

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Вінницький національний технічний університет

В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. О. Селецька

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ОПТИЧНІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ДЛЯ МІКРОЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНОЛОГІЇ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2013

УДК 621.382.8
ББК 32.854.2
О-72

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 2 від 27.09.2012 р.)

Рецензенти:

В. П. Кожем'яко, доктор технічних наук, професор

В. Г. Петрук, доктор технічних наук, професор

В. Г. Дейбук, доктор фізико-математичних наук, професор

Осадчук, В. С.

О-72 Радіовимірювальні оптичні перетворювачі для мікроелектронної технології: монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. О. Селецька. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 160 с.

ISBN 978-966-641-506-9

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

УДК 621.382.8

ББК 32.854.2

ISBN 978-966-641-506-9 © В. Осадчук, О. Осадчук, О. Селецька, 2013

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ТРАВЛЕННЯ В ПЛАЗМОХІМІЧНІЙ ТЕХНОЛОГІЇ.....	8
1.1 Загальна характеристика методів визначення часу плазмохімічних процесів.....	9
1.2 Методи визначення часу плазмохімічного травлення, що використовують «зразки-свідки».....	9
1.3 Безконтактні методи визначення часу плазмохімічного травлення.....	11
1.4 Оптичні методи визначення часу плазмохімічного травлення.....	16
1.5 Класифікація методів визначення часу плазмохімічних процесів та постановка задачі дослідження.....	25
2 РОЗРОБКА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ОПТИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ.....	27
2.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фото резистором.....	27
2.2 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фоторезистором.....	37
2.3 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фототранзистором.....	47
2.4 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фототранзистором.....	53
3 РОЗРОБКА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ОПТИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ.....	68
3.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом.....	68

3.2	Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом.....	74
3.3	Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом.....	86
3.4	Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом.....	95
4	ВИКОРИСТАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ЧАСУ ТРАВЛЕННЯ У ПЛАЗМОХІМІЧНІЙ ТЕХНОЛОГІЇ.....	108
4.1	Використання оптичних частотних перетворювачів для визначення часу плазмохімічного травлення.....	108
4.2	Використання мікропроцесорів в системі визначення часу плазмохімічного травлення.....	123
4.3	Розрахунок похибок пристрою визначення часу плазмохімічного травлення.....	127
	Література.....	146

ВСТУП

На цьому етапі розвитку науково-технічного прогресу аналітичне приладобудування є однією з нових областей використання мікроелектроніки, яка за допомогою групових методів технології дозволяє розробляти та створювати сенсори для вимірювання параметрів технологічних процесів. Створення вимірювальних перетворювачів є однією з актуальних проблем сьогодення. Вдосконалення систем автоматизованого контролю і управління різними об'єктами, процесами, виробництвами визначається досягненням в цій галузі.

Загальна тенденція в розвитку вимірювальних перетворювачів, в тому числі і оптичних, зумовлена збільшенням вимог точності до них при одночасному удосконаленні експлуатаційних умов. Все це заставляє проводити пошуки і розробку нових методів вимірювання, які б дозволили розв'язати задачі, що з'являються.

Одну з провідних позицій в науковому світі з розробки первинних перетворювачів займає Україна. Це, насамперед, стало можливим завдяки роботі відомих українських вчених І. М. Вікуліна [1, 2], З. Ю. Готри [3–6], М. Д. Кошового [7, 8], В. Л. Костенка [9], В. В. Кухарчука [10], В. П. Манойлова [11, 12], Я. Т. Луцика [13, 14], В. С. Осадчука [15–20], О. В. Осадчука [16–23], Є. П. Пістуна [24], В. О. Поджаренка [25], В. О. Романова [26, 27], Б. І. Стадника [13, 14], Ю. О. Скрипника [28, 29], В. М. Шарапова [30, 31], О. П. Яненка [12], а також закордонних вчених В. М. Арутуняна [32], Ж. Аша [33], А. І. Бутурліна [34, 35], Г. Виглеба [36], П. П. Кремлівського [37, 38], П. В. Новицького [39], В. І. Стафєєва [1, 2], А. М. Турічина [40], Д. Ю. Ейдукаса [41] та інших.

На сьогоднішній день ведуться широкомасштабні наукові дослідження з використання нових ідей, нових матеріалів, фізичних явищ для створення сенсорів в таких наукових закладах, як НТУУ «Київський політехнічний інститут» (м. Київ), Інститут Кібернетики НАН України (м. Київ), Інститут теплофізики НАН України (м. Київ), Київський національний університет імені Тараса Шевченка (м. Київ), Інститут фізики напівпровідників НАН України (м. Київ), Інститут метрології (м. Харків), Національний технічний університет «Львівська політехніка» (м. Львів), Харківський національний технічний університет (м. Харків), Одеський національний університет ім. І. І. Мечни-

кова (м. Одеса), ВАТ «Український науково-дослідний інститут аналітичного приладобудування» України (м. Київ), Державний науково-дослідний інститут індикаторних приладів Міністерства промислової політики України (м. Вінниця), Вінницький національний технічний університет (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 [15–20], розвиток теорії від'ємного опору і оцінки ефективності пристроїв з його використанням розглянуто в працях М. А. Філінюка [42–44], розробка теорії мікроелектронних частотних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором і її використання подано у працях проф. О. В. Осадчука [16–23, 45–52].

