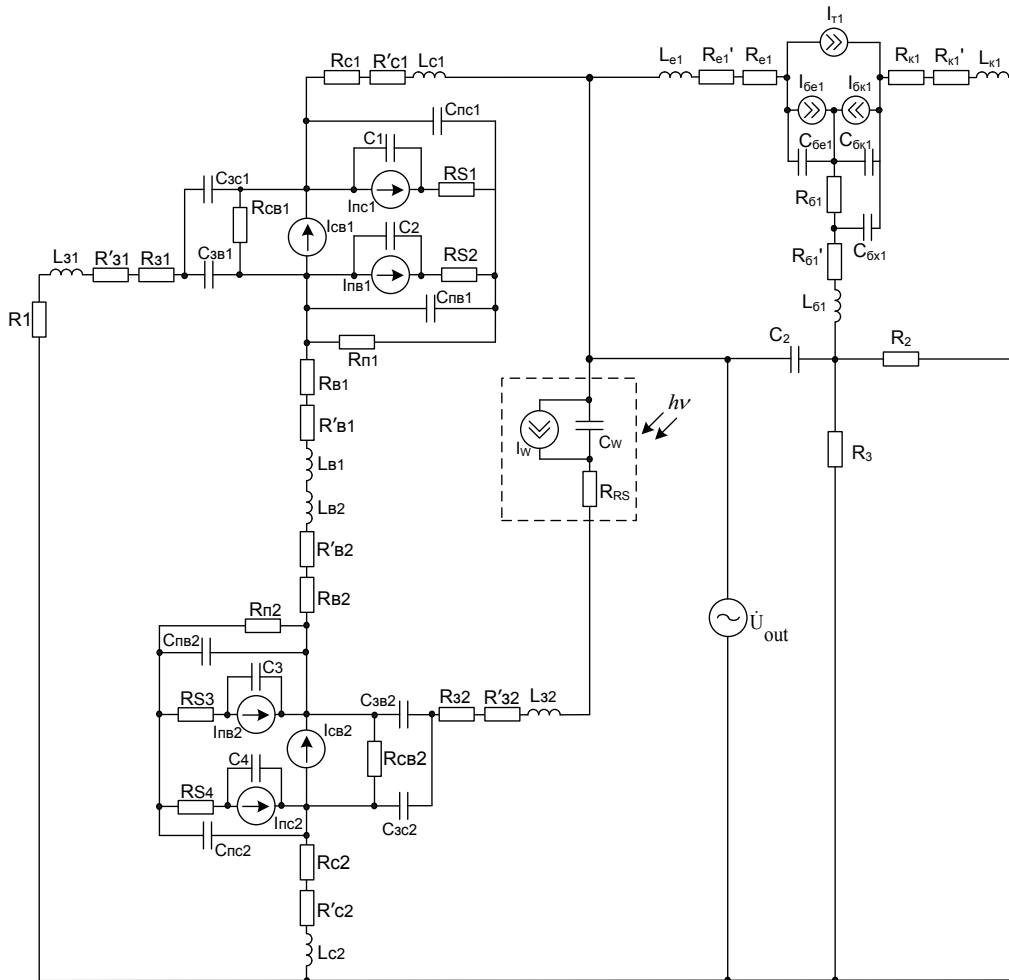


Рисунок 4.17 – Еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з КСЕ та АІЕ

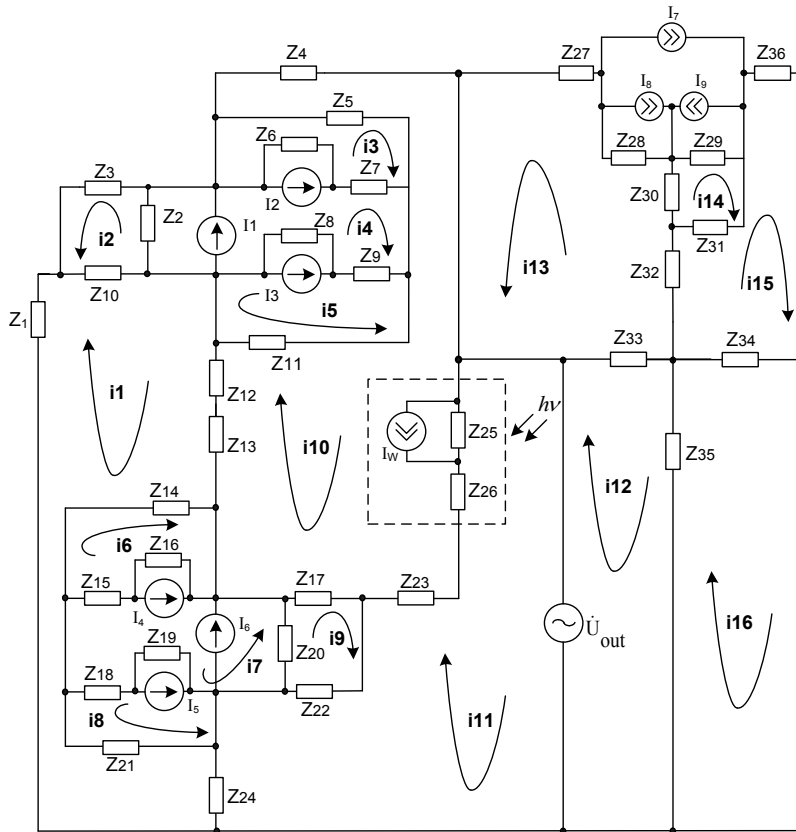


Рисунок 4.18 – Перетворена еквівалентна схема приладу на основі оптичного перетворювача з КСЕ та АІЕ

На схемі на рис. 4.17 використано такі позначення: C_{zc} – ємність затвор-стік транзисторів VT1, VT2; C_{z8} – ємність затвор-витік; C_{nc} – ємність підкладка-стік; C_1, C_4 – ємності р-п переходу стоку, C_2, C_3 – ємності р-п переходу витіку; C_{nc} – ємність підкладка-витік, C_w – ємність сонячного елемента; $C_{\delta k1}, C_{\delta e1}$ – ємності переходу база-колектор та база-емітер транзистора VT3 відповідно; $C_{\delta x1}$ – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора транзистора VT3; $R_{\delta 1}, R_{k1}, R_{e1}$ – об’ємні опори бази, колектора і емітера транзистора VT3; I_1, I_6 – струми стоку-витіку; I_2, I_5 – струми переходів підкладка-стік; I_3, I_4 – струми переходів підкладка-витік; I_8, I_9 – струм база-емітер та струм база-колектор транзистора VT3 відповідно; I_w – фотострум сонячного елемента; R_2 і C – опір резистора R_2 та ємність конденсатора C_2 фазозсувального кола відповідно. Значення параметрів еквівалентної схеми взяті з роботи [119].

На схемі на рис. 4.18 використано наступні позначення:

$$Z_1 = R_1 + R_{31} + R'_{31} + j\omega L_{31}; \quad Z_2 = R_{c\delta 1}; \quad Z_3 = -j / (\omega C_{3c1});$$

$$Z_4 = R_{c1} + R'_{c1} + j\omega L_{c1}; \quad Z_5 = -j / (\omega C_{nc1}); \quad Z_6 = -j / (\omega C_1); \quad Z_7 = R_{S1};$$

$$Z_8 = -j / (\omega C_2); \quad Z_9 = R_{S2}; \quad Z_{15} = R_{S3}; \quad Z_{10} = -j / (\omega C_{3\epsilon 1});$$

$$Z_{11} = \frac{R_{n1}}{1 + \omega^2 R_{n1}^2 C_{n\epsilon 1}^2} - j \frac{\omega R_{n1}^2 C_{n\epsilon 1}}{1 + \omega^2 R_{n1}^2 C_{n\epsilon 1}^2}; \quad Z_{12} = R_{\epsilon 1} + R'_{\epsilon 1} + j\omega L_{\epsilon 1};$$

$$Z_{13} = R_{\epsilon 2} + R'_{\epsilon 2} + j\omega L_{\epsilon 2}; \quad Z_{14} = \frac{R_{n2}}{1 + \omega^2 R_{n2}^2 C_{n\epsilon 2}^2} - j \frac{\omega R_{n2}^2 C_{n\epsilon 2}}{1 + \omega^2 R_{n2}^2 C_{n\epsilon 2}^2};$$

$$Z_{16} = -j / (\omega C_3); \quad Z_{17} = -j / (\omega C_{3\epsilon 2}); \quad Z_{18} = R_{S4}; \quad Z_{19} = -j / (\omega C_4);$$

$$Z_{20} = R_{c\epsilon 2}, \quad Z_{21} = -j / (\omega C_{nc 2}), \quad Z_{22} = -j / (\omega C_{sc 2}), \quad Z_{23} = R_{32} + R'_{32} + j\omega L_{32};$$

$$Z_{24} = R_{c2} + R'_{c2} + j\omega L_{c2}; \quad Z_{26} = R_{RS}; \quad Z_{25} = -j / (\omega C_w);$$

$$Z_{27} = R_{\epsilon 1} + R'_{\epsilon 1} + j\omega L_{\epsilon 1}; \quad Z_{28} = -j / (\omega C_{\epsilon \epsilon 1}); \quad Z_{29} = -j / (\omega C_{\epsilon \kappa 1}); \quad Z_{30} = R_{\epsilon 1};$$

$$Z_{31} = -j / (\omega C_{\epsilon \alpha 1}); \quad Z_{32} = R'_{\epsilon 1} + j\omega L_{\epsilon 1}; \quad Z_{33} = -j / (\omega C); \quad Z_{34} = R_2; \quad Z_{35} = R_3.$$

Система рівнянь Кірхгофа згідно з перетвореною еквівалентною схемою по змінному струму (див. рис. 4.18) має вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = (Z_1 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{21} + Z_{24})i_1 + Z_{10}i_2 - (Z_{12} + Z_{13})i_{10} - \\ - Z_{14}i_6 + Z_{21}i_8 - Z_{24}i_{11}; \\ 0 = (Z_3 + Z_{10} + Z_2)(i_2 - I_1) + Z_2(i_4 - I_1) + Z_{10}i_1; \\ 0 = (Z_5 + Z_6 + Z_7)(i_3 + I_2) - Z_5i_{10} - Z_7i_4 + Z_6(-i_4 + I_2); \\ 0 = (Z_6 + Z_7 + Z_9 + Z_8 + Z_2)(i_4 + I_3 - I_2 - I_1) + Z_6(-i_3 - I_2) - Z_7i_3 + \\ + Z_9i_5 + Z_8(i_5 + I_3) + Z_2(i_2 - I_1); \\ 0 = (Z_9 + Z_8 + Z_{11})(i_5 + I_3) + Z_8(i_4 + I_3) + Z_9i_4 + Z_{11}i_{10}; \\ 0 = (Z_{14} + Z_{15} + Z_{16})(i_6 + I_4) - Z_{14}i_1 + Z_{15}i_7 + Z_{16}(i_7 + I_4); \\ 0 = (Z_{15} + Z_{16} + Z_{20} + Z_{19} + Z_{18})(i_7 - I_6 + I_4 - I_5) + Z_{16}(i_6 + I_4) + \\ + Z_{15}i_6 - Z_{18}i_8 + Z_{19}(-i_8 - I_5) + Z_{20}(i_9 - I_6); \\ 0 = (Z_{21} + Z_{19} + Z_{18})(i_8 + I_5) - Z_{18}i_7 + Z_{19}(-i_7 + I_5) + Z_{21}i_1; \\ 0 = (Z_{17} + Z_{20} + Z_{22})(i_9 - I_6) - Z_{17}i_{10} + Z_{20}(i_7 - I_6) - Z_{22}i_{11}; \\ 0 = (Z_4 + Z_5 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{17} + Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{10} - I_w) - Z_5i_3 + \\ + Z_{11}i_5 - (Z_{12} + Z_{13})i_1 - Z_{17}i_9 - (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{11} + I_w); \\ \dot{U}_{out} = (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25} + Z_{24} + Z_{22})(i_{11} + I_w) - (Z_{23} + Z_{26} + Z_{25})(i_{10} - I_w) - \\ - Z_{22}i_9 - Z_{24}i_1; \\ \dot{U}_{out} = (Z_{33} + Z_{35})i_{12} + Z_{33}i_{13} - Z_{35}i_{16}; \\ 0 = (Z_{27} + Z_{28} + Z_{30} + Z_{32} + Z_{33})i_{13} + Z_{28}(I_8 + I_7) + Z_{30}i_{14} + Z_{32}i_{15} + Z_{33}i_{12}; \\ 0 = (Z_{29} + Z_{30} + Z_{31})i_{14} + Z_{29}(I_9 - I_7) + Z_{30}i_{13} - Z_{31}i_{15}; \\ 0 = (Z_{36} + Z_{34} + Z_{32} + Z_{31})i_{15} - Z_{31}i_{14} + Z_{32}i_{13} - Z_{34}i_{16}; \\ 0 = (Z_{34} + Z_{35})i_{16} - Z_{34}i_{15} - Z_{35}i_{12}. \end{array} \right. \quad (4.13)$$

На основі системи рівнянь (4.13) за допомогою програмного пакета Matlab 6.5 розраховано активну та реактивну складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від оптичної потужності показані на рис. 4.19 та 4.20. З рис. 4.19 та 4.20 видно, що зі збільшенням потужності оптичного випромінювання активна складова повного опору збільшується, а реактивна – зменшується.

На рис. 4.21 показана залежність частоти генерації від напруги живлення U_2 при різній нарузі керування U_1 . З рис. 4.21 видно, що зі збільшенням напруги керування збільшується частотна область генерації.

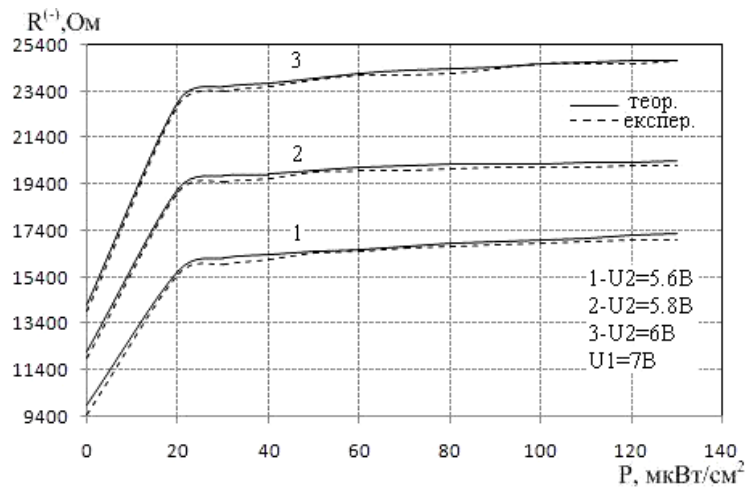


Рисунок 4.19 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від оптичної потужності

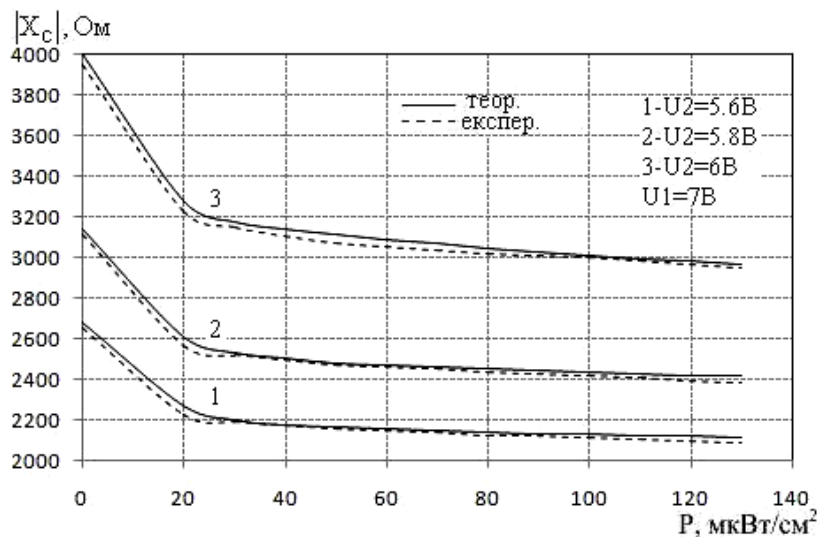


Рисунок 4.20 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від оптичної потужності

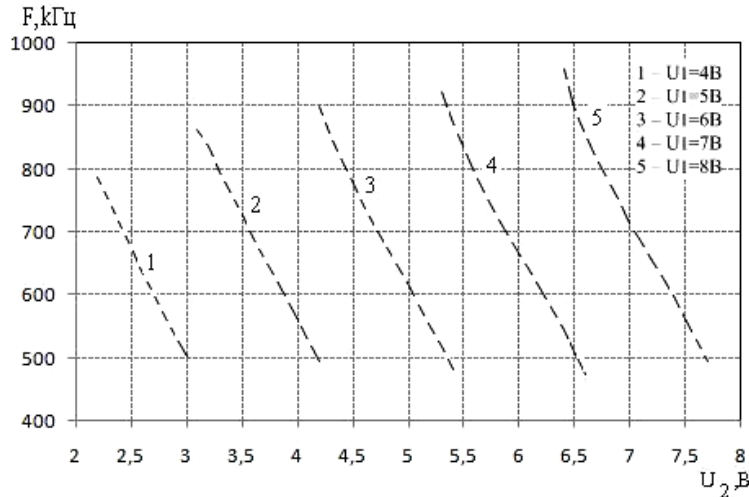


Рисунок 4.21 – Експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення U_2

Найбільший діапазон зміни частоти існує для напруги керування $U_1 = 8$ В. Однак для напруги керування $U_1 = 7$ В існує більш лінійна залежність частоти генерації від напруги живлення U_2 . Тому сприятливим режимом роботи приладу є робота при напрузі керування 7 В. Так при напрузі керування $U_1 = 7$ В і при збільшенні напруги живлення U_2 від 5,3 В до 6,6 В частота генерації зменшується від 922 кГц до 474 кГц.