Одним з ключових факторів у досягненні високої якості продукції та забезпеченні автоматизації технологічних процесів є оперативний контроль їх параметрів. У мікроелектронній технології плазмохімічні процеси на цей час забезпечують найвищу точність відтворення рельєфного рисунку на кремнієвих пластинах. Найбільш інформативним та технологічним методом, який використовується для визначення параметрів плазмохімічних процесів, є емісійно-спектральний метод. Однак існують задачі технічної реалізації цього методу при малих значеннях інтенсивності спектра власного випромінювання плазми. Розв'язання цих задач можливе за рахунок значного підвищення чутливості оптичних перетворювачів, зокрема шляхом перетворення інформативного електричного сигналу в частотний. Характеристики перетворювачів визначають точність і надійність систем управління і регулювання технологічними процесами. Тому до оптичних сенсорів пред'являються жорсткі вимоги. Вони повинні бути економічними, забезпечувати високу точність вимірювання, мати мінімальну вагу, габарити та енергоспоживання, бути сумісними з сучасними ЕОМ та мати можливість виготовлення за стандартною груповою інтегральною технологією. Перспективним науковим напрямком є розробка та створення радіовимірювальних перетворювачів, які реалізують принцип перетворення «освітленість–частота–час плазмохімічного травлення», на основі реактивних властивостей напівпровідникових стру-

ктур з від'ємним опором. Використання таких приладів виключає з їх конструкцій аналого-цифрові перетворювачі, що дозволяє знизити собівартість систем управління, а також створити «інтелектуальні» вимірювальні перетворювачі в результаті поєднання на одному кристалі схем обробки інформації та первинного перетворювача.

Тому необхідність розробки теоретичних підходів до створення радіовимірювальних оптичних перетворювачів з частотним виходом на основі реактивних властивостей напівпровідникових приладів з від'ємним опором, а також розробки схем, конструкцій, експериментального дослідження параметрів, оцінюванню їх метрологічних характеристик, розробки мікропроцесорної системи вимірювання величини освітленості в промисловості з використанням радіовимірювальних оптичних перетворювачів є актуальним у наш час.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору В. П. Кожем'якові, доктору технічних наук, професору В. Г. Петруку і доктору фізико-математичних наук, професору В. Г. Дейбуку, корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

Відгуки про книгу, зауваження і побажання просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ.

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ТРАВЛЕННЯ В ПЛАЗМОХІМІЧНІЙ ТЕХНОЛОГІЇ

Плазмохімічні процеси травлення мікроструктур [53–61] фактично безальтернативно забезпечують на цей час точність відтворення функціонального рельєфного рисунку на кремнієвих пластинах до \varnothing 300 мм на рівні $\leq 0,13$ мкм (мінімальний топологічний розмір якого введено в останню редакцію International Technology Roadmap for semiconductor 1999 Edition) [62]. Такий високий рівень прецизійності, окрім застосування в мікроелектронній технології електронних та іонних методів літографії, операцій самосуміщення і самоформування, новітніх розробок плазмової технології, пов'язаний з використанням принципу безперервного моніторингу фізичних та технологічних параметрів плазмохімічних процесів, які визначають склад та енергію хімічно активних частинок нерівноважної плазми, процеси їх утворення та загибелі [63]. Окрім того, об'єктами моніторингу в плазмовій технології є температурний режим обробки напівпровідникових структур [62], склад та витрати плазмоутворювальних газів, параметри вакуумних та енергетичних установок [61], систем зовнішнього забезпечення технологічного процесу тощо.

Сучасний моніторинг здійснюється переважно за рахунок збору та обробки інформації від спеціальних сенсорів, в основу роботи яких покладено різноманітні фізичні та хімічні ефекти [64–66], а сам моніторинг є основним базовим елементом системи управління технологічним процесом.

З достатньо великим співвідношенням сигнал/шум відносно прості задачі управління, наприклад, визначення моменту закінчення цільового процесу травлення, розв'язуються на основі візуальної інтерпретації кінетичних кривих сигналу реального часу і порівнянням зі зразковими записом сигналу. Складність при розв'язанні цієї простої задачі виникає зі зменшенням площі пластини, яка піддається плазмовому травленню (в такому випадку складова шуму у співвідношенні сигнал/шум збільшується) [63].

За таких умов розв'язання основної задачі (забезпечення ефективного і надійного управління плазмохімічним процесом) можливе лише шляхом застосування нетрадиційних підходів як в процесах рестрації інформаційних сигналів, так і їх обробленні.

Проблематика цих питань розглядається у цьому розділі.

1.1 Загальна характеристика методів визначення часу плазмохімічних процесів

Традиційно для визначення часу плазмохімічних технологічних процесів використовують вимірювання зовнішніх параметрів системи – напруги і струму розряду, тиску і витрати газу та ін. [60, 67]. Однак «інструментом», який безпосередньо впливає на поверхню, що підлягає обробці, є плазма, і її параметри визначаються не тільки перерахованими зовнішніми параметрами, але й кількістю, формою і розташуванням виробів, що оброблюються, станом їх поверхні, а також станом поверхні вакуумної камери технологічної установки й іншими факторами, часто неконтрольованими. Тобто гарантом повторюваності результатів процесу є повторюваність параметрів плазми, яка контактує з відповідним виробом і потоком заряджених та хімічно активних частинок, які взаємодіють з його поверхнею. Це особливо важливо при розробці нового технологічного обладнання і відпрацювання нових технологій, коли необхідний швидкий зворотній зв'язок, оперативна інформація про параметри плазми і візуалізація змін, які вносяться, в реальному масштабі часу. Крім того, можливість відтворювати параметри плазми дозволяє переносити існуючі технологічні процеси на інші типи технологічних установок і нові типи виробів.

Методи визначення часу плазмохімічного травлення, що використовуються на цей час для управління процесами плазмової обробки матеріалів [60, 68], можна умовно поділити на контактні, безконтактні і такі, що використовують в якості контрольного елемента, так звані зразки-свідки.

1.2 Методи визначення часу плазмохімічного травлення, що використовують «зразки-свідки»

До останніх найчастіше відносять резистивний метод визначення часу плазмохімічного травлення та метод кварцового резонатора або метод кварцових мікротерезів [69]. Щодо резистивного методу, то він використовується при травленні струмопровідних плівок. В цьому випадку контрольний зразок-«свідок», являє собою відрізок діелектричної підкладки з двома контактними майданчиками, на яку нанесена металева плівка такої ж товщини, як і на підкладках, що обробляються. При повному видаленні металевої плівки зі «свідка» його опір різко зростає і процес травлення може бути зупинений ще до того, як матеріал підкладок буде пошкоджено.

На відміну від резистивного, метод кварцового резонатора заснований на зміні резонансної частоти кристала кварцу внаслідок зміни приєднаної маси при травленні в газорозрядній плазмі попередньо нанесених плівок матеріалів. Цей метод дозволяє реєструвати зміну ефективної товщини плівок будь-яких матеріалів, яка визначається як маса плівки поділена на площу і густину об'ємного матеріалу.

Незважаючи на свою універсальність, метод кварцового резонатора має низку суттєвих недоліків, які значно звужують можливості його використання на практиці. Насамперед, це малий строк служби дорогих кристалів кварцу і значне відхилення частоти вимірювального кристала від частоти еталонного кристала внаслідок різних умов, в яких знаходяться такі кристали. Крім того, при вимірюваннях в плазмі газового розряду ці кристали слід ретельно екранувати від електричних полів та заряджених частинок.

Серед чисельних контактних методів визначення часу плазмохімічних процесів найбільше застосування знайшов зондовий метод [70–77], який ґрунтується на використанні в якості первинного перетворювача зондів Ленгмюра [70, 78] і який дозволяє крім всього іншого вимірювати концентрацію електронів плазми та її потенціал і температуру.

Потенціал плазми є одним з головних параметрів технологічного процесу при плазмохімічному травленні різноманітних структур, оскільки прискорювальна напруга впливає як на профіль, так і на селективність цільового процесу травлення. Виміри, проведені за допомогою зонда Ленгмюра [70], показали, що з використанням елегазу SF_6 щільність плазми складає $1010 \dots 1012 \text{ см}^{-3}$, а потенціал плазми складає $5 \dots 9 \text{ В}$ при потужності 300 Вт і $26 \dots 30 \text{ В}$ при потужності 700 Вт . Крім щільності іонного струму, на швидкість і селективність травлення, як бачимо, впливає енергія іонів. Мала величина потенціалу плазми ($5 \dots 20 \text{ В}$) забезпечує низьке дефектоутворення – менше $0,05 \text{ см}^{-2}$.

Енергію іонів можна змінювати подачею на підкладкотримач напруги зсуву ($0 \dots -100 \text{ В}$). При напрузі зсуву в межах $-50 \dots -100 \text{ В}$ анізотропія досягає значення $1,0$, а іонний струм, яким забезпечується травлення, складається цілком з позитивних іонів. При зменшенні потенціалу зростає електронна складова, котра зменшує вертикальну складову швидкості травлення в SF_6 , що пов'язано зі збільшенням швидкості десорбції F на кремнієві пластини.

Не дивлячись на те, що в області використання електричних зондів для діагностування плазми накопичено багатий експериментальний і теоретичний матеріал [70–83], строгої універсальної теорії зондових вимірювань не існує, а побудовані теорії для окремих випадків

застосування зондів дуже складні. Окрім того, технологічна плазма, як правило, є нерівноважною, неоднорідною, неізотропною, хімічно активним середовищем, що обмежує використання стандартних зондових методик. Тому розробка зондових методик визначення часу плазмово-технологічних процесів являє собою достатньо складну науково-технічну задачу і потребує проведення широкого спектра досліджень технологічної плазми і специфіки роботи в ній електричних зондів.

1.3 Безконтактні методи визначення часу плазмохімічного травлення

Взагалі відмовитись від використання зразків-«свідків» дозволяють лише безконтактні методи визначення часу плазмохімічного травлення, принцип роботи яких ґрунтується не на дослідженні змін в структурі матеріалу, що обробляється в плазмі, а в дослідженні змін внутрішніх параметрів самої плазми. Наприклад, метод визначення електрофізичних параметрів газорозрядної плазми, який запропоновано в роботі [65] для реєстрації закінчення іонно-хімічного травлення плівок Al в плазмі CCl_4 , передбачає вимірювання імпедансу плазми між електродами, який зменшується в процесі травлення і приймає початкову величину після стравлювання Al. При реалізації цього методу ВЧ-потужність генератора (13,56 МГц), яка подавалась через LC-ланцюг на пару плоских електродів, підтримувалась на сталому рівні. При зміні імпедансу проміжку напруга на електродах теж змінюється. Таким чином, імпеданс можна контролювати по напрузі на електродах U . Експерименти показали, що чутливість методу, яка визначається як відношення напруги після (U_p) і під час ($U_{тр}$) травлення ($K=U_p/U_{тр}$), залежить головним чином від тиску, узгодження і кількості стравленої речовини. В розряді CCl_4 при зменшенні тиску імпеданс і добротність плазми збільшуються, а тому чутливість методу, яка дорівнює 1,3 при 8 Па, збільшується до 2,2 при 4 Па. Треба зазначити, що на чутливість цього методу значний вплив мають і параметри електричного узгоджувального кола.

Подібним чином вирішена проблема визначення часу травлення і в роботі [84], де запропоновано метод визначення закінчення плазмохімічного травлення шляхом вимірювання відбитої потужності в реакторі.

У прикладі практичного здійснення цього винаходу сказано, що підкладка, з якої необхідно видалити шар фоторезисту, завантажується в плазмовий реактор. Несучий газ з воднем вдувається в реактор таким чином, щоб заповнити простір, що оточує підкладку, і зберегти

тиск у межах: приблизно від 26,654 до 199,983 Па (0,2...1,5 мм рт. ст.). Підкладка, вкрита фоторезистом, підігривається. Потужність високої частоти підводиться до плазмового реактора таким чином, щоб утворити плазму водню, що вступає в реакцію з фоторезистом, видаляючи його. Потужність, відбита реактором назад до джерела живлення, піддається вимірюванню, а за зміною цієї відбитої потужності виявляють кінець реакції, тобто момент завершення операції очищення.