Для визначення повного опору АІЕ $Z_{екв}$ скористаємось схемою на рис. 4.22, для якої складемо систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = A_1 i_1 + Z_{33} i_2 + Z_{35} i_5; \\ 0 = -Z_{33} i_1 + A_2 i_2 + Z_{30} i_3 + A_3; \\ 0 = Z_{30} i_2 + A_4 i_3 + Z_{31} i_4 + A_5; \\ 0 = Z_{31} i_3 + A_6 i_4 - Z_{34} i_5; \\ 0 = Z_{35} i_1 - Z_{34} i_4 + A_7 i_5, \end{cases} \quad (4.14)$$

де $A_1 = Z_{33} + Z_{35}$; $A_2 = Z_{33} + Z_{27} + Z_{28} + Z_{30}$; $A_3 = Z_{28}(-I_8 + I_9 + I_7)$;

$A_4 = Z_{30} + Z_{29} + Z_{31}$; $A_5 = Z_{29}(-I_9 + I_8 + I_7)$; $A_6 = Z_{36} + Z_{34} + Z_{31}$; $A_7 = Z_{34} + Z_{35}$.

Розв'язавши систему рівнянь (4.14), визначимо повний опір АІЕ

$$Z_{екв} = U_1 / i_1 = U_1 / \left(\left(\frac{Z_{30} B_3 B_1 A_7 Z_{33}}{B_4 B_2 Z_{35} Z_{34} Z_{31}} + \frac{Z_{30} B_1 A_7}{B_4 Z_{35} Z_{34} Z_{31}} + \frac{A_2 B_3}{B_4 B_2} \right) U_1 + \frac{A_2 A_5}{B_4 B_2} + \frac{Z_{30} B_1 A_7 Z_{33} A_5}{B_4 Z_{35} Z_{34} Z_{31} B_2} - \frac{A_3}{B_4} \right), \quad (4.15)$$

де $B_1 = A_6 - Z_{34}^2 / A_7$; $B_2 = Z_{30} + \frac{A_4 B_1 A_7 Z_{33}}{Z_{35} Z_{34} Z_{31}} - \frac{Z_{31} A_7 Z_{33}}{Z_{35} Z_{34}}$; $B_3 = \frac{Z_{31} A_7}{Z_{35} Z_{34}} - \frac{A_4 B_1 A_7}{Z_{35} Z_{34} Z_{31}}$;

$$\begin{aligned}
B_4 = & -Z_{33} - \frac{A_2 A_4 B_1 A_7 A_1}{B_2 Z_{35} Z_{34} Z_{31}} + \frac{A_2 A_4 Z_{35} Z_{34}}{B_2 A_7 Z_{31}} + \frac{A_2 A_4 B_1 Z_{35}}{Z_{34} Z_{31}} + \frac{A_2 Z_{31} A_7 A_1}{B_2 Z_{35} Z_{34}} - \frac{A_2 Z_{31} Z_{35} Z_{34}}{B_2 B_1 A_7} \\
& - \frac{A_2 Z_{31} A_7^2 Z_{35}}{B_2 Z_{34}} + \frac{A_2 Z_{31} Z_{34} Z_{35}}{B_2 A_7 B_1} + \frac{Z_{30} B_1 A_7 A_1}{Z_{35} Z_{34} Z_{31}} - \frac{Z_{30} Z_{35} Z_{34}}{A_7 Z_{31}} - \frac{Z_{30} B_1 Z_{35}}{Z_{34} Z_{31}} - \frac{Z_{30} Z_{33} A_4 B_1^2 A_7^2 A_1}{B_2 Z_{35}^2 Z_{34}^2 Z_{31}^2} + \\
& + \frac{Z_{30} B_1 A_7 Z_{33} A_4}{Z_{31}^2 B_2 A_7} + \frac{Z_{30} B_1^2 A_7 Z_{33} A_4}{Z_{34}^2 Z_{31}^2} + \frac{Z_{30} B_1 A_7^2 Z_{33} A_1}{Z_{35}^2 Z_{34}^2 B_2} - \frac{Z_{30} B_1 Z_{33} A_7^3}{Z_{34}^2 B_2}.
\end{aligned}$$

Для визначення функції перетворення необхідно на основі розв'язку системи рівнянь Кірхгофа (4.13) знайти залежність частоти генерації від потужності оптичного випромінювання. Ця залежність визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 4.18) на основі теорії стійкості Ляпунова. Функція перетворення та чутливість вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача в цьому випадку описуються виразами (4.16), (4.17):

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\sqrt{D} - (L_{екв} B - R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - R_{n2}^2 C_{n62} B)}{2L_{екв} \cdot B \cdot R_{n2}^2 \cdot C_{n62}^2}}; \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned}
S_P^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[\left(D_1 L_{екв} \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} - D_1 R_{n2}^2 C_{n62}^2 \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} - \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} - \right. \right. \right. \\
& \left. \left. - \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} \right) - 2L_{екв} \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - 2L_{екв} B R_{n2}^2 C_{n62}^2 \times \right. \\
& \left. \times \left(\left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} + \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} \right) \right] / \sqrt{D_2} - L_{екв} \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} + R_{n2}^2 C_{n62}^2 \times \\
& \times \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} + R_{n2}^2 C_{n62}^2 \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{362} + R_{n2}^2 C_{n62} \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) C_{nc2} C_{362} \Big/ \\
& / (L_{екв} C_w(P) C_{nc2} C_{362} R_{n2}^2 C_{n62}^2) - \left[(\sqrt{D_2} - D_1) \left(\frac{\partial}{\partial P} C_w(P) \right) \right] / (L_{екв} B R_{n2}^2 C_{n62}^2) \Big/ \pi \times \\
& \times \sqrt{(\sqrt{D_2} - D_1) / (L_{екв} B R_{n2}^2 C_{n62}^2)}, \quad (4.17)
\end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
A = & C_{362} C_{nc2} + C_w(P) C_{nc2} + C_w(P) C_{362}; \quad B = C_w(P) \cdot C_{nc2} \cdot C_{362}; \\
D = & (L_{екв} B - R_{n2}^2 C_{n62}^2 A - R_{n2}^2 C_{n62} B)^2 - 4L_{екв} \cdot B \cdot R_{n2}^2 \cdot C_{n62}^2 \cdot A;
\end{aligned}$$

$$D_1 = L_{екв} C_w(P) C_{nc2} C_{зв2} - R_{н2}^2 C_{нв2}^2 (C_{зв2} C_{nc2} + C_w(P) C_{nc2} + C_w(P) C_{зв2}) - R_{н2}^2 C_{нв2} C_w(P) C_{nc2} C_{зв2};$$

$$D_2 = (L_{екв} C_w(P) C_{nc2} C_{зв2} - R_{н2}^2 C_{нв2}^2 (C_{nc2} C_{зв2} + C_w(P) C_{nc2} + C_w(P) C_{зв2}) - R_{н2}^2 C_{нв2} C_w(P) C_{nc2} C_{зв2})^2 -$$

$$- 4L_{екв} C_w(P) C_{nc2} C_{зв2} R_{н2}^2 C_{нв2} (C_{nc2} C_{зв2} + C_w(P) C_{nc2} + C_w(P) C_{зв2}).$$

В формулі (4.16) $L_{екв}$ – еквівалентна індуктивність АІЕ (рис. 4.22), утвореного транзистором VT3 та фазозсувним колом на основі резистора R_2 та конденсатора C_2 . $L_{екв}$ визначається із повного опору $Z_{екв}$ у формулі (4.15).

На рис. 4.23 показані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від зміни оптичної потужності. На рис. 4.24 зображена залежність чутливості від величини оптичної потужності.

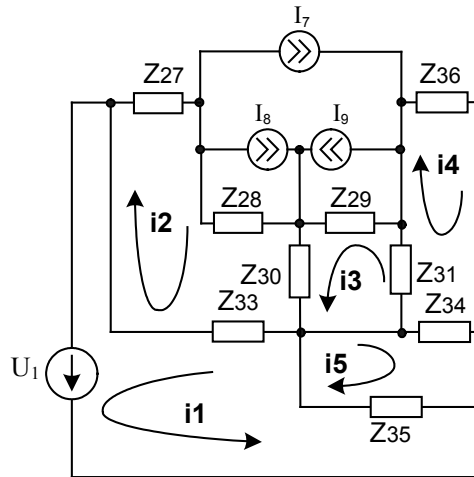


Рисунок 4.22 – Перетворена еквівалентна схема АІЕ по змінному струму

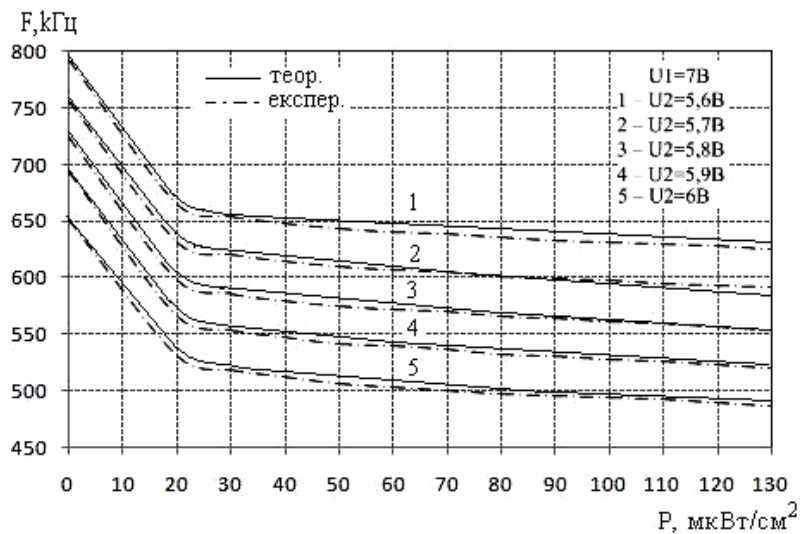


Рисунок 4.23 – Функції перетворення вимірювального каналу приладу з КСЕ та АІЕ від зміни оптичної потужності

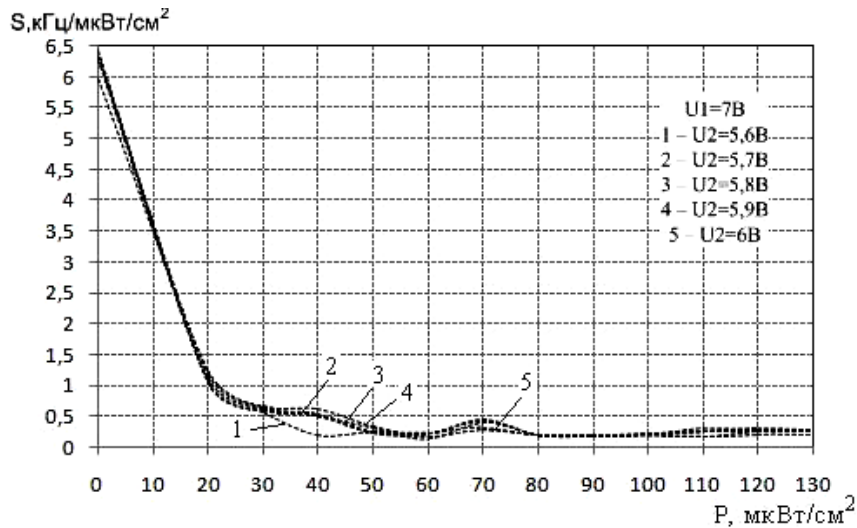


Рисунок 4.24 – Залежність чутливості вимірювального каналу приладу з КСЕ та АІЕ від оптичної потужності

Як видно з рис. 4.23, частота генерації зменшується зі збільшенням оптичної потужності, а на ділянці від 1 до 20 мкВт/см² спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни оптичної потужності. Експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

На рис. 4.24 видно, що зі зміною оптичної потужності від 1 до 130 мкВт/см², чутливість змінюється від 6,4 до 0,2 кГц/мкВт/см². Максимальна чутливість спостерігається при напрузі живлення 5,6 В та напрузі керування 7 В. Залежності частоти генерації вимірювального каналу приладу на основі оптичного перетворювача від впливу температури показані на рис. 4.25. Оптимальною напругою керування є величина 7 В, а напругою живлення 4,9 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 75 °С.

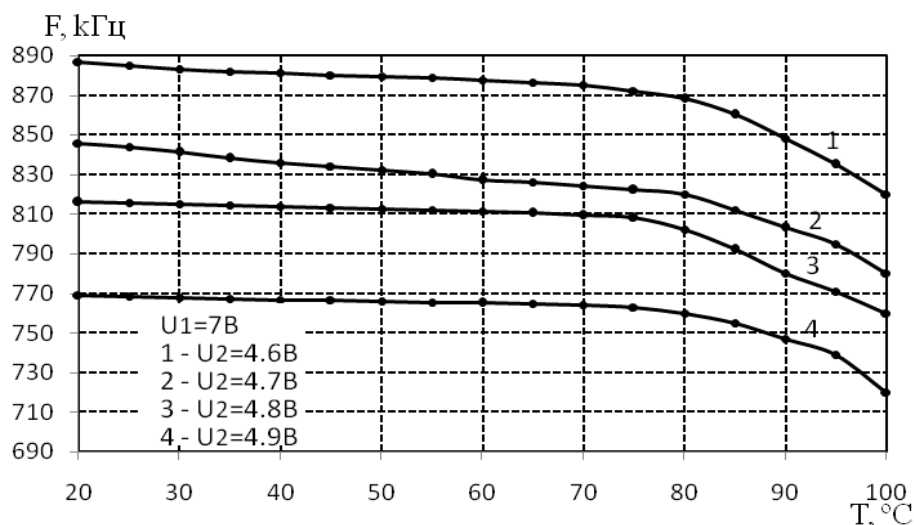


Рисунок 4.25 – Залежності частоти генерації радіовимірювального приладу на основі оптичного перетворювача від зміни температури

5 МІКРОПРОЦЕСОРНІ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ З ДИСТАНЦІЙНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ РЕЗУЛЬТАТІВ

5.1 Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання потужності оптичного випромінювання

Сенсори набувають все більшого значення в часи швидких технологічних змін. Зі збільшенням технологічної складності механічних, електричних та хімічних приладів з одного боку, та зі зростанням екологічної свідомості в питаннях індустриальних та технологічних відходів, з іншого боку, буде зростати потреба у сенсорах. Мікропроцесорна система, введена до складу багатофункціонального засобу вимірювання, перетворює його в програмно-керуючий пристрій. Функціональні можливості такого пристрою визначаються виконуваною програмою і можуть бути легко змінені при переході до іншої програми, що зберігається в постійному запам'ятовувальному пристрої.

Підвищення точності вимірювальних приладів досягається за рахунок автоматичної компенсації (виключення) систематичної похибки, зокрема автоматичної установки нуля перед початком вимірювань, автоматичного виконання градуувальної операції (самокалібровки), здійснення самоконтролю, зменшення впливу випадкових похибок шляхом проведення багатократних вимірювань з подальшим усереднюванням їх результатів, виявлення і виключення грубих похибок, виведення на дисплей інформації про числові значення похибок в ході вимірювань.

При виконанні непрямих вимірювань мікропроцесорна система автоматично відповідно до заданої програми, оброблює режими вимірювань, запам'ятовує результати прямих вимірювань, проводить необхідні обчислення і виводить знайдене значення фізичної величини вимірюваної на дисплеї. Хоча вимірювання за своєю природою залишаються непрямими, експериментатор сприймає їх як прямі. Функціональні можливості вбудованих у прилади обчислювальних засобів безперервно розширюються з розвитком елементної бази цифрової техніки, особливо мікропроцесорів. Крім того, сенсори виявляють себе в якості ключової технології для просування вперед автоматизації у багатьох галузях промисловості та у вдосконаленні багатьох приладів, і для збільшення їх конкурентної спроможності [125].

Розроблені в цій роботі прилади можуть використовуватись в різних галузях промисловості, зокрема, в гірничій – прилади на основі

оптико-частотних перетворювачів концентрації газу, витратоміри; в плазмохімічній – прилади для визначення часу плазмохімічного травлення; в металургії – прилади для вимірювання температури і т. д. Особливий інтерес виникає при застосуванні розроблених приладів в автомобільній промисловості. Адже автомобільний сенсорний ринок досить великий. Він явно перевищує рівень в \$10 млрд (strategy Analytics прогнозує, що світовий автомобільний ринок досягне \$18 млрд до 2015 р.), і для його повної характеристики вже давно існує об'єктивна потреба в сегментації за призначенням або за типами пристроїв (сенсори положення, температури, прискорення, тиску, рівня рідини), технологіями (CMOS, MEMS, індуктивні сенсори), застосуванню (ESC, системи безпеки чи контролю і управління двигуном) [126].

На сьогоднішній день комп'ютеризація є одним із головних напрямків науково-технічного прогресу. В переліку «критичних технологій», який формується щорічно групою експертів в США, і який охоплює практично всі напрямки виробництва, досліджень і розробок, що впливають на воєнний і економічний статус країни, мікроелектронні технології традиційно займають перше місце. В мікропроцесорах – найбільш складних мікроелектронних пристроях – втілені передові досягнення наукової та інженерної думки [127].

Можна зазначити, що мікропроцесори досить інтенсивно і глибоко проникають в різноманітні галузі техніки. За допомогою мікропроцесорних систем досягається багатофункціональність приладів, спрощення управління процесом вимірювання, автоматизація регулювання, самокалібрування і автоматична повірка, покращення метрологічних характеристик приладу, виконання обчислювальних процедур, статична обробка результатів нагляду, визначення і перетворення в лінійну форму функції вимірюваної фізичної величини, створення програмованих і повністю автоматизованих приладів [128]. Використання мікропроцесора як основної частини приладу стало причиною зміни конструкції і схемних рішень, компоновки, управління, включення обробки даних у вимірювальну процедуру. Крім того, на їх основі можна будувати багатофункціональні прилади з гнучкими програмами роботи, завдяки цьому прилади стали більш економічними, полегшилось вирішення задачі виходу на стандартну інтерфейсну шину і управління інтерфейсом. А це значно спростило експлуатацію приладів, різко підвищило продуктивність праці користувачів [129].

Сьогодні мікроконтролери досить широко використовуються в промисловій автоматизації, контрольно-вимірювальній техніці, апаратурі зв'язку, побутовій техніці тощо. Окрім того, збільшення швидкодії (підвищення тактової частоти та удосконалення архітектури), струму

споживання, зниження напруги живлення, збільшення оперативної та FLASH пам'яті на кристалі з можливістю внутрішньосхемного програмування, введення в склад мікропроцесора складних периферійних блоків, таких як керування приводами, USB-інтерфейсу для можливості спільного функціонування з новими поколіннями персональних комп'ютерів та швидкодійних зовнішніх периферійних пристроїв є основними напрямками однокристальних мікроЕОМ.

5.2 Розробка передавального та приймального блоків системи вимірювання потужності оптичного випромінювання

В цій роботі авторами розроблено систему вимірювання потужності оптичного випромінювання на основі поєднання радіовимірювальних приладів на основі оптичних частотних перетворювачів з покращеними метрологічними параметрами для дослідження об'єкта вимірювання [76] і сучасних інформаційних технологій для сприймання, обробки, зберігання і передачі вимірюваної інформації на відстань. Актуальність такої розробки, окрім можливості використання в автомобілі (контроль сонячного освітлення сенсорами положення і потужності джерела сонячного світла для автоматичного включення і регулювання систем кондиціонування і опалення, відкриття/закриття люків) [130], підкреслюється тим, що на даний час стала проблема перетворення сонячної енергії в енергію електричного поля, яку потрібно передавати на відстань. Зокрема, це стосується метеорологічних вимірювань (сонячна радіація, інтенсивність УФ променів). Більшість метеостанцій встановлюються у важкодоступних місцях (наприклад, гори), де основною задачею для метеорологів все ще залишається забезпечення безперебійного енергопостачання та отримання даних від сенсорів. Енергосистеми сонячних батарей забезпечують електроенергією телекомунікаційні станції, трубопроводи і метеостанції, які досить часто розташовані автономно у віддалених, безлюдних районах, без інфраструктури. Автономне електропостачання сонячною електрикою – це комерційно вигідне електропостачання промислового призначення [131]. Сонячна батарея, акумуляторна батарея (АБ), контролер заряду, інвертор добре суміщаються за всіма характеристиками. Таким чином, сонячні батареї є надійним і економічним джерелом струму, що доводить їх актуальність.

Що стосується інформації про погодні умови від встановлених сенсорів метеостанції, тут важливим питанням є сприймання, обробка, зберігання і передача вимірюваних даних в інформаційні центри. Метеостанція складається з центрального блока пам'яті і багатьох сенсорів, які пов'язані кабелем чи радіо з блоком пам'яті. На станції з ра-

діоз'єднанням можна використовувати більші дистанції між сенсором і блоком пам'яті, оскільки передача даних здійснюється по радіоканалу. Переважна більшість метеостанцій потребують персонального комп'ютера, який, в свою чергу, за допомогою телефонного з'єднання чи радіомодема/мобільного телефону передає дані в Інтернет.

Таким чином, постає важлива задача одночасного вимірювання певних величин в об'єкті вимірювання та передачі вимірюваної інформації на відстань. Реалізація такої задачі розглядається в цьому підрозділі, черговим етапом якої буде розробка системи вимірювання потужності оптичного випромінювання з дистанційною передачею результатів [75, 77].

Розроблена система складається з вхідного та вихідного блоків для передачі інформації (рис. 5.1). Вхідний блок (див. рис. 5.1а) складається з блока для здійснення вимірювання потужності оптичного випромінювання в об'єкті вимірювання та передачі вимірюваної інформації на відстань.

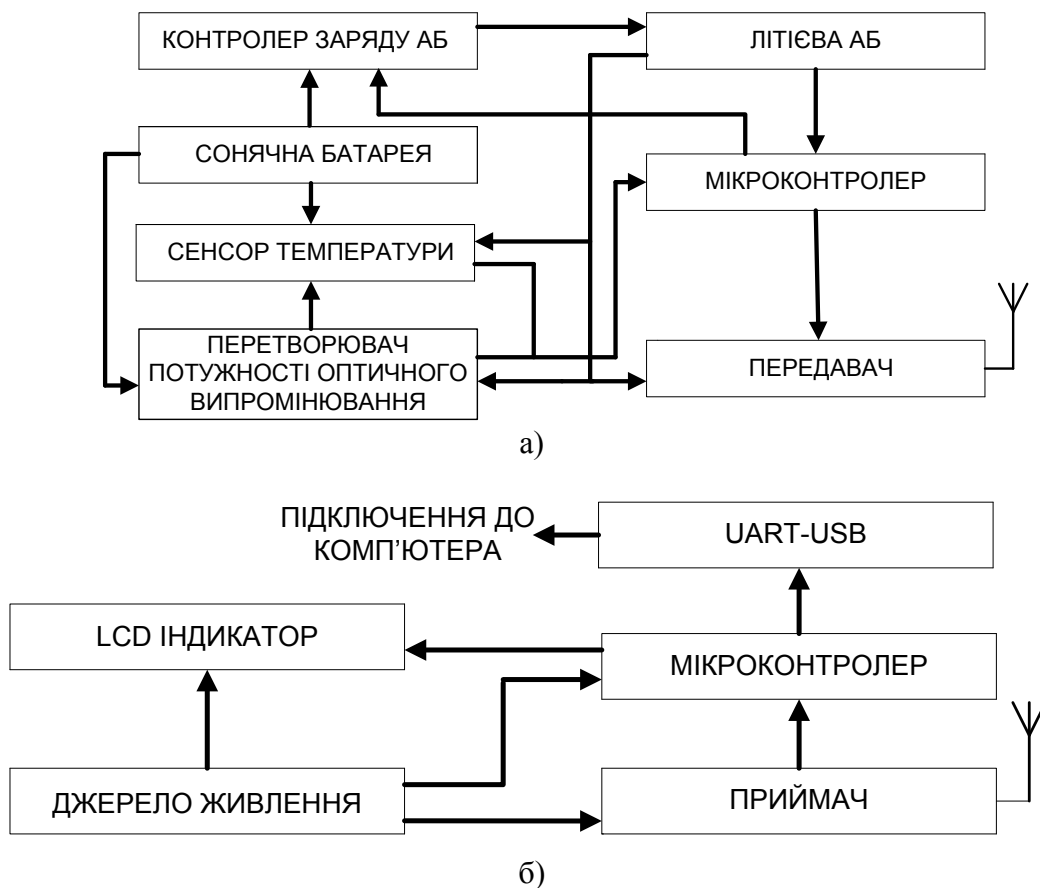


Рисунок 5.1 – Структурна схема вхідного (а) і вихідного (б) блоків для передачі і приймання інформації [75]

Цей блок містить 16-розрядний мікроконтролер ATmega 8A-AU (SMD), інтерфейс програмування контролера, кварцовий резонатор, тригер Шмітта HEF4093, передавач, систему термостабілізації, КСБ ($U = 7,2 \text{ В}$, $I = 450 \text{ мА}$), яка виконує дві функції: живить літієву АБ (BL-5В) через контролер заряду та є фоточутливим елементом в радіовимірювальному приладі на основі оптичного перетворювача з частотним виходом з використанням транзисторних структур з від'ємним опором [76]. Система термостабілізації складається з двох сенсорів температури, один з яких встановлюється разом з оптичним перетворювачем з частотним виходом і фіксує значення температури на ньому. Інший сенсор температури встановлюється на КСБ та фіксує значення температури на КСБ. Перший та другий сенсори температури застосовуються для врахування впливу температури, а саме: для вибору певної функції перетворення з переліку тих, які прописані в програмі при різних температурах. Використовувані сенсори температури DS18B20 підключаються паралельно.

В системі вимірювання оптичної потужності використовується радіовимірювальний прилад на основі оптичного перетворювача з біполярним, МДН-транзистором та з КСБ, бо він має найбільше значення чутливості серед розроблених приладів на основі оптичних перетворювачів.

Мікроконтролер передавального блока підраховує кількість імпульсів за рівний проміжок часу і відправляє по вбудованій в ньому системі UART на передавач, який по радіоканалу передає виміряну оброблену інформацію на приймальний блок (див. рис. 5.1б). Приймальний блок містить 16-розрядний мікроконтролер ATmega 8A-PU, інтерфейс програмування контролера, кварцовий резонатор, приймач, джерело живлення. Індикація результатів виміряних параметрів можлива в двох варіантах: перший – за допомогою рідкокристалічного індикатора WH1602, другий – на екрані монітора ПК.

Вхідний передавальний блок працює в двох режимах. Перший режим – коли відбувається заряд літієвої АБ. Потужність оптичного випромінювання перетворюється в електричний сигнал, який надходить до контролера заряду АБ. Підвищуючий ШІМ-контролер забезпечує стабільний заряд літієвої АБ, живлення перетворювача оптичної потужності, мікроконтролера, передавача. Контролер обмежує заряд-

ний струм з врахуванням номінальної ємності, поточної напруги та температури АБ. Крім того, контролер в цифровому вигляді відображає поточні значення температури та напруги на АБ, зарядного струму від КСБ. Другий режим – коли відбувається вимірювання потужності оптичного випромінювання. Дія зміни оптичної потужності приймається КСБ. Таким чином, змінюється вихідна напруга на КСБ, яка спричиняє зміну ємнісної складової повного опору перетворювача, який являє собою автогенератор. В результаті відбувається зміна частоти генерації. Отримані дані надходять до мікроконтролера, який підраховує кількість імпульсів за рівний проміжок часу. Оброблені дані відправляються на передавач, який по радіоканалу передає їх на приймальний блок.

В подібній системі використовуються пристрої безпроводного зв'язку: спеціалізовані мікросхеми MAX1472, MAX1473 [79]. Вбудований в мікроконтролер інтерфейс UART підтримує повнодуплексну асинхронну передачу даних. Як відомо із специфікації інтерфейсу UART, передачі біт даних передуює старт біт, завжди логічний нуль, після нього передаються біти даних, причому молодшими бітами вперед, після чого передається біт похибки і обов'язково стоп біт, завжди високий рівень. Якщо передача даних не відбувається, то логічний рівень відповідної лінії (TxD або RxD) завжди буде високим. При використанні спеціалізованих мікросхем з амплітудною маніпуляцією, коли на вхід Data подається логічна одиниця, то мікросхема споживає максимальну потужність. Тобто в режимі очікування прилад працює на максимальній потужності.

Основним споживачем потужності в приладі [79] є передавач MAX1472 ($I = 16,6$ мА, $U = 3,6$ В, $P = 59,7$ мВт). Одним з можливих варіантів для зменшення потужності споживання передавача є інвертування сигналу, тобто зміна його полярності. Тоді в режимі очікування з виходу мікроконтролера подаватиметься логічна одиниця, яка інвертуватиметься через інверсний вихід (рис. 5.2а) і на вхід Data передавача подаватиметься логічний нуль, таким чином, передавач працюватиме в режимі очікування. Передача інформації по UART здійснюється кожні 500 мс і проходить 15–20 мс. Таким чином дана система (рис. 5.2а, б) дозволяє зменшити споживану потужність радіомодуля у більш, ніж 10 разів.

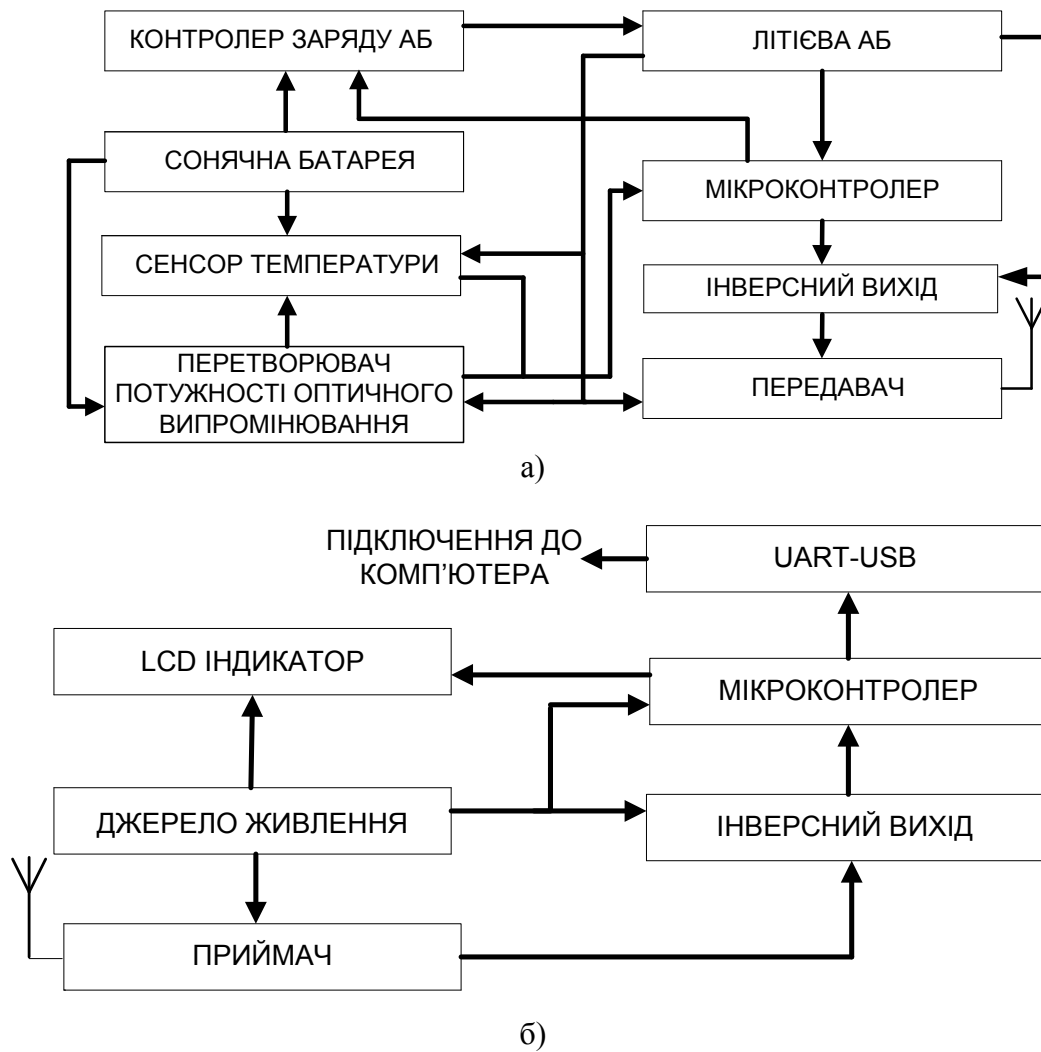


Рисунок 5.2 – Структурна схема вхідного (а) і вихідного (б) блоків для передачі і приймання інформації з інвертованим вимірювальним каналом [78]

На рис. 5.3 показана принципова схема вхідного блока приладу для вимірювання оптичної потужності з подальшою передачею інформації на відстань. На рис. 5.4 показана принципова схема вихідного блока для приймання інформації.