На рис. 1.1 наведена високочастотна схема для плазмохімічного реактора. Джерело живлення 1 приєднується до внутрішнього електрода 6 ланцюгом узгодження 2. Потужність, що підводиться від джерела живлення 1, вимірюється вимірювачем потужності 3. Вхідний імпеданс, що виявляють в реакторі, є функцією навантаження в реакційній камері. Зміна утримувача підкладок чи їх числа призводить до зміни імпедансу. Для компенсації цього змінного вхідного імпедансу узгоджувальний ланцюг 2 регулюється таким чином, щоб максимально зменшити відбиту потужність, виміряну вимірювачем потужності 4. Відбита потужність може також реєструватися на стрічці самописного приладу 5, який записує показання вимірювача відбитої потужності.

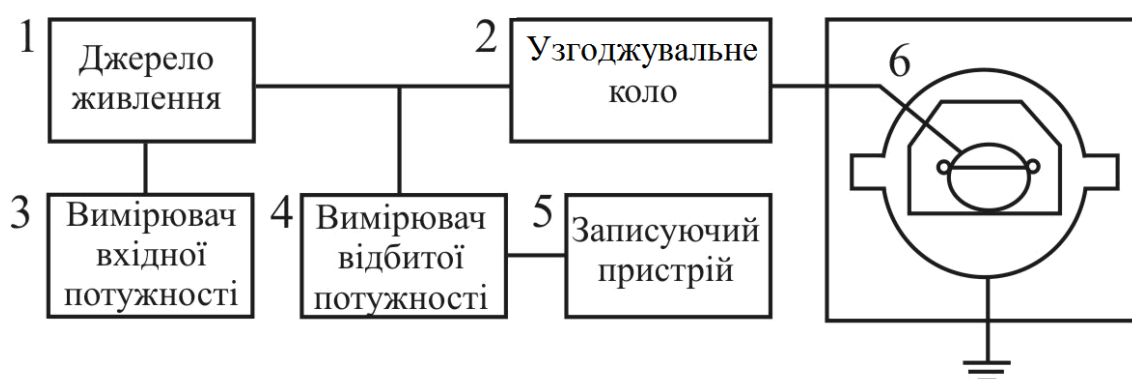


Рисунок 1.1 – Схематичний вигляд органів керування реактором і засобів для визначення кінця реакції [84]

В процесі технологічного дослідження цього методу було виявлено, що визначення відбитої потужності забезпечує надійне визначення кінця реакції. Наявність продуктів реакції в реакційній камері змінює ефективний повний опір, призводить до неузгодженості узгоджувального ланцюга і збільшує відбиту потужність.

На рис. 1.2 наведено типовий запис, зроблений самописним приладом 5, що показує відбиту потужність як функцію часу. Спочатку відбита потужність регулюється до одержання мінімального значення 7. Після початку очищення відбита потужність зростає, як пока-

зано позицією 8, в результаті неузгодженості високочастотної схеми, а потім досягає максимального значення, як показано позицією 9. При продовженні очищення відбита потужність падає до значення, зазначеного позицією 10, а потім знову зменшується до низького постійного значення, зазначеного позицією 11, після повного видалення фоторезисту. Допускається, щоб час плазмохімічної реакції трохи перевищував час травлення, наприклад, на дві хвилини, для того, щоб забезпечити повне видалення продукту.

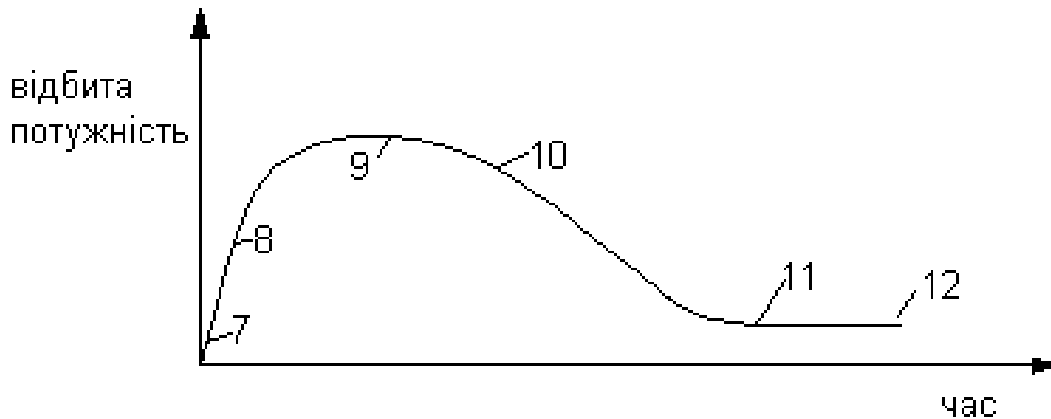


Рисунок 1.2 – Типовий запис, зроблений самописним приладом [84]

Основним недоліком методів вимірювання електрофізичних параметрів плазми є їх недостатня чутливість і висока його залежність від електричних параметрів системи живлення.

Одним з найбільш інформативних та ефективних на цей час методів визначення часу плазмохімічних процесів залишається мас-спектрометричний [85–88], який ґрунтується на технології розділення іонізованих атомів, молекул і радикалів в залежності від відношення маси іона до його заряду і подальшому вимірюванні відповідних іонних струмів.

Мас-спектрометричний аналіз по праву можна назвати самим універсальним методом визначення складу газових середовищ, тому він широко використовується для дослідження процесів, що протікають у газовій плазмі. Найбільш загальна схема мас-спектрометричних досліджень плазмохімічного травлення показана на рис. 1.3. Ця система, розроблена для вивчення частинок, що падають на підкладку в планарних діодних системах розпилення, дозволяє визначати як іонний склад плазми, так і концентрацію газоподібних продуктів реакції.