В якості інверсного виходу використано біполярний транзистор BC847, як більш економічний з меншим енергоспоживанням ($I = 1$ мА), ніж у інших логічних елементів І-НЕ (приблизно 20 мА).

В отриманому від автогенераторного пристрою сигналі для сприйняття мікроконтролером передавального блока вирівнюємо фронти за допомогою тригера Шмітта. Отриманий сигнал надходить на 16-розрядний лічильник. Кількість імпульсів автогенератора знаходиться шляхом підрахунку кількості переповнень лічильника і множення на його розрядність, після чого додаються біти непереповненого

лічильника. Одночасно 8-розрядним лічильником підраховуємо час, за який працюватиме лічильник імпульсів (встановлюємо часові ворота).

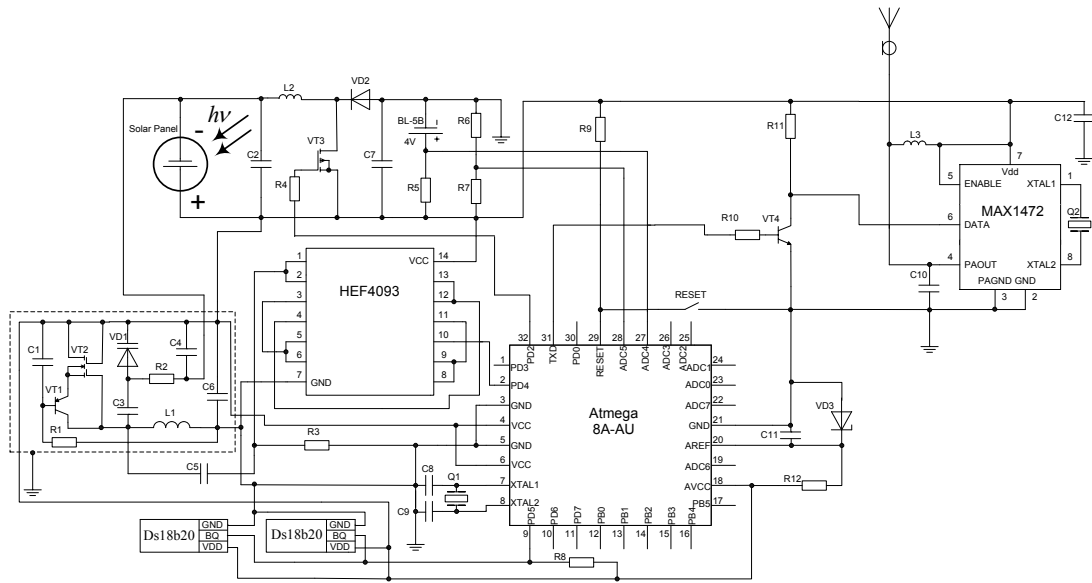


Рисунок 5.3 – Принципова схема вхідного блоку для передачі інформації з інвертованим вимірювальним каналом

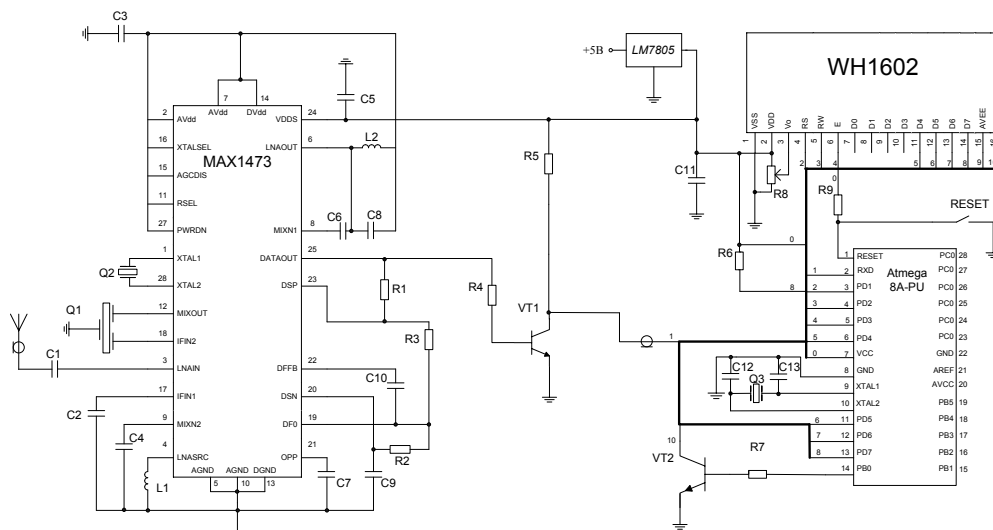


Рисунок 5.4 – Принципова схема вихідного блоку для приймання інформації з інвертованим вимірювальним каналом

Підраховавши кількість імпульсів за сталий проміжок часу отримаємо частоту, яка дорівнюватиме частоті автогенератора. Для подальшої обробки вимірюваної інформації в передавальному блоці необхідно апроксимувати функцію перетворення частотного перетворювача потужності оптичного випромінювання (рис. 5.5) [138–143].

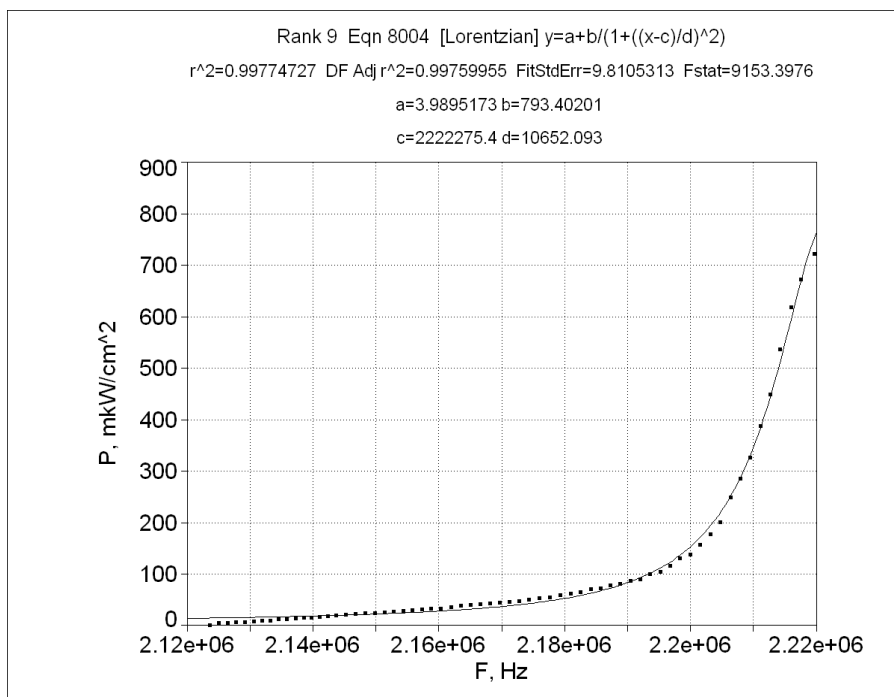


Рисунок 5.5 – Апроксимована залежність функції перетворення частотного перетворювача потужності оптичного випромінювання

Рівняння апроксимації функції перетворення має вигляд:

$$y = a + \frac{b}{1 + \left(\frac{x - c}{d}\right)^2}, \quad (5.1)$$

де x – частота генерації; y – потужність оптичного випромінювання; a , b , c , d – коефіцієнти апроксимації.

Для перевірки роботи передавального та приймального блоків проведено моделювання системи вимірювання потужності оптичного випромінювання в демо-версії пакета схемотехнічного моделювання Proteus Professional 7.6 SP0. Цей програмний продукт базується на основі моделей електронних компонентів, які прийняті в PSpice. Відмінною рисою пакету Proteus Professional є можливість моделювання роботи програмованих пристроїв: мікроконтролерів, мікропроцесорів, DSP і т. д. Proteus Professional може симулювати роботу таких мікроконтролерів: 8051, ARM7, AVR, Motorola, PIC, Basic Stamp. Отриману частоту для зручності налаштування приладу виводимо на додатковий LCD1, що дає можливість візуалізації генераційної частоти автогенератора. При проведенні моделювання було встановлено віртуальний генератор тактових імпульсів, частота якого дорівнює частоті автогенератора, отриманій експериментальним шляхом. Для зручності моделювання було зімітовано радіоканал передачі даних за допомогою кабелю, який передає виміряну оброблену інформацію на приймаль-

ний блок. До зімітованого радіоканалу передачі даних підключено біполярні транзистори BC847 для інвертування сигналу.

Результати схемотехнічного моделювання показані на рис. 5.6. Віртуальний осцилограф дає можливість наочно побачити розгортку імпульсів (рис. 5.7а):

- до інвертування сигналу (синя лінія), коли оцифровані дані з мікроконтролера надходять на інвертор;
- після інвертування (жовта лінія), коли обернений сигнал з інвертора надходить на передавач, який по радіоканалу передає вимірянну оброблену інформацію на приймальний блок;
- після другого інвертування (червона лінія), коли сигнал від приймача знаходить на другий інвертор, ще раз інвертується і набуває початкової форми.

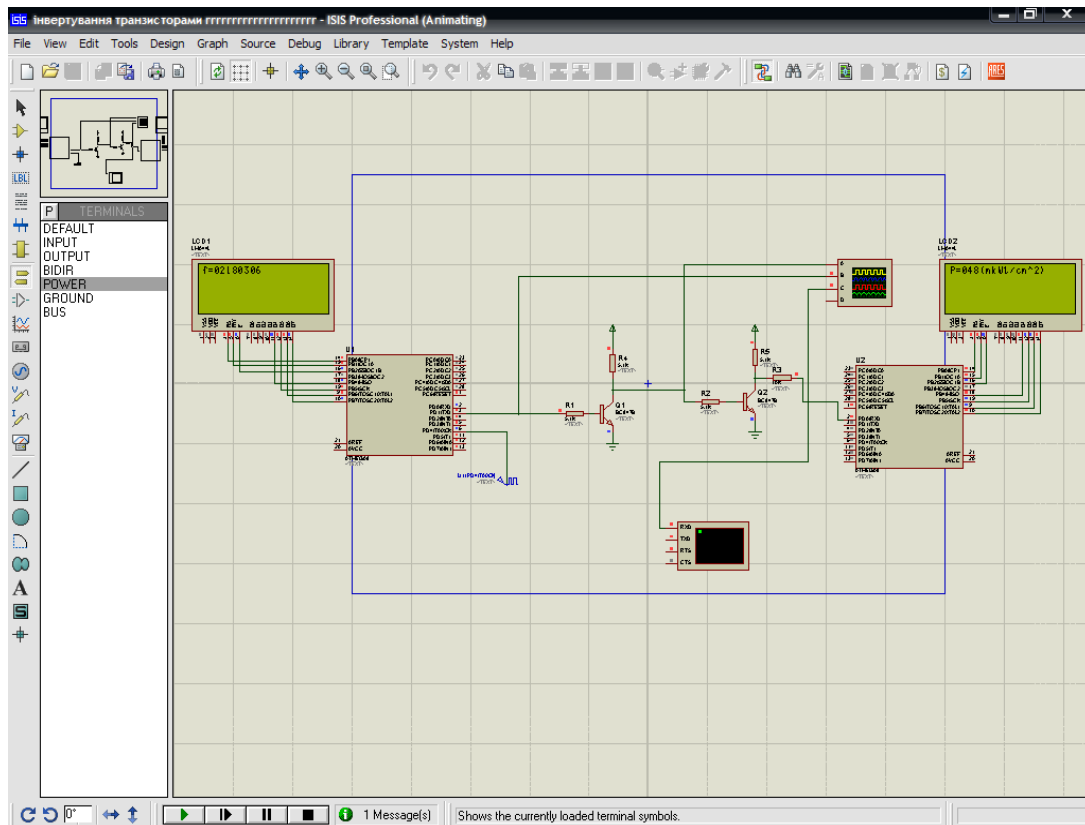


Рисунок 5.6 – Модель системи вимірювання потужності оптичного випромінювання у програмі Proteus Professional 7.6 SP0

Віртуальний термінал показує пакет передачі закодованої інформації (рис. 5.7б). Як видно з рис. 5.6, на LCD1 відображається частота генерації в Гц, а на LCD2 – потужність оптичного випромінювання в мкВт/см². При частоті 2,17 МГц потужність оптичного випромінювання становить 48 мкВт/см².

Таким чином, проведено моделювання роботи програмованого пристрою, а саме: процес передачі інформації з інвертуванням сигналу ($F = 2,220051 \text{ MHz}$, $P = 769 \text{ mW}$).

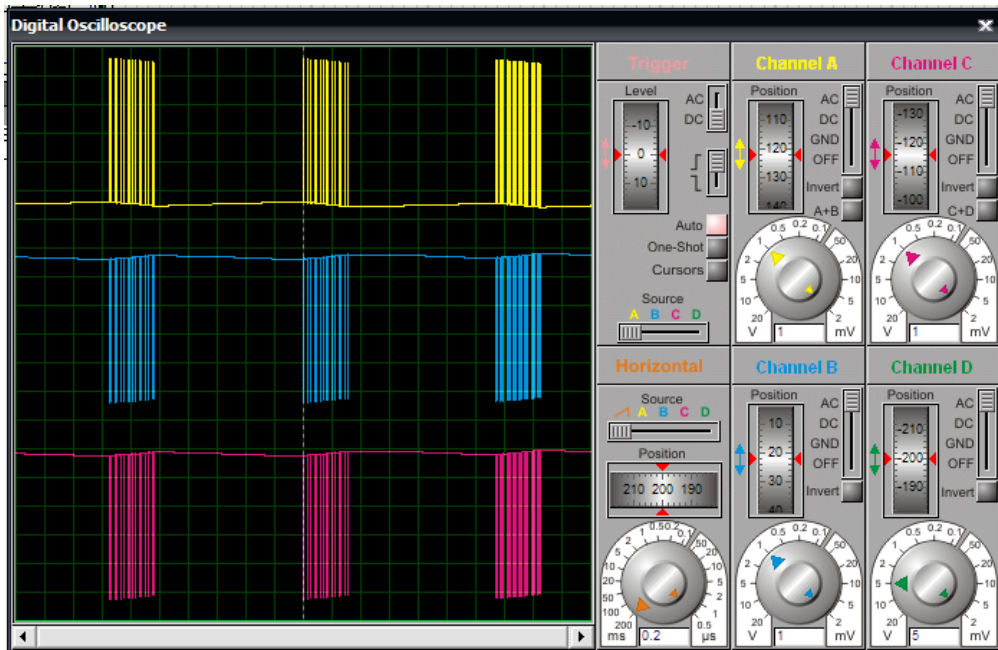


Рисунок 5.7 – Результати моделювання: розгортка імпульсів та пакет передачі закодованої інформації

На рис. 5.8 зображено зовнішній вигляд вхідного та вихідного блоків для вимірювання оптичної потужності з дистанційною безпроводною передачею результатів.



Рисунок 5.8 – Зовнішній вигляд передавального та приймального блоків для вимірювання оптичної потужності з дистанційною безпроводною передачею результатів

При розробці передавальних та приймальних блоків також можливий інший підхід. А саме, використання пристроїв бездротового зв'язку: приймач FSK HM-R868S і передавач FSK HM-T868S [77]. Адже в радіомодулях серії HM передбачений автоматичний перехід в режим енергозбереження при відсутності сигналу на клемі Data (при переході радіомодуля в режим очікування). В такому випадку радіомодуль споживає мінімальну потужність. Тому інвертування сигналу є недоцільним при використанні пристроїв бездротового зв'язку серії HM (рис. 5.9а).