Іони, утворені в плазмі, витягаються через отвір у підкладкотримачі діаметром 0,8 мм, прискорюються від'ємним потенціалом циліндричного електрода, розташованого відразу ж під отвором, направляються в електростатичний аналізатор енергії з кутом відхилення 90°

і потім у квадрупольний мас-аналізатор. Отриманий спектр іонів, що містяться в плазмі при плазмохімічному травленні кремнію і двоокису кремнію, надає повну інформацію про всі проміжні і кінцеві газоподібні продукти, що утворюються в розряді. Електростатичний аналізатор енергії дозволяє вимірювати розподіл енергії іонів у плазмі і тим самим визначати її потенціал як у випадку розряду на постійному струмі, так і у високочастотному розряді.

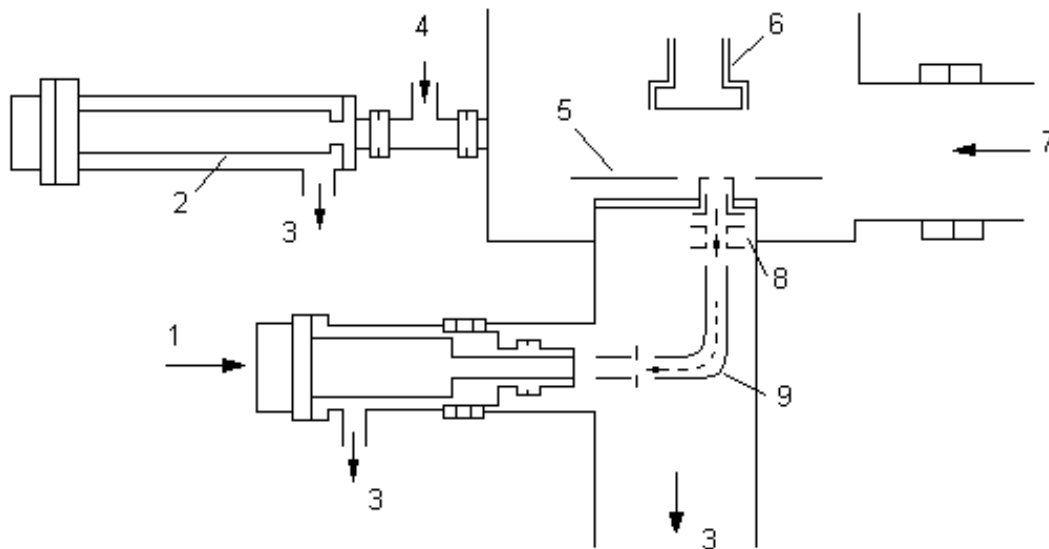


Рисунок 1.3 – Схема експериментальної системи для мас-спектрометричного методу визначення часу плазмохімічного травлення [85]: 1 – квадрупольний мас-аналізатор; 2 – квадрупольний мас-спектрометр; 3 – дифузійні насоси; 4 – пастка і механічний насос; 5 – підкладкотримач; 6 – збуджуючий високочастотний електрод (мішень); 7 – газовий потік; 8 – іонізатор; 9 – електростатичний аналізатор енергії іонів

Другий мас-спектрометр, підключений до системи, призначений для аналізу складу газоподібних продуктів реакції і визначення їхньої концентрації. Частина газового потоку, що відкачується з плазмохімічного реактора, через газовідбірний отвір діаметром 0,2 мм (рис. 1.4) надходить в іонне джерело мас-спектрометра, де під дією електронного удару молекули газу дисоціюють і іонізуються. Маса іонів і інтенсивності одержуваних іонних струмів вимірюються квадрупольним мас-аналізатором. Вакуум у мас-спектрометричних аналізаторах складає $10^{-3} \dots 10^{-4}$ Па, у той час, як у плазмохімічних установках тиск газів, що травлять, досягає 1...100 Па. Тому, щоб вимірювані концентрації продуктів реакції відповідали дійсним, до систем газовідбору і вакуумної відкачки мас-спектрометра пред'являються визначені вимоги [85].

Треба зазначити, що сучасні мас-спектрометри (квадрупольні і часопротітні) дозволяють фіксувати найменші зміни концентрації продуктів реакції, наявність яких в газі, що відкачується, є безсумнівним свідченням протікання процесу травлення відповідного матеріалу. Поява будь-якого піка в спектрі вказує на початок травлення, а його зникнення – на видалення шару матеріалу, що травиться. Для визначення часу травлення плівок Si, SiO₂ і Si₃N₄, що дають той самий кремнійвмісний продукт травлення SiF₄, можна використовувати розходження у швидкостях травлення і, отже, різну інтенсивність виходу SiF₄, що характеризується при мас-спектрометричному методі визначення часу травлення піком іона SiF³⁺.

Зрозуміло, що для визначення моменту закінчення плазмохімічного травлення шарів система прямого відбору газу з плазми (рис. 1.3) є громіздкою і вимагає спеціального оснащення розрядної камери. У зв'язку з цим були розроблені спеціальні системи, наприклад, фланцева система для аналізу залишкових газів і управління плазмохімічними процесами [86] моделі SS-20. Проста портативна система з габаритами 46×30,5×15 см, що має чутливість і час реакції на зміни тиску в камері, прийнятні для визначення часу плазмохімічного травлення, для стикування з різними установками плазмохімічної обробки постачається спеціальним фланцем на три канали з різною вакуумною провідністю. Це дозволяє використовувати систему для аналізу залишкових газів у плазмохімічному реакторі, аналізувати газ, відкачується з реактору у системах як з малим (0,1...3 Па), так і з відносно високим (більше 2,7 Па) тиском газу, що травить. При роботі з багатоканальним селектором піків система дає можливість одночасно стежити за зміною концентрації різних продуктів і здійснювати не тільки управління технологічними процесами, але і дослідження плазмохімічного травлення. У цьому випадку реактор виконує роль «чорної скриньки», з якої надходить інформація у вигляді складу вхідних і вихідних газів [86].

Таким чином, за допомогою мас-спектрометричного аналізу можна розв'язувати такі задачі при плазмохімічному травленні:

- забезпечувати відтворюваність технологічного циклу травлення за рахунок постійного контролю залишкових газів у розрядній камері;
- виявляти й усувати течії у вакуумних системах установок плазмохімічного травлення;
- здійснювати контроль чистоти і складу газового травника;
- чітко (у межах ±3 нм) визначати момент закінчення травлення шарів.

В той же час практична реалізація мас-спектрометричного методу в умовах існуючого в нашій країні економічного спаду досить не проста. Річ в тому, що мас-спектрометри, виробництво яких освоєно

деякими нашими підприємствами (наприклад, високочастотний однопільний мас-спектрометр-аналізатор типу РОМС-8 [80]), працюють, здебільшого, при досить низьких тисках газу (10^{-2} Па і менше), що значно ускладнює всю систему газовідбору для мас-спектрального аналізу. Крім того, вартість таких систем досить висока (до кількох сотень тисяч грн), що економічно не завжди бажано.

1.4 Оптичні методи визначення часу плазмохімічного травлення

До оптичних методів визначення часу плазмохімічного травлення відносяться фотометричний, метод оптико-акустичної спектроскопії та емісійно-спектральний методи.

Для визначення моменту закінчення процесу травлення плівок з різними оптичними сталими досить часто використовується фотометричний метод, в основу якого покладено вимірювання коефіцієнта відбиття оптичного променя.

Так, наприклад, цей метод використовувався для визначення часу іонно-плазмового травлення в роботі [65]. Джерелом світла в цьому випадку слугував He-Ne-лазер, промінь якого крізь вікно спостереження спрямовувався в вакуумну камеру і за допомогою дзеркал і мікрометричних гвинтів юстирувався на поверхні зразка, а відбиваючись від неї, попадав в оптичний детектор. Закінчення травлення кожного шару багат шарової структури (Au-CdS-скляна підкладка) відмічалось за рахунок помітної зміни коефіцієнта відбиття.

Треба зазначити, що цей метод досить простий і достатньо інформативний, оскільки дозволяє визначати параметри плазмохімічного травлення в реальному масштабі часу. В той же час метод має і свої недоліки. Так, в цитованому вище повідомленні відмічалось, що в процесі травлення шару Au мало місце зниження коефіцієнта відбиття. Самі дослідники пояснюють цей факт зростанням жорсткості поверхні при інтенсивному іонному бомбардуванні. Крім того, топологія структури не завжди дозволяє використовувати для визначення часу травлення окремі її елементи внаслідок її невеликих розмірів, а це примушує використовувати зразки-«свідки», які повинні бути аналогічними по відношенню до технологічних зразків як за структурою, так і напилені в тій же послідовності.

Певний інтерес викликає також метод лазерної оптико-акустичної спектроскопії плазми [88]. При поглинанні речовиною випромінювання з модульованою інтенсивністю утворюються теплові хвилі, які можна реєструвати за інтенсивністю звуку, що виникає внаслідок теплового розширення. Це явище, оптико-акустичний ефект, виявлене Белом ще в

1880 р., лежить в основі оптико-акустичної спектроскопії, що стала останнім часом розповсюдженим методом дослідження різних фізичних властивостей газів, рідин, твердих тіл і біологічних об'єктів. Метод дозволяє вимірювати, наприклад, значення коефіцієнта поглинання світла в діапазоні $10^{-7} \dots 10^6 \text{ см}^{-1}$. Розкладання молекул на складові атоми в процесі термічної іонізації й утворення плазми руйнують структуру енергетичних рівнів молекул. В іонізованих атомах в плазмі виникають нові рівні, що були відсутніми в атомах і молекулах нейтрального газу. У випадку, коли лазерний промінь проходить через газове середовище, практично не поглинаючись, оптико-акустичний сигнал малий і складається в, основному, із шумів. При порушенні параметрів газового розряду з неізотермічною плазмою, в якій може існувати слабо затухаюча звукова хвиля, іонізовані атоми можуть резонансно поглинати лазерне випромінювання. При домінуючій ролі безвипромінювального каналу релаксації поглинання випромінювання викликає періодичне нагрівання середовища і збуджує у ній акустичні коливання. В низькотемпературній плазмі лише невелика частина атомів чи молекул знаходиться в іонізованому стані. Якщо розглядати іони як деяку домішку в газі, то аналітичні можливості оптико-акустичного методу і, в першу чергу, висока концентраційна чутливість дозволять упевнено реєструвати оптико-акустичний сигнал плазми. Подібний експеримент можна реалізувати, узявши, наприклад, в якості газу аргон і використовуючи одну з придатних довжин хвиль випромінювання аргонного лазера, що працює на переходах між високозбудженими станами іонів, Ar^+ , Ar^{2+} і Ar^{3+} . У цьому випадку випромінювання, що не поглинається атомами нейтрального газу, буде резонансно поглинатися збудженими іонами в плазмі. Імовірність безвипромінювальної рекомбінації, а отже, і величину оптико-акустичного сигналу, можна збільшити, ввівши в газ домішку, наприклад, азот. Конструкція газорозрядної трубки для реєстрації оптико-акустичного сигналу зображена на рис. 1.4.