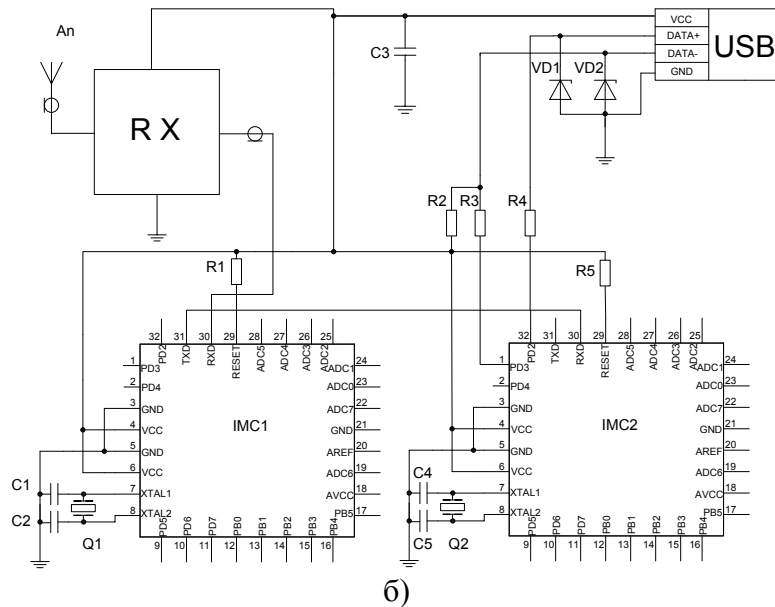
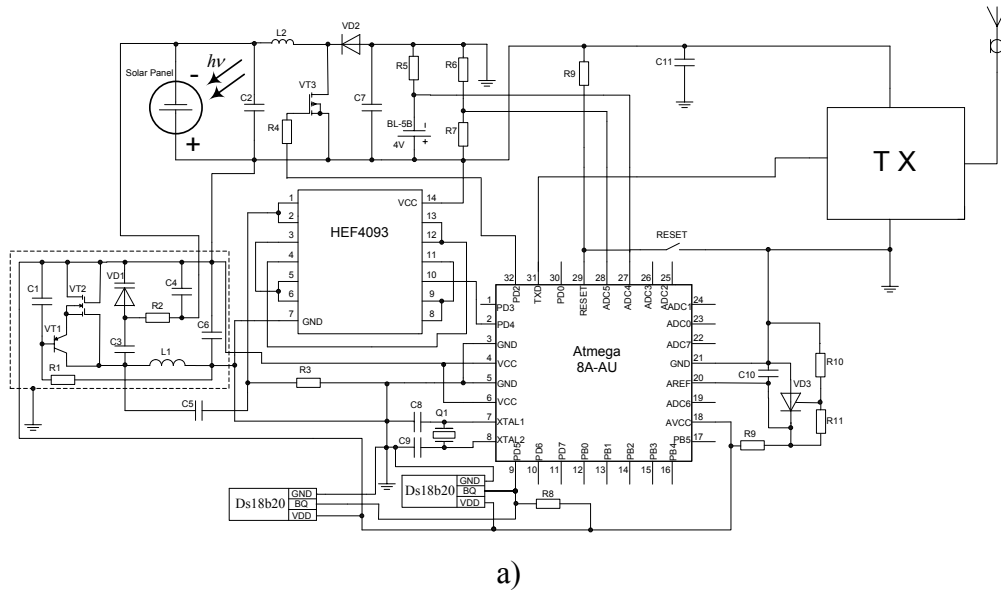


Рисунок 5.9 – Принципова схема вхідного блоку для передачі інформації з радіомодулем (а) та вихідного блоку для приймання інформації з USB-інтерфейсом (б)

Крім того, в оновленому передавальному блоці передбачений контроль напруги АБ за допомогою регульованого кремнієвого стабілітрона VD3 (TL431), який використовується із контролером заряду від КСБ для отримання стабілізованої опорної напруги (рис. 5.9а).

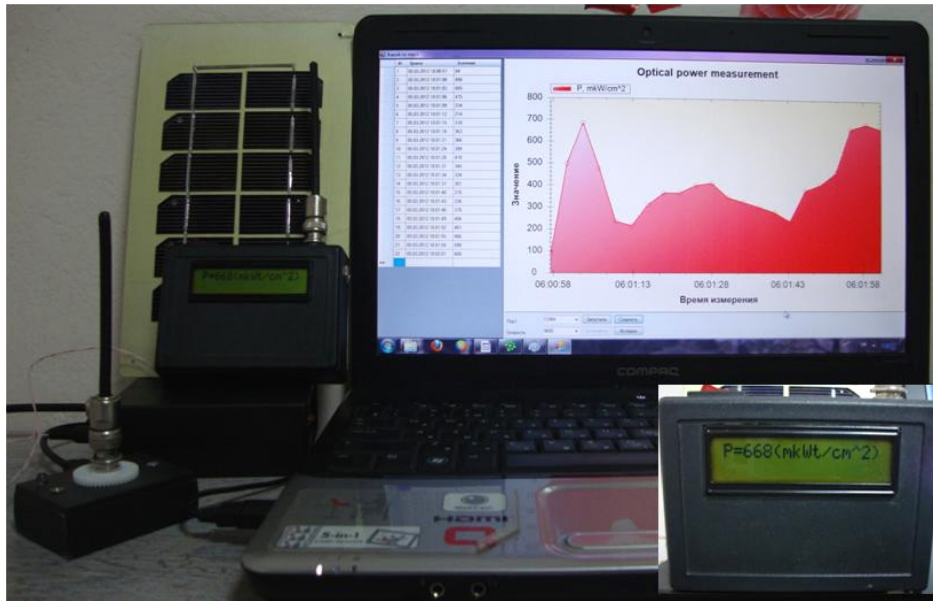
При розробці або користуванні вимірювальною технікою з застосуванням мікропроцесорних обрахунків отримані результати, як уже зазначалось (див. рис. 5.4), можна виводити на семисегментний індикатор або рідкокристалічний дисплей. Але рано чи пізно перед розробником того чи іншого приладу на мікроконтролері виникає потреба в зіставленні його з комп'ютером. Найбільш простим і ефективним є використання COM порту, а для зручності й сумісності з ноутбуком – USB (див. рис. 5.9б). При використанні послідовного порту введення-виведення UART забезпечується режим передачі вимірюваних результатів по радіоканалу. Для побудови такої системи були використані промислові пристрої бездротового зв'язку з амплітудною маніпуляцією (FSK).

Через індустріальні і промислові заводи ефір переповнений «шумами» і серед них потрібно відокремити корисний сигнал. Для цього на мікроконтролері ІМС1 (АТmega 8А-AU) (див. рис. 5.9б), що входить до складу приймального блока системи вимірювання оптичної потужності з USB-інтерфейсом, реалізовано програмний фільтр, який забезпечує відокремлення корисного сигналу від завад. Найбільшу поширеність перетворювачів інтерфейсу USB-UART отримали перетворювачі FTDI, але такі пристрої мають низку недоліків: висока вартість мікросхеми, незручний корпус SSOP-28 і недоступність її придбання. Тому як оптимальний варіант було використано додатковий мікроконтролер ІМС2 (АТmega 8А-AU) (рис. 5.9б) для сумісності розроблених приладів з ПК. ІМС2 – мікроконтролер на якому реалізовано перетворювач інтерфейсів USB-UART. Цей пристрій дозволяє створити віртуальний COM порт, на який передаються результати вимірювання оптичної потужності.

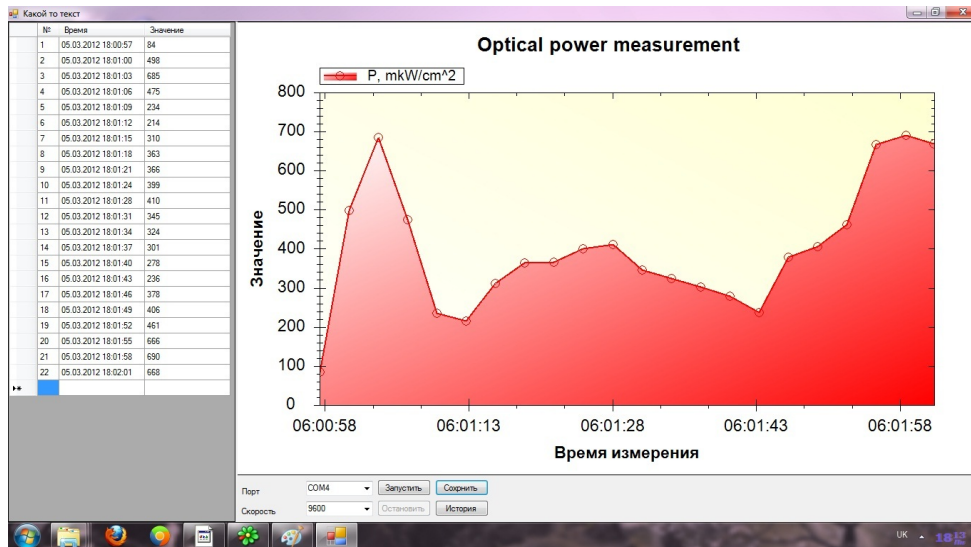
На рис. 5.10а зображено зовнішній вигляд мікропроцесорної системи вимірювання оптичної потужності з дистанційною безпроводною передачею результатів, а на рис. 5.10б – вікно програми, яке створено в середовищі Visual Studio компанії Microsoft. Створено графічну оболонку для обробки, зберігання інформації та виведення результатів вимірювання в режимі реального часу.

В графічному вікні на рис. 5.10б зображена таблиця, у першому стовбці якої автоматично встановлюється порядковий номер вимірювання, у другому – дата та час проведення вимірювання, третій містить отримані результати оптичної потужності. Праворуч відносно таблиці автоматично будується графік зміни величини оптичної поту-

жності в режимі реального часу. Під графіком знаходяться комірочки для вибору COM порту і встановлення швидкості передачі. Також там містяться чотири кнопки, дві з них відповідають за запуск і зупинку програми, а інші дві за збереження отриманих результатів і відкриття файлу з попередньо збереженими результатами («Історія»). При натисканні на кнопку «Пуск» отримані результати вимірювання автоматично записуються до таблиці й по них будується графік.



а)



б)

Рисунок 5.10 – Зовнішній вигляд мікропроцесорної системи вимірювання потужності оптичного випромінювання з дистанційною безпроводною передачею результатів (а) та обробка результатів вимірювання оптичної потужності (б)

5.3 Розрахунок похибок приладу для вимірювання потужності оптичного випромінювання

Якими б точним не були засоби вимірювань і як би досконало не проводились вимірювання, їх результати завжди відрізнятимуться від істинного значення вимірюваної фізичної величини, тобто знаходяться з деякою похибкою. Причиною появи похибок є недосконалість використаних засобів вимірювання і неточності передачі робочим засобам вимірювань одиниць, які відповідають фізичним величинам, та недосконалість використаного методу вимірювань. Окрім цього, на точність вимірювань впливають зовнішні та внутрішні завади, кліматичні умови, поріг чутливості вимірювального приладу, а також фізіологічна обмеженість можливостей людини, яка бере участь у процесі вимірювань. Вимірювання вважається закінченим, якщо цілком визначене не тільки значення фізичної величини, а і можливий ступінь його відхилення від істинного значення [128].

На практиці відмінність результатів цифрових вимірювальних перетворень від потрібних визначають процесорні похибки вимірювань. Існують три причини їх появи:

- алгоритмічна похибка, яка зумовлена відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від адекватного (гіпотетичного);
- похибка округлення, викликана наявністю округлень проміжних цифрових перетворень у результаті вимірювання;
- динамічна процесорна похибка, джерелом якої є обмеженість швидкодії мікропроцесора (процесора).

Для визначення похибки вимірювання радіовимірювальних приладів на основі оптичних перетворювачів із частотним виходом потрібно врахувати похибки, що виникають при перетворенні неелектричної величини (потужності оптичного випромінювання) в електричну (напруга сонячної батареї), при перетворенні електричного сигналу в частотно-модульований сигнал, що виникають у частотному генераторі з від'ємним опором (ЧГВО), та при перетворенні частотно-модульованого сигналу в цифровий код, що виникають із застосуванням мікропроцесорів.

При використанні кремнієвої сонячної батареї КСБ в результаті перетворення неелектричної величини (потужності оптичного випромінювання) в електричну (напруга) виникає похибка внаслідок зміни температури досліджуваної сонячної батареї $\delta_{ТКН}$, яка показує зміну величини напруги холостого ходу у відсотках при зміні температури на 1 °С.

$$\delta_{TKH} = \frac{\Delta T' \cdot \Delta U_{xx}}{U_{xx} \cdot \Delta T} \cdot 100 \% , \quad (5.1)$$

де ΔT – зміна температури, $^{\circ}\text{C}$; ΔU_{xx} – зміна напруги холостого ходу сонячної батареї при ΔT , В; U_{xx} – початкова напруга холостого ходу сонячної батареї, В; $\Delta T'$ – можливе відхилення температури в системі, $^{\circ}\text{C}$.

Дослідження впливу зміни температури на зміну величини напруги холостого ходу сонячної батареї проводились з використанням кварцового інфрачервоного нагрівача АОУУЕ Int 853А (220 В). Так для кремнієвої сонячної батареї напруга холостого ходу при $T = 25^{\circ}\text{C}$ складає 7,2 В, а при $T = 60^{\circ}\text{C}$ – 6,4 В. Звідси випливає, що

$$\delta_{TKH} = \frac{1 \cdot |6,4 - 7,2|}{7,2 \cdot (60 - 25)} \cdot 100 \% = 0,317 \% .$$

В результаті перетворення електричного сигналу в частотно-модульований сигнал виникають похибки, пов'язані з нестабільністю частоти генератора δ_1 і з коливанням напруги живлення ЧГВО δ_{U_1} та температури навколишнього середовища δ_T .

Визначимо величину похибки коливання температури навколишнього середовища δ_T

$$\delta_T = \frac{f_T}{f_H} \cdot 100 \% , \quad (5.2)$$

де f_T – частота генерації при зміні температури навколишнього середовища на 1°C , Гц; f_H – несуча частота, Гц.

В даному випадку зміні температури навколишнього середовища на 1°C при несучій частоті 34260 кГц відповідає частота 15800 Гц.

$$\delta_T = \frac{15800}{34260000} \cdot 100 \% = 0,046 \% .$$

Ці розрахунки переконують, що використання термостабілізації не є обов'язковим, оскільки похибка коливання температури навколишнього середовища не значна.

Похибки квантування вимірювального каналу, який складається з оптичного частотного перетворювача та електронно-лічильного частотоміра, визначається як [129]

$$\delta_{кв} = \frac{1}{N_x} 100 \%, \quad (5.3)$$

де N_x – кількість імпульсів, що заповнили часовий інтервал, сформований із коливань високостабільного за частотою генератора, визначається як [129]

$$N_x = \frac{n^2}{f_{kv}(n-1)} F(P), \quad (5.4)$$

де $F(P)$ – вимірювана частота, яка залежить від зміни потужності оптичного випромінювання (рис. 3.31); f_{kv} – частота високостабільного по частоті кварцового генератора; n – відношення тривалості строб-імпульсу до тривалості вхідного імпульсу

$$n = f_{kv} T_{vim},$$

де T_{vim} – величина стробуючого імпульсу.

Похибка квантування вимірюваного каналу, що містить перетворювач з сонячною батареєю, розрахована за виразом (5.3) з врахуванням виразу (5.4), де $f_{kv} = 16$ МГц і $T_{vim} = 0,1$ с [130], показана на рис. 5.11.

З рисунку 5.11, видно, що похибка квантування у вимірювальному діапазоні потужності оптичного випромінювання змінюється від $4,91 \cdot 10^{-5} \%$ до $2,93 \cdot 10^{-5} \%$.

Для АЦП врівноважувального перетворення кількість імпульсів, що заповнили часовий інтервал, визначається як [131]

$$N'_x = \frac{2^n}{U_{зр}} U_{\phi n}(P), \quad (5.5)$$

де $U_{\phi n}(P)$ – напруга на виході фотоприймача; n – розрядність АЦП; $U_{зр}$ – напруга зразкового джерела напруги.

На рис. 5.12 наведена похибка квантування вимірювального каналу, що складається з аналогового фотоприймача та 16-ти розрядного АЦП К1108ПВ1А з $U_{зр} = 2,5$ В, розрахована за формулою (5.3) з врахуванням виразу (5.5).