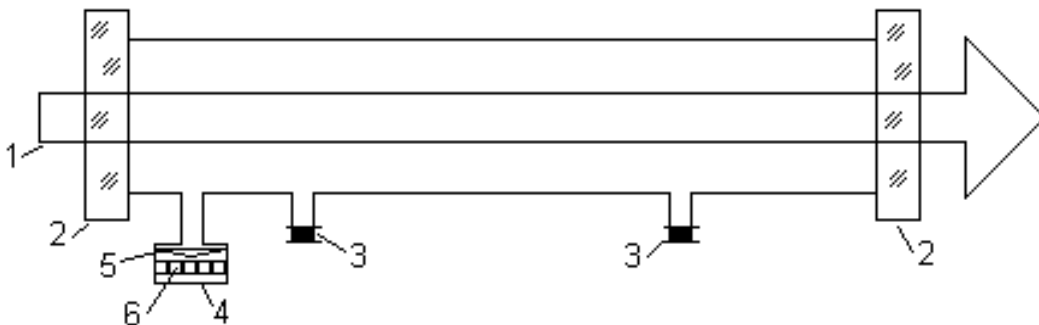


Рисунок 1.4 – Конструкція газорозрядної трубки для реєстрації оптико-акустичного сигналу [89]: 1 – лазерний промінь; 2 – вікна; 3 – електроди; 4 – мікрофон; 5 – мембрана; 6 – нерухомий електрод з отворами

Основним недоліком запропонованої системи є, насамперед, недостатня вивченість покладеного в її основу фізичного явища стосовно складних молекул плазмоутворювального газу, що суттєво гальмує процес впровадження оптико-акустичної діагностики в сучасну технологію управління плазмохімічними процесами.

Високим ступенем інформативності і технологічності вирізняється також досить популярний метод емісійної спектроскопії [45, 89–94]. В основі цього методу лежить реєстрація оптичного спектра власного випромінювання збуджених в плазмі атомів і молекул.

Піонерами в застосуванні емісійно-спектрального методу для визначення моменту закінчення процесів плазмового травлення можна вважати авторів роботи [89], які, досліджуючи ультрафіолетове випромінювання радіочастотної оксидної плазми, що використовувалась для травлення органічних речовин (зняття негативної фоторезистивної маски), запропонували використовувати в якості інформаційного сигналу для визначення моменту закінчення технологічного процесу власне оптичне випромінювання плазми, а саме випромінювання спектральних смуг молекул CO і радикалів OH, які є продуктами травлення матеріалу фоторезисту, на довжинах хвиль 283,0 та 297,7 нм. Схема для реалізації такого методу (рис. 1.5) виявилась достатньо простою і, як на той час, досить ефективною.

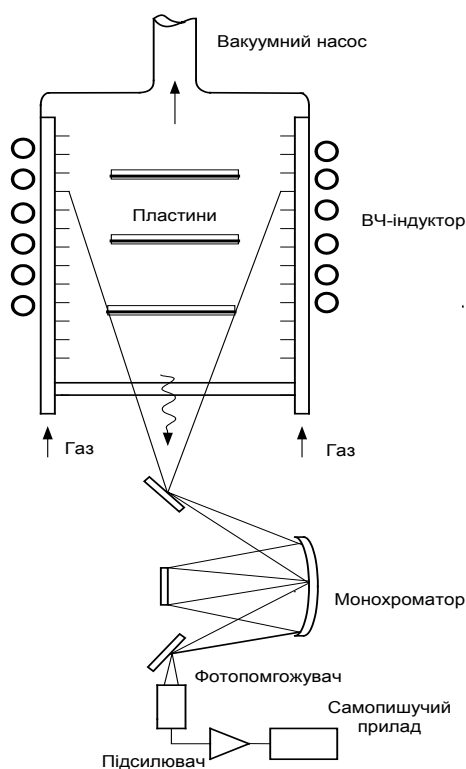


Рисунок 1.5 – Схема емісійно-спектрального методу визначення часу плазмохімічного травлення [89]

Вона включала кварцовий плазмовий реактор, крізь прозору стінку якого власне випромінювання плазми виводилось за межі розрядної камери, а також монохроматора, де виділялось необхідне для аналізу випромінювання на певній довжині хвилі (наприклад, на довжині хвилі 297,7 нм), фотопомножувача, де ця частка випромінювання перетворювалась в електричний сигнал підсилювача, з виходу якого інформаційний сигнал подавався на самописний прилад, де і реєструвалась зміна інтенсивності цього випромінювання по відношенню до фонового сигналу (рис. 1.6).

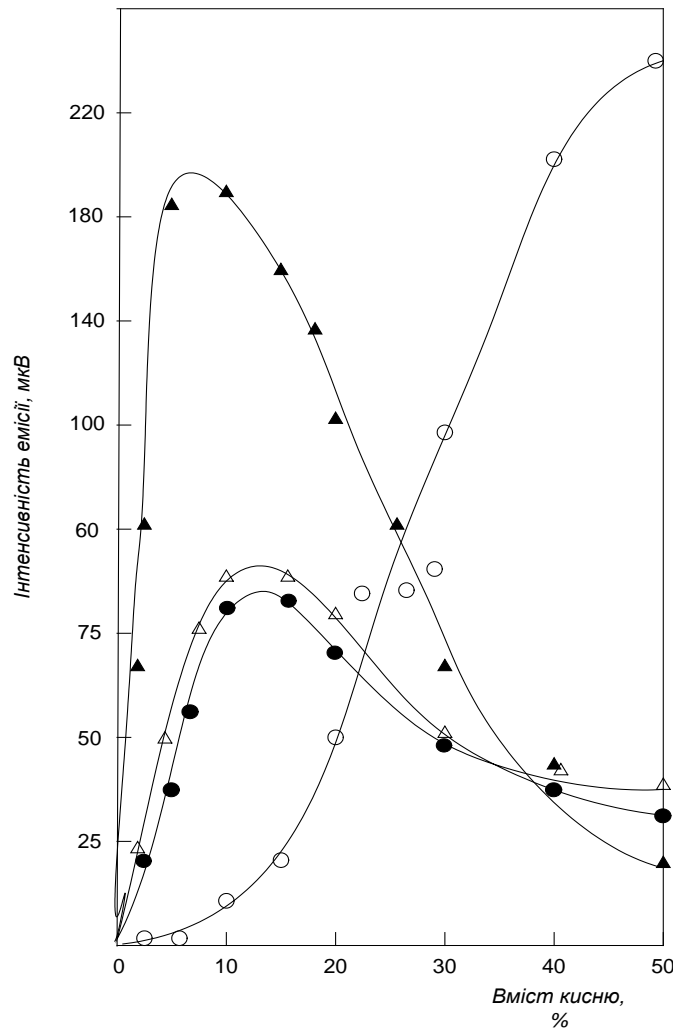


Рисунок 1.6 – Залежність інтенсивності емісії від вмісту кисню [89]