З рисунку 5.12, видно, що похибка квантування у вимірювальному діапазоні потужності оптичного випромінювання змінюється від

$19 \cdot 10^{-3} \%$ до $0,59 \cdot 10^{-3} \%$ і, як мінімум, в 20 разів більша за похибку вимірювального каналу з частотним перетворювачем.

На рис. 5.13 наведені чутливості вимірювальних каналів з частотним перетворювачем (крива 2) та аналоговим фотоперетворювачем (крива 1), розраховані за виразом [132]

$$S = \frac{\partial N_x}{\partial P}$$

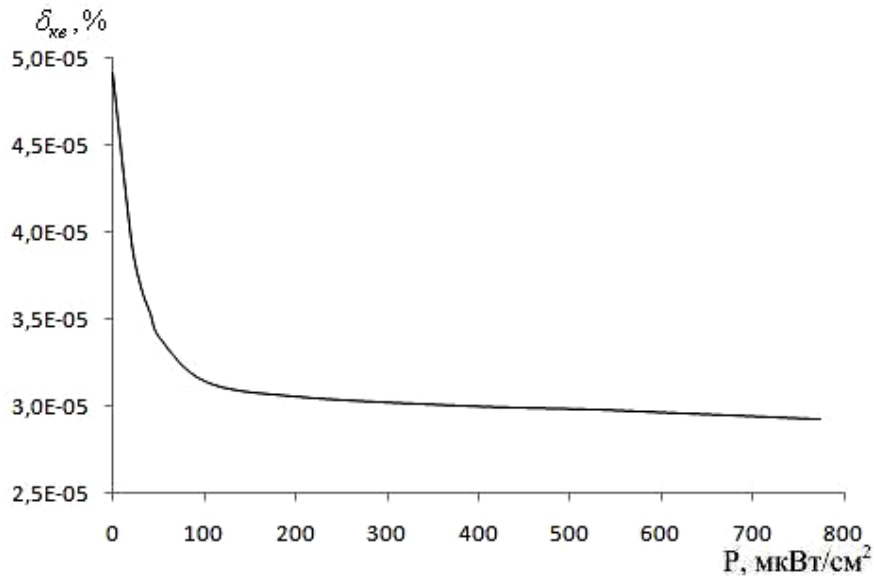


Рисунок 5.11 – Похибка квантування вимірювального каналу, що складається з частотного перетворювача з сонячною батареєю та частотоміра

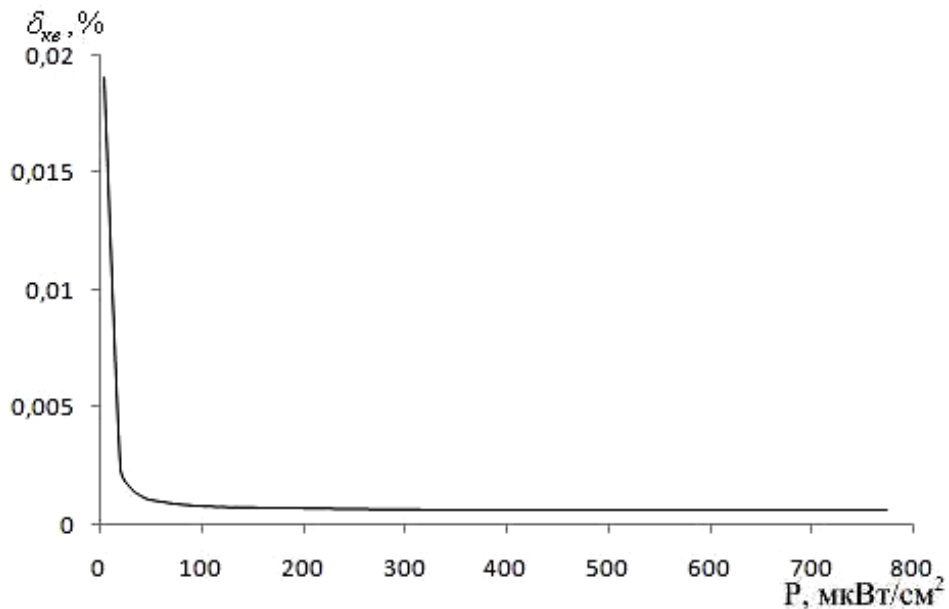


Рисунок 5.12 – Похибка квантування вимірювального каналу, що складається з аналогового фотоперетворювача та АЦП

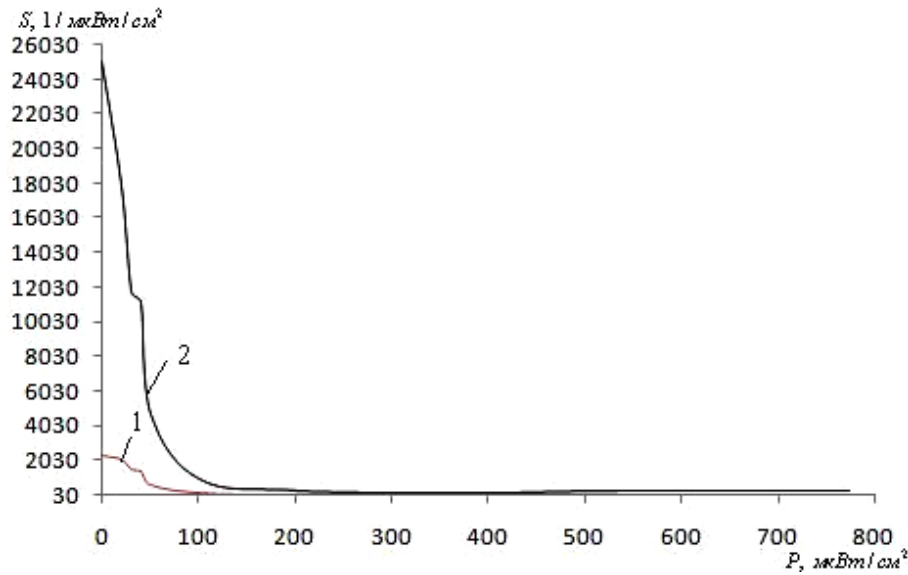


Рисунок 5.13 – Чутливості вимірювальних каналів:
 1 – для аналогового фотоперетворювача та АЦП;
 2 – для частотного перетворювача та частотоміра

З рис. 5.13 видно, що чутливість каналу з частотним оптичним перетворювачем з сонячною батареєю змінюється від 240 $1/\text{мкВт}/\text{см}^2$ до 25000 $1/\text{мкВт}/\text{см}^2$ протягом вимірювання, що перевищує чутливість каналу з фотоприймачем та АЦП, яка змінюється в діапазоні від 40 $1/\text{мкВт}/\text{см}^2$ до 2100 $1/\text{мкВт}/\text{см}^2$.

Необхідність оцінювати інструментальні похибки, які можуть виникнути при виконанні обчислювальних процедур через обмеженість розрядної мережі процесора, викликало застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах. Ці похибки називають похибками округлення [133].

Похибка малозначущого розряду $\delta_{МЗР}$ виникає при виконанні обчислювальних операцій через обмеженість розрядності мікропроцесора [134]

$$\delta_{МЗР} = 2^{-n} \cdot 100\%, \quad (5.6)$$

де n – розрядність мікропроцесора, якщо $n = 16$, тоді похибка малозначущого розряду становить

$$\delta_{МЗР} = 2^{-16} \cdot 100\% = 1,526 \cdot 10^{-3}\%.$$

Похибка нестабільності кварцового генератора (НС-49) для цього приладу $\delta_{НГ} = 1,5 \cdot 10^{-7}\%$. Простим відсіканням невраховуваних розрядів або симетричним округленням з врахуванням значення старшого відкинутого розряду, здійснюються операції округлення.

Дисперсія похибки простого відсікання і симетричного округлення (при порівняно невеликих l – число неврахованих при округленні розрядів при рівномірному законі розподілу ймовірностей округлення, при $n \geq 8$) визначається виразом [135]

$$D_y \cong \frac{2^{-2n}}{12} = \frac{\delta_{МЗР}^2}{12},$$

$$D_y \cong \frac{2^{-2 \cdot 16}}{12} = \frac{(2^{-16} \cdot 100\%)^2}{12} = 1,94 \cdot 10^{-7} \%$$

Математичне сподівання інструментальної похибки округлення визначається виразом [136]

$$M_y = [2^{-(n+l+1)}].$$

З врахуванням того, що $n=16$, а $l=4$, математичне сподівання інструментальної похибки округлення становить

$$M_y = [2^{-(16+4+1)}] = 4,768 \cdot 10^{-7}.$$

Для будь-яких арифметичних операцій над числами, поданими у прямому і додатковому кодах похибки відсікання мають негативний знак. Похибки можуть нагромаджуватись і перевищувати припустимий рівень при значній кількості послідовних арифметичних операцій. При розрядній мережі мікропроцесорної системи, близької до розрядності аналого-цифрового перетворення важливо проводити оцінку цієї похибки. Суттєву роль відіграють часові затримки запуску аналого-цифрових перетворювачів порівняно з потрібним графіком вимірювань у засобах вимірювання, що працюють під управлінням мікропроцесора. Зауважимо, що ці затримки значною мірою визначаються затратами процесорного часу на обробку переривань, управління, запам'ятовування, виконання інтерфейсних функцій. Саме при метрологічних випробуваннях мікропроцесорних засобів вимірювання, де похибка датування відліку залежить від стану вимірювальних модулів і програмних драйверів, потрібно передбачити експериментальне визначення характеристик цієї похибки.

Від швидкості зміни вхідного сигналу dx/dt залежить вплив похибки датування відліку на загальну похибку мікропроцесорного засобу вимірювання Δ , тобто [136]

$$\Delta = \Delta_{МІЗВ} + \frac{dx}{dt} \delta_t,$$

де $\Delta_{МПЗВ}$ – абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання; δ_t – похибка датування відліків.

Похибка δ_t – може визначатись як різниця астрономічного і реального часу виконання вимірювань або як міра відхилення інтервалу між послідовними опитуваннями АЦП і заданого інтервалу, який має підтримуватись постійним.

Швидкість аналого-цифрових перетворювачів при їх організації опитування вибирають такою, щоб у межах припустимих похибок можна було між двома послідовними вимірюваннями використати лінійну інтерполяцію ($dx/dt = const$), але під час дослідження швидких процесів не можливо задовольнити цю умову, що і приводить до появи динамічної похибки.

Оскільки мікроконтролер використовується в режимі роботи частотоміра, тому визначимо похибку квантування частотоміра $\delta_{кч}$ для часу вимірювання $T_{вим} = 0,1$ с.

Похибка квантування визначається виразом [136]

$$\delta_{кч} = \frac{1}{f_{\chi} T_{вим}} \cdot 100 \%, \quad (5.7)$$

де f_{χ} – вимірювана частота, що відповідає верхній межі 34260 кГц для схеми з КСБ.

Згідно з виразом (5.7), розраховане значення похибки квантування частотоміра набуває значення $\delta_{кч} = 2,92 \cdot 10^{-5} \%$.

Розглянемо похибки, які виникають в результаті зміни частоти генерації з коливанням напруги живлення для оптичного перетворювача з сонячною батареєю.

Для визначення похибки зміни частоти генерації з коливанням напруги живлення δ_{U_1} для схеми з сонячною батареєю, використана залежність, яка показана на рис. 3.28. Діапазон зміни напруги живлення становить $U_1 = 6$ В, цьому діапазону відповідає діапазон частоти 202,9 кГц. Визначимо величину похибки від коливання напруги живлення при 1 % зміні $U_1 = 0,06$ В, цій 1 % зміні напруги живлення відповідає частота генерації 1975 Гц. З врахуванням наведених вище величин, похибка коливання напруги живлення становить

$$\delta_{U_1} = \frac{f_1}{f_H} \cdot 100 \%, \quad (5.8)$$

де f_1 – частота генерації при 1 %-й зміні напруги живлення, Гц; f_H – несуча частота, Гц.

$$\delta_{U_1} = (1975 \cdot 100 \%) / 20424300 = 0,0096 \%$$

Для стабілізації напруги живлення [138] використаємо в якості джерела напруги акумуляторну батарею BL-5В з вбудованою мікросхемою контролера заряду акумуляторної батареї, лінійна стабілізація якого становить 5 мВ. Визначимо величину δ_{U_1} після використання наведеного вище стабілізатора. При цьому такій стабілізації відповідає частота генерації 198 Гц

$$\delta_{U_1} = (198 \cdot 100 \%) / 20424300 = 0,00097 \%. \quad (5.9)$$

Ці розрахунки переконують, що використання в якості джерела напруги акумуляторної батареї BL-5В з вбудованою мікросхемою контролера заряду акумуляторної батареї значно зменшить коливання напруги живлення і, відповідно, зменшиться похибка коливання напруги живлення з $9,6 \cdot 10^{-3} \%$ до $9,7 \cdot 10^{-4} \%$.

Оцінка похибки вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора δ_1 визначається згідно з виразом [25]

$$\delta_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\rho^2 A_0}{(R'_g)^2} \left[\frac{\frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0^2}{192} (27 Q a_1 a_3 - 32 a_2^2) + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3)}{\omega_0} + \frac{\frac{A_0^2}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4)}{\omega_0} \right] \quad (5.10)$$

де ρ – характеристичний опір контуру $\rho = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2}$; L – зовнішня індуктивність; C – еквівалентна ємність транзисторної структури; A_0 – відносне значення амплітуди коливань у нульовому наближенні

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R'_g/R_H + R_L R'_g/\rho_2)}}{5a_5}}, \quad (5.11)$$

де R'_g – диференційний від'ємний опір; $R'_g = \frac{U_{\min}}{I_{\max}}$; $R'_g/R_H = 2$; R_L – опір індуктивного елемента; Q – добротність контуру, ($Q=150$); a_1, a_2, a_3, a_4, a_5 – коефіцієнти апроксимації, які визначаються такими виразами:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5; \\ a_2 = S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4; \\ a_3 = -4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3; \\ a_4 = S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2; \\ a_5 = -6S_3(1-\gamma), a_6 = S_3; \\ S_1 = \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}; \\ S_2 = \frac{2\beta^6(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}; \\ S_3 = \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}. \end{array} \right. \quad (5.12)$$

У виразі (5.12) використано такі позначення:

$\alpha = (I_{\max} - I_{\min}) / I_{\max}$; $\beta = (U_{\min} - U_{\max}) / U_{\min}$; $\gamma = U_0 / U_{\min}$; I_{\max} , I_{\min} – максимальне та мінімальне значення струму на спадній ділянці статичної ВАХ оптичного частотного перетворювача; U_{\max} , U_{\min} – напруги, які відповідають I_{\max} та I_{\min} ; U_0 – напруга зміщення, яка відраховується від початку координат; ω_0 – циклічна частота $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Згідно з виразами (5.10) та (5.11) отримано такі числові значення:

$$\begin{array}{l} a_1 = -2,1397; \quad a_2 = 0,4344; \quad a_3 = 8,1747; \quad a_4 = -3,3905; \quad a_5 = -5,4775; \\ a_6 = S_3 = 2,8301; \quad S_1 = 4,8496; \quad S_2 = -7,8079; \quad A_0 = 2,7; \quad \alpha = 0,87; \\ \beta = 0,63; \quad \gamma = 0,677; \quad R'_g = 7948,7 \text{ Ом}; \quad \rho = 141,4 \text{ Ом}; \quad R_L = 0,33 \text{ Ом}; \\ \omega_0 = 1,278 \cdot 10^8 \text{ Гц}. \end{array}$$

З врахуванням значень, розрахованих на основі виразів (5.11), (5.12), похибка вимірювання (5.10), яка виникає в результаті нестабільності частоти генератора $\delta_1 = 2,08 \cdot 10^{-5}\%$.

Результативна похибка визначається виразом [139]

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{ТКН}^2 + \delta_T^2 + \delta_{МЗР}^2 + \delta_{КЧ}^2 + \delta_{НКГ}^2 + \delta_{U_1}^2 + \delta_1^2}. \quad (5.13)$$

В результаті розв'язання виразів (5.5)–(5.13) отримано значення статичних похибок вимірювального блока величини потужності оптичного випромінювання, що наведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Похибки приладу для вимірювання потужності оптичного випромінювання

Вид похибки	Величина похибки, %
1. Температурна нестабільність напруги холостого ходу КСБ $\delta_{ТКН}$	0,317
2. Девіація параметрів джерела живлення δ_{U_1}	0,00097
3. Температурна залежність ЧГВО δ_T	0,046
4. Власна нестабільність ЧГВО δ_1	$2,08 \cdot 10^{-5}$
5. Похибка нестабільності кварцового генератора $\delta_{НКГ}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$
6. Похибка квантування $\delta_{КЧ}$	$2,92 \cdot 10^{-5}$
7. Похибка розрядності $\delta_{МЗР}$	$1,526 \cdot 10^{-3}$
Сумарна похибка δ_Σ	0,32

Граничне значення сумарної похибки набуває значення: $\pm 3 \delta_\Sigma = \pm 0,96 \%$.

Якщо вимірюваною величиною є функція часу, то внаслідок інерційності засобів вимірювання та інших причин виникає динамічна похибка засобів вимірювання, яка є складовою загальної похибки [139]. Для розроблених радіовимірювальних оптичних перетворювачів час включення складає близько 20 нс, тому динамічна похибка, що виникає в результаті зміни оптичної потужності на п'ять порядків менша, ніж статичні похибки самого перетворювача. В даному випадку динамічні похибки не вносять суттєвого впливу на результативну похибку перетворювача, тому в роботі вони не розглядаються.

Розраховано узагальнені показники технічної досконалості приладів [22], за якими розроблені радіовимірювальні прилади на основі оптичних перетворювачів кращі в 1,24 рази порівняно з існуючими, найкращою структурою за чутливістю є структура з біполярним і дво-затворним польовим транзисторами. Результати розрахунків наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Порівняння приладів для вимірювання потужності оптичного випромінювання

Тип датчика	Silicon Solar Radiation Sensor	BF5 Sunshine Sensor	Solar Radiation Sensor 6450	Pyranometer 102771	CSD3 Sunshine Duration Sensor	CS300 Apogee Silicon Pyranometer	240-200SZ Silicon Pyranometer	Радіовимірвальний прилад на основі Оптичного перетворювача
Фірма	Logotronic, Austria	DELTA-T DEVICES, Great Britain	Davis Instruments, USA	Climatronics Co., USA	Omni Instruments, UK	Campbell Scientific, Canada	Novaynх Co., USA	
Діапазон вимірювання оптичної потужності, мкВт/см ²	0 – 150000	0 – 125000	0 – 180000	0 – 200000	0 – 12000	0 – 200000	0 – 300000	0 – 1000
Струм споживання, мА	4	1600	1	-	-	-	4 – 20	20
Напруга живлення, В	5 – 28	5 – 15	3	-	12	-	5	4
Вихідна напруга, В	1.5	2.5	3	0.015	0.12	0.2	-	5
Діапазон температур, °С	-20 ... +70	-20 ... +70	-40 ... +65	-40 ... +80	-40 ... +70	-40 ... +55	-40 ... +65	-20 ... +80
Відносна чутливість	0.75	1.25	1.503	0.02	0.06	0.2	0.0003	5.25
Маса, не більше, кг	0.25	0.635	0.226	0.3	0.93	0.065	0.028	0.3
Час вимірювання, с	2	0.25	50	18	0.001	-	10 ⁻⁵	0.5
Вартість, грн.	2400	20960.8	1280	7440	19434.17	1680	1800	300
Похибка вимірювання, %	5	15	5	5	10	5	5	0.32
Розміри, мм	145 83 39	120 122 95	51 70 57	150 150 80	294x131x 72.5	висота 25 діаметр 24	висота 23.8 діаметр 25.4	110 80 25
Діапазон робочих частот, Гц	-	-	-	-	-	-	-	10 ³ – 10 ⁷
Комплексний показник тех. рівня	2.76	2,88	2,41	2,87	2,99	2,4	2,38	1,92

ЛІТЕРАТУРА

1. Системы функции-управления / [В. И. Архангельский, И. Н. Богаенко, Г. Г. Грабовский, Н. А. Рюмшин]. – К. : Техника, 1997. – 208 с.
2. Викулин И. М. Полупроводниковые датчики / И. М. Викулин, В. И Стафеев. – М. : Советское радио, 1975. – 104 с.
3. Викулин И. М. Физика полупроводниковых приборов / И. М. Викулин, В. И Стафеев. – М. : Радио и связь, 1990. – 263 с.
4. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес, 2002. – Т. 1. – 475 с.
5. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес, 2003. – Т. 2. – 592 с.
6. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес, 2007. – Т. 3. Кн. 1. – 246 с.
7. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес, 2007. – Т. 3. Кн. 2. – 364 с.
8. Костенко В. Л. Специализированные сети на основе твердотельных датчиков / В. Л. Костенко, С. О. Жаровцев, Г. А. Чигаев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА). – 2008. – № 2. – С. 14–16.
9. Измерительные преобразователи на основе комбинированных твердотельных структур / [В. Л. Костенко, Е. Я. Швец, Е. Н. Киселёв, Н. А. Омельчук]. – Запорожье : ЗГИА, 2001. – 101 с.
10. Кошовий М. Д. Пристрої та системи для вимірювання тиску / М. Д. Кошовий, Т. Г. Рожнова // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – № 3. – С. 157–158.
11. Кухарчук В. В. Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин / Василь Васильович Кухарчук. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 1998. – 125 с.
12. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем : монографія / [за ред. Я. І. Лепіха]. – Одеса : Астропринт, 2010. – 296 с.
13. Напівпровідникові оптичні та акустoeлектронні сенсори і системи : монографія / [за ред. С. В. Ленкова]. – Одеса : Астропринт, 2009. – 256 с.
14. Вимірювання температури: теорія та практика / [А. Т. Луцик, О. П. Гук, О. І. Лах, Б. І. Стадник]. – Л. : Бескід БІТ, 2006. – 559 с.
15. Манойлов В. Ф. Неинвазивный метод определения вязкостных свойств крови по параметрам пульсовой волны / В. Ф. Манойлов, Т. Н. Никитчук // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии : Ма-

тер. 15-й международной Крымской конференции, 12–16 сентября 2005 г. – Севастополь, 2005. – Т. 2. – С. 902–903.

16. Скрипник Ю. О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону / Ю. О. Скрипник, В. Ф. Манойлов, О. П. Яненко. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.

17. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2001. – 195 с.

18. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / Владимир Степанович Осадчук. – К. : Вища школа, 1987. – 155 с.

19. Осадчук В. С. Сенсори вологості / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2003. – 208 с.

20. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 1999. – 275 с.

21. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2005. – 207 с.

22. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2007. – 162 с.

23. Осадчук В. С. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2009. – 184 с.

24. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / Александр Владимирович Осадчук. – Вінниця : Континент, 1998. – 129 с.

25. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Олександр Володимирович Осадчук. – Вінниця : Універсум–Вінниця, 2000. – 302 с.

26. Поджаренко В. О. Оцінка статистичних метрологічних характеристик опосередкованих вимірювань / В. О. Поджаренко, В. В. Кухарчук // Вісник державного університету «Львівська політехніка». Автоматика, вимірювання та керування. – 2001. – № 420. – С. 37–47.

27. Інтелектуальні сенсори: особливості та проблеми проектування / В. О. Романов, В. М. Груша, Д. М. Артеменко [та ін.] // Комп'ют. засоби, мережі та системи : зб. наук. пр. – 2008. – № 7. – С. 146–152.

28. Морозовская А. Н. Наноразмерность материалов в современных микросистемных технологиях / А. Н. Морозовская, Г. С. Свечников // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. – 2010. – Т. 1 (7), – № 3. – С. 14–26.

29. Головки Д. Б. Надвисокочастотні методи та засоби вимірювання фізичних величин: навч. посіб. для студ. техн. спец. вищ. навч. закл. / Д. Б. Головки, Ю. О. Скрипник, О. П. Яненко. – К. : Либідь, 2004. – 328 с.
30. Шарапов В. М. Преобразователи с пьезотрансформаторами в схемах электрических фильтров верхней частоты / В. М. Шарапов, В. В. Туз, Ж. В. Сотула и др. / Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2010. – № 2. – С. 96–99.
31. Шарапов В. М. Пьезоэлектрический преобразователь механических величин с пьезоэлементом в схеме фильтра нижних частот / В. М. Шарапов, Р. В. Трёмбовецкая / Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – № 1. – С. 86–89.
32. Шварц Ю. М. Микроэлектронные термодиодные сенсоры и их применение в экстремальной электронике / Ю. М. Шварц, М. М. Шварц / Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. – № 3. – С. 30–33.
33. Иващенко А. Н. Аппроксимация термометрических характеристик кремниевых диодных сенсоров температуры / А. Н. Иващенко, Ю. М. Шварц / Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. – 2003. – Вып. 38. – С. 61–70.
34. Аш Ж. Датчики измерительных систем: в 2 т. / Ж. Аш. – М. : Мир, 1992. – Т1. – 424 с.
35. Бутурлин А. И. Микроэлектронные датчики влажности : Сборник обзоров / А. И. Бутурлин, С. А. Крутоверцев, Ю. Д. Чистяков // Зарубежная электроника. – 1984. – № 9. – С. 3–54.
36. Бусурин В. И. Интегрированный преобразователь давления и температуры на основе оптического туннельного эффекта / В. И. Бусурин, К. В. Шток // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2009. – № 2. – С. 68–73.
37. Виглеб Г. Датчики / Г. Виглеб – М. : Мир, 1989. – 196 с.
38. Галушков А. И. Микросистема для прецизионного измерения индукции магнитного поля / А. И. Галушков, М. О. Рапидов / Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления. Датчик 2002 : XIV научно-технической конференция с участием зарубежных специалистов: тезисы докладов. – М., 2002. – С. 155.
39. Касимов Ф. Д. Магнитокоммутируемая микросхема и датчик измерения скорости ветра на ее основе / Ф. Д. Касимов, Р. А. Ибрагимов, Н. М. Свихнушин / Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2009. – № 2. – С. 21–24.
40. Касимов Ф. Д. Микроэлектронные преобразователи на основе негатронных элементов и устройств / Ф. Д. Касимов, Я. Ю. Гусинов, О. Н. Негоденко, К. Е. Румянцев. – Баку : ЭЛМ, 2001. – 236 с.

41. Пат. 2002017607 США, МКИ G 01J 5/00. Domain engineered ferroelectric optical radiation detector having multiple domain regions for acoustic dampening / Lehman J. H., Aust J. A. (США). – № 0849959 ; заявл. 04.05.2001 ; опубл. 14.02.2002. – 19 с.
42. Новицкий П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кноринг, В. С. Гутников. – М. : Энергия, 1970. – 424 с.
43. Поляков Ю. А. Синтез и оптимизация газовых сенсоров раннего обнаружения малых концентраций водорода / Ю. А. Поляков, А. Е. Иванов, Д. Г. Кабанов // Технологии техносферной безопасности. – 2010. – № 4 (32).
44. Конструктивно-технологическая оптимизация интегральных преобразователей физических величин / В. В. Амеличев, А. Ю. Павлов, А. И. Погалов, Ю. А. Чаплыгин / Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 3. – С. 14–17.
45. Філінюк М. А. Аналіз впливу зворотнього зв'язку на параметри негatronу в польовому транзисторі / М. А. Філінюк, О. О. Лазарев // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 6. – С. 94–97.
46. Філінюк Н. А. Краткий исторический обзор развития научного направления «Негатроника» / Николай Антонович Філінюк // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 3. – С. 38–43.
47. Філінюк М. А. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної індуктивності / М. А. Філінюк, О. О. Лазарев // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 2. – С. 44–46.
48. Геролд Г. Современные интеллектуальные измерительные преобразователи / Г. Геролд // Экспресс-информация: Контрольно-измерительная техника. – М. : ВИНТИ, – 1990. – № 28. – С. 1–8.
49. Бабаян Р. Р. Преобразователи неэлектрических величин с частотным выходом / Р. Р. Бабаян // Приборы и системы управления. – 1996. – № 11. – С. 24–27.
50. Физика твердого тела: энциклопедический словарь: в 2 т. / под ред. В. Г. Барьяхтара ; Национальная академия наук Украины. – К. : Наукова думка, 1998. – 648 с.
51. Литвин І. С. Інформація на виробництві та в управлінні // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – Херсон, 1998. – № 2 (3). – С. 151–155.
52. Литвин І. С. Оптоелектронні перетворювачі для попередньої обробки інформації в системах управління // Вісн. Держ. ун-ту «Львівська політехніка». – 1998. – № 325. – С. 97–100.

53. Литвин І. С. Вплив первинних перетворювачів оптичного випромінювання та їх характеристик на ефективність обробки зображень // Вісн. нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2007. – № 581. – С. 64–70.
54. Грязин Г. Н. Оптико-электронные системы для обзора пространства. – Л. : Машиностроение, 1988. – 218 с.
55. Техническое зрение роботов / В. И. Мошкин, А. А. Петров, В. С. Титов и др. ; под общ. ред. Ю. Г. Якушенкова. – М. : Машиностроение, 1990. – 272 с.
56. Пресс Ф. П. Формирователи видеосигналов на приборах с зарядовой связью / Ф. П. Пресс. – М. : Радио и связь, 1978. – 136 с.
57. Физические основы создания многоэлементных полупроводниковых приемников излучения / В. В. Данилов, В. В. Жук, А. Ю. Липинский, А. Н. Рудякова // Вісник Донецького університету. Природничі науки, – 2005. – Вип. 2. – С. 135–156.
58. Шевцов Э. А. Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи / Э. А. Шевцов, М. Е. Белкин. – М. : Радио и связь, – 1992. – 234 с.
59. Аксененко М. Д. Микроэлектронные фотоприемные устройства / М. Д. Аксененко, М. Л. Бараночников, О. В. Смолин. – М. : Энергоатомиздат. – 1984. – 208 с.
60. Интегральные схемы на МДП-приборах / под ред. У. Пеннея ; пер. с англ. под ред. Кармазинского Н. М. – М. : Мир. – 1975. – 527 с.
61. А. Г. Швец. Некоторые аспекты схемотехники оптикоэлектронных сенсоров / А. Г. Швец, И. М. Паренко // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. – 2006. – № 4. – С. 24–27.
62. У. Томпкинс. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / У. Томпкинс, Дж. Уэбстер. – М. : Мир, 1992. – 592 с.
63. Трищенко М. А. Фотоприемные устройства и ПЗС. Обнаружение слабых оптических сигналов. – М. : Радио и связь, 1992. – 400 с.
64. У. Тсанг. Техника оптической связи : Фотоприемники / : У. Тсанг. – М. : Мир, 1988. – 526 с.
65. Достал И. Операционные усилители. / И. Достал. – М. : Мир, 1982 – 512 с.
66. Бусурин В. И. Волоконно-оптические датчики : физические основы, вопросы расчета и применения / В. И. Бусурин, Ю. Р. Носов. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
67. А. с. 911173 СССР, МКИ G 01J 1/44. Фотодатчик / В. М. Гладаревский, Я. А. Вакулюк, И. К. Дзус, М. И. Коновал – № 2947257/18-25 ; заявл. 27.06.80 ; опубл. 07.03.82, Бюл. № 9. – 3 с.

68. Добровольский Ю. Г. Кремниевый термостатический р-і-n фотодиод / Ю. Г. Добровольский // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2003. – № 4. – С. 39–41.
69. Анатычук Л. И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства : справочник / Л. И. Анатычук. – Киев: Наук. думка, 1979. – 176 с.
70. Оптимизация надежности кремниевых р-і-n фотодиодов по тепловому току / А. А. Ащеулов, В. Н. Годованюк, Ю. Г. Добровольский [и др.] // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 1999. – № 1. – С. 35–38.
71. Вайнер А. Л. Совмещенные приборы крио-термоэлектрической электроники / А. Л. Вайнер, В. Ф. Моисеев. – Одесса: Негоциант, 2000. – 203 с.
72. Охладители Пельте повышенной надежности для фотоприемников / А. А. Ащеулов, И. С. Романюк, Ю. Г. Добровольский [и др.] // *Прикладная физика*. – 2003. Вып. 2. – С. 114–117.
73. Пат. 39347А УКРАЇНА, МПК 6 H01L 31/06. Фотоэлектричний приймач лазерного випромінювання / А. А. Ащеулов, Ю. Г. Добровольський, І. С. Романюк, заявник та патентовласник Чернів. держ. унів. ім. Ю. Федьковича. – № 2000052887 ; заявл. 22.05.2000 ; опубл. 15.06.2001, Бюл. № 5.
74. Пат. 87584 УКРАЇНА, МКІ G 01 J 1/44. Мікроелектронний сенсор оптичної потужності / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № а200712812 ; заявл. 19.11.2007 ; опубл. 27.07.2009 ; Бюл. № 14.
75. Долманов И. Н. Полупроводниковые приборы с резонансным туннелированием электронов / И. Н. Долманов, В. И. Толстыхин, В. Г. Еленский / *Зарубежная радиоэлектроника*. – 1990. – № 7. – С. 66–89.
76. McKinnon W. R., Hurd C. M. Conduction in illuminated GaAs/Al_xGa_{1-x}As heterostructures // *J. Appl. Phys.* – 1987. – V. 61, № 6. – P. 2250–2256.
77. Патент США № 5939742, МПК5 H01L 31/062. Field-effect phototransistor / Aristides A. Yiannoulos. – № 08/798327 ; заявл. 10.02.1997 ; опубл. 17.08.1999.
78. Integration of a Resonant Tunneling Diode and an Optical Communications Laser / Slight T. J., Ironside C. N., Stanley C. R. [та інш.] // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 2006. – V. 18. № 14. – P. 1518–1520.
79. Sasaki A. Optoelectronic integrated devices. Part 1. Principle, technology and applications / A. Sasaki // *Opto-Electr. Rev.* – 1996. – V.4. № 1/2 – P.1–12.
80. Andrés Cuevas. The early history of bifacial solar cells / Andrés Cuevas // *Proc. 14th Photovoltaic Science and Engineering Conf., Bangkok*, – 2004. – P. 719–722.

81. Hunter Fanney A. Building integrated photovoltaic test facility/ Hunter Fanney A., Dougherty Brian P. // International Solar Energy Conference, Proceedings of Solar 2000: Solar Powers Life, Share the Energy (Madison, Wisconsin, USA). – 2000. – P. 1–9.

82. Smestad G. Luminescence and current-voltage characteristics of solar cells and optoelectronic devices / Smestad G., Ries H. // Solar Energy Materials and Solar Cells. – 1992. – V. 25. – P. 51–71.

83. Пат. 36423 УКРАЇНА, МКІ 6 G01J 5/24. Фотоприймальний пристрій / О. Б. Шевчук, заявник та патентовласник Укр. держ. акад. зв'язку ім. О. С. Попова. – № 99126859 ; заявл. 16.12.1999 ; опубл. 16.04.2001, Бюл. № 3.

84. Пат. 85367 УКРАЇНА, МПК 6 H01G 9/20. Фоточутливий пристрій / Ю. Ю. Бачеріков, заявник та патентовласник Інст. фізики напівпров. ім. В. С. Лашкарьова НАНУ. – № 2004032273 ; заявл. 29.03.2004 ; опубл. 26.01.2009, Бюл. № 2.

85. Пат. 2368926 РФ, МПК G02F 1/015. Полупроводниковый преобразователь оптического излучения / А. Ф. Монахов, А. А. Монахов, заявитель и патентообладатель А. Ф. Монахов, А. А. Монахов. – № 2007108897/28 ; заявл. 12.03.2007 ; опубл. 27.09.2009, Бюл. № 27.

86. Пат. 2296303 РФ, МПК G01J 1/44. Photoreceiver / А. Н. Червяков, Ю. И. Зеленюк, Л. Н. Костяшкин, В. П. Семенов, С. Ф. Стрепетов, заявитель и патентообладатель Федер. гос. унит. предпр. «Гос. Рязанский приборн. завод». – № 2005134336/28 ; заявл. 07.11.2005 ; опубл. 27.03.2007, Бюл. № 9.

87. Пат. 2244365 РФ, МПК H01L 31/09. Фотоприемное устройство / А. В. Гусаров, Е. Б. Володин, И. Ю. Ларцев, О. В. Смолин, Е. В. Сусов, заявитель и патентообладатель Федер. гос. унит. предпр. «Альфа». – № 2003135570/28 ; заявл. 09.12.2003 ; опубл. 10.01.2005, Бюл. № 1.

88. Ковтонюк Н. Ф. Фоточувствительные МДП-приборы для преобразования изображения / Н. Ф. Ковтонюк, Е. Н. Сальников. – М. : Радио и связь, 1990. – 160 с.

89. Костенко В. Л. МДП-фототранзистор с непрозрачным затвором / В. Л. Костенко, Е. Н. Киселев // Волоконно-оптические линии связи и системы передачи информации : VI Междунар. н.-т. конф. : тез. докл. – Запорожье, 1995. – С. 48–49.

90. Пат. 40236 УКРАЇНА, МКІ G 01K 7/01. Мікроелектронний вимірювач температури / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, заявник та патентовласник Він. нац. техн. унів. – № 2000106038 ; заявл. 26.10.2000 ; опубл. 16.07.2001, Бюл. № 6.

91. Гольдман В. С. Индуктивно-частотные преобразователи неэлектрических величин / В. С. Гольдман. – М. : Энергия, 1968. – 96 с.

92. Алимпиев В. Н. Об индуктивных свойствах квазимонополярных полупроводников / В. Н. Алимпиев, Л. И. Баранов // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 18, № 12. – 256 с.

93. Носов Ю. Р. Фотоприемники в оптоэлектронике / Ю. Р. Носов. – М. : ЦНИИ «Электроника», 1986. – С. 24–42.

94. Викулин И. М. Фотоприемники на однопереходном транзисторе / И. М. Викулин [и др.] // Приборы и техн. эксперимента. – 1973. – № 3. – С. 7–20.

95. Бабичев Г. Г. Преобразователь давления с частотным выходом на основе однопереходных тензотранзисторов / Г. Г. Бабичев [и др.] // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004. – № 3. – С. 48–51.

96. Викулин И. М. Фотоприемник на основе однопереходного и полевого фототранзисторов / И. М. Викулин, Ш. Д. Курмашев, В. А. Мингалев // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. – 2006. – № 4. – С. 28–30.

97. Викулин И. М. Многофункциональный сенсор с цифровой индикацией / И. М. Викулин, С. В. Ильин, В. А. Мингалев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2003. – № 6. – С. 46–47.

98. Sun H. J. Photoeffect in common-source and common-drain GaAs MESFET oscillator / H. J. Sun, P. J. Gutmann, J. M. Borrego // Solid-State Electron. – 1981. – V. 24 – P. 935.

99. Lorigou B. Optical frequency modulated GaAs oscillator / B. Lorigou, J. Guena, J. F. Sautereau // Electronics Letters. – 1981. – Т. 24, № 24. – P. 901–902.

100. Пат. 40903 УКРАЇНА, МКИ G 01R 27/26. Фоточутливий гіраторний вимірювальний перетворювач / П. А. Молчанов, А. В. Бурехін, П. С. Муляр, заявник та патентовласник Він. нац. техн. унів. – № 2000105974 ; заявл. 23.10.2000 ; опубл. 15.08.2001, Бюл. № 7.

101. Фотоприемники видимого и ИК диапазонов / под ред. Дж. Кисса. – М. : Радио и связь, 1985. – 325 с.

102. Кнаб О. Д. Эффект фотостимулированной генерации колебаний тока в полупроводниковой структуре / О. Д. Кнаб, В. Д. Фролов // Письма в ЖТФ. – 1983. – Т. 5, № 5. – С. 244–246.

103. Малахов Б. А. К вопросу об эффекте фотостимулированной генерации колебаний тока в полупроводниковой структуре / Б. А. Малахов, Г. В. Степанов // Письма в ЖЭТФ. – 1984. – Т. 39, № 3. – С. 138–140.

104. Исследование возможности создания оптогенераторов на основе эффективности фотостимулирования колебаний тока в полупроводниковых структурах : Научно-технический отчет. – М., 1985.

105. Иллис Б. Г. Инжекционная неустойчивость в полупроводниковых структурах с p-n переходом / Б. Г. Иллис, О. Д. Кнаб, В. Д. Фролов //

IX Всесоюзная конференция по физике полупроводников : тезисы докладов. – Кишинев, 1988. – Ч. 1. – С. 111–112.

106. Исследование возможности создания новых типов фотоприемников и оптронов на основе эффективности фотостимулирования колебаний тока в полупроводниковых структурах : Научно-технический отчет. – М., – 1985.

107. Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы : теория и эксперимент / А. Фаренбрух, Р. Бьюб; под ред. М. М. Колтуна. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 280 с.

108. Агейкин Д. И. Датчики на основе технологии микроэлектроники / Д. И. Агейкин, Д. С. Тухачев // Приборы и системы управления. – 1983. – № 10. – С. 43–44.

109. Верещагин И. К. Введение в оптоэлектронику / И. К. Верещагин, Л. А. Косяченко, С. М. Кокин. – М. : Высшая школа, 1991. – 191 с.

110. Зуев В. А. Фотоэлектрические МДП-приборы / В. А. Зуев, В. Г. Попов. – М. : Радио и связь. – 1983. – 160 с.

111. А. с. N 862753 (СССР). М. кл³. Н 01 L 31/10. Фототранзистор / Костенко В. Л., Клименко В. А. – Заяв. 5.07.81 г.

112. Okatoto K. Photocurrent and spectral characteristics of field induced junctions / K. Okatoto // Sol. St. Elect., 1974, – V.17, № 11. – P. 1155–1161.

113. Salles A. A. Optical control of GaAs MESFET's / A. A. Salles // IEEE Trans on Microwave Theory and Techn. – 1983. – V. 31, № 10. – P. 812–820.

114. Зи С. Физика полупроводниковых приборов : в 2 кн. Кн. 2 / С. Зи. – М. : Мир, 1984. – 456 с.

115. Jakubowski A. Subthreshold range of MIS transistor under illumination conditions / A. Jakubowski, S. Krawczyk // Bullet. De l'academie Polonaise des sciences. – 1978. – V. 26, № 10. – P. 921–927.

116. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Р. Кобболд. – Л. : Энергия, 1975. – 304 с.

117. Гусев В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. школа, 1982. – 495 с.

118. Дулин В. Н. Электронные и квантовые приборы / В. Н. Дулин. – М. : Энергия, 1972. – 220 с.

119. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ / В. Д. Разевиг. – М. : Радио и связь, 1992. – Вып. 2: Модели компонент аналоговых устройств. – 72 с.

120. Mathew X. Photovoltaics, Solar Energy Materials / X. Mathew // Solar Energy Materials & Solar Cells. – 2009. – № 1. – С. 1.

121. Ферри Д. Электроника ультрабольших интегральных схем / Д. Ферри, Л. Эйкерс, Э. Гринич. – М. : Мир, 1991. – 327 с.

122. Березин А. С. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебное пособие для вузов / А. С. Березин, О. Р. Мочалкина. – М. : Радио и связь, 1992. – 320 с.
123. Коледов Л. А. Технология и конструкции микросхем, микропроцессоров и микросборок / Л. А. Коледов. – М. : Радио и связь, 1989. – 400 с.
124. Chu F. Chemische Sensoren : Grundlagen, Trends und Anwendungen / F. Chu, K. Zucholl // Technische Rundschau. – 1988. – № 42. – P. 154–159.
125. Сысоева С. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 1. Новые технологии и применение датчиков автомобильных систем помощи водителю / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2006. – № 8.
126. Корнеев В. В., Киселев А. В. Современные микропроцессоры / В. В. Корнеев, А. В. Киселев. – 3-е изд., перераб. и доп. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 448 с.
127. Мирский Г. Я. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986. – 440 с.
128. Сысоева С. Датчики. Актуальные технологии и применения датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 3. Элементная база датчиков света и цвета / С. Сысоева // Компоненты и технологии. 2006. № 10.
129. Шалимов Ю. Н. Современная альтернативная энергетика с точки зрения экономики и экологии / Ю. Н. Шалимов, А. Л. Гусев, Г. А. Мхиторян, [и др.] // Альтернативная энергетика и экология. – 2010. – № 10. – С. 114–139.
130. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебное пособие / [под. ред. В. Ф. Нефедова] – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
131. Кукуш В. Д. Электрорадиоизмерения : учеб. пособие для вузов / В. Д. Кукуш. – М. : Радио и связь, 1985. – 368 с.
132. USB-частотомір / О. В. Осадчук, С. В. Барабан, О. С. Звягін, Р. В. Криночкін // Матеріали 6-ї міжнародної науково-практичної конференції "Дні науки - 2010" : міжнар. наук.-тех. конф., Прага 27 бер. – 5 квітня. 2010 р. : тези доповіді. – 2010. – С. 32–34.
133. Метрологія та вимірювальна техніка / В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, Л. В. Грумінська. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 252 с.
134. Пождаренко В. О. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка / В. О. Пождаренко, В. В. Кухарчук. – Київ : НМК ВО, 1991 – 240 с.

135. Шагурин Н. Н. Микропроцессоры и микроконтроллеры фирмы Motorola: Справочное пособие / Н. Н. Шагурин. – М. : Радио и связь, 1998. – 560 с.
136. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейный ИС / Дж. Гринфилд. – М. : Мир, 1992. – 545 с.
137. Электрические измерения: учебник для вузов. / под. ред. А. В. Фремке. – 4-е изд. – М. : Энергия, 1973. – 474 с.
138. Осадчук В. С. Фотореактивный эффект в МДН-транзисторных структурах з двостороннім освітленням каналу / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2008. – № 4. – С. 92–98.
139. Осадчук В. С. Вольт-амперна характеристика радіовимірювального оптичного перетворювача на основі двох МДН-транзисторів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2010. – № 4. – С. 85–89.
140. Осадчук В. С. Розробка математичної моделі мікроелектронного перетворювача оптичного випромінювання / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2008. – № 1(15). – С. 160–170.
141. Осадчук В. С. Мікроелектронний частотний перетворювач густини оптичної потужності з активним індуктивним елементом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – № 2(20). – С. 210–218.
142. Осадчук В. С. Визначення вольт-амперної характеристики оптичного перетворювача на основі МДН-транзисторної структури з від'ємним опором та з активним індуктивним елементом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2011. – № 3. – С. 166–171.
143. Осадчук В. С. Мікроелектронний перетворювач густини оптичної потужності на основі кремнієвих сонячних елементів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2011. – № 2. – С. 151–157.
144. Пат. 31974 УКРАЇНА, МКІ G 01 J 1/44. Мікроелектронний вимірювач оптичного випромінювання / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200714925 ; заявл. 27.12.2007 ; опубл. 25.04.2008 ; Бюл. № 8.
145. Пат. 30180 УКРАЇНА, МКІ G 01 J 1/44. Мікроелектронний пристрій для виміру оптичної потужності / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № 200712810 ; заявл. 19.11.2007 ; опубл. 11.02.2008 ; Бюл. № 3.

146. Пат. 31603 УКРАЇНА, МКІ G 01 J 1/44. Мікроелектронний пристрій для виміру оптичного випромінювання / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, С. В. Барабан, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200714881 ; заявл. 27.12.2007 ; опубл. 10.04.2008 ; Бюл. № 7.

147. Пат. 42210 УКРАЇНА, МКІ G 01 J 1/44. Транзисторний фоточутливий сенсор з двостороннім освітленням каналу / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200900890 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

148. Пат. 42207 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Мікроелектронний сенсор оптичного випромінювання на основі транзисторної фоточутливої структури / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. - № u200900878 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

149. Пат. 92244 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Пристрій для вимірювання оптичного випромінювання з активним індуктивним фоточутливим елементом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № a200900876 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 11.10.2010 ; Бюл. № 19.

150. Пат. 42205 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Мікроелектронний сенсор оптичної потужності з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200900874 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

151. Пат. 42212 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Пристрій для вимірювання оптичної потужності з частотним виходом на основі фоточутливих транзисторів/ В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200900893 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

152. Пат. 42211 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Мікроелектронний вимірювач оптичного випромінювання з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200900892 ; заявл. 06.02.2009 ; опубл. 25.06.2009 ; Бюл. № 12.

153. Пат. 55474 УКРАЇНА, МКІ H 01 L 27/00, G 01 J 1/44. Мікроелектронний частотний сенсор оптичної потужності / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. М. Ільченко, заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u201008378 ; заявл. 05.07.2010 ; опубл. 10.12.2010 ; Бюл. № 23.

Наукове видання

**Осадчук Володимир Степанович
Осадчук Олександр Володимирович
Жагловська Олена Миколаївна**

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО
ВИПРОМІНЮВАННЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Монографія

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено О. В. Осадчуком

Підписано до друку **20.01.2016 р.**

Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.

Гарнітура Times New Roman.

Друк різнографічний. Ум. др. арк. 9,7.

Наклад 300 (1-й запуск 1–75) пр. Зам № В2016-03

Вінницький національний технічний університет,

КІВЦ ВНТУ,

21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,

ВНТУ, ГНК, к. 114.

Тел. (0432) 59-85-32.

publish.vntu.edu.ua; *email*: kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи

серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано ФОП Барановська Т. П.

21021, м. Вінниця, вул. Порики, 7.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи

серія ДК № 4377 від 31.07.2012 р.