Аналогічні дослідження були проведені і при травленні Si, poly-Si, SiO₂ і Si₃N₄ [90, 91] в плазмі CF₄ та CF₄+O₂. Так, для визначення часу тривалості процесу травлення кремнію було запропоновано використати крім смуги CO (система Ангстрема, перехід ВΣ–АП з довжиною хвилі $\lambda = 482$ нм) спектральну лінію F* (випромінюючий перехід 3s12p – 3p2p, $\lambda = 703,7$ нм). Використання в якості інформаційного сигналу випромінювання атомарного хлору, який не є продуктом

травлення, в цій роботі пояснюється кореляцією швидкості травлення кремнію з інтенсивністю оптичної емісії атомів F*, яка була виявлена авторами цієї роботи експериментально при дослідженні процесу травлення кремнієвих пластин в плазмі чотирифтористого вуглецю як з додаванням кисню, так і при збільшенні потужності височастотного розряду.

При виготовленні інтегральної мікросхеми важливим елементом є формування відповідних металевих з'єднань окремих елементів майбутньої мікросхеми, основним матеріалом яких і на наш час залишається алюміній.

На рис. 1.7 показано спектр випромінювання плазми CCl_4 при плазмовому травленні Al [95, 96]. Оскільки лінії атомарного Al не завжди можна зареєструвати, особливо при малих площах алюмінієвої плівки, для визначення кінцевого моменту травлення було обрано спектральну смугу AlCl з $\lambda = 261,4$ нм.

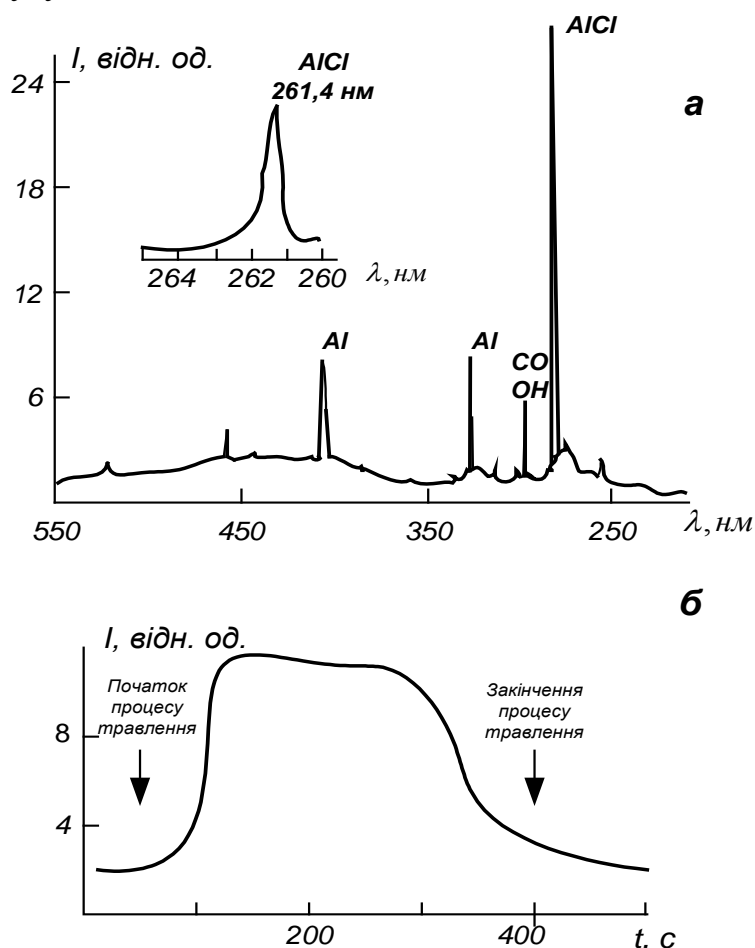


Рисунок 1.7 – Визначення моменту закінчення плазмохімічного травлення алюмінієвої плівки [95]: а – спектр випромінювання плазми CCl_4 ; б – зміна інтенсивності лінії AlCl при плазмохімічному травленні плівки Al

На рисунку 1.7, б показана зміна інтенсивності смуги 261,4 нм при травленні шару Al товщиною 1300 нм на підкладці площею $3 \times 3 \text{ см}^2$. Після вмикання розряду деякий час триває перехідний період, після якого починається процес травлення, про що говорить швидке зростання інтенсивності. Спадання інтенсивності наприкінці травлення не є настільки швидким, що, за версією авторів [96], може бути зумовлено геометричними факторами.

Для технічної реалізації емісійно-спектрального методу визначення часу плазмохімічного процесу немає необхідності використовувати такі громіздкі, дорогі і складні спектральні прилади, як спектрограф чи монохроматор [97, 98]. В більшості випадків для виділення із загального спектра необхідної спектральної лінії або смуги досить застосування вузькосмугових інтерференційних світлофільтрів [96].

Системи для такого визначення часу тривалості плазмохімічного процесу (рис. 1.8) вирізняються простотою і малими габаритами [95, 99].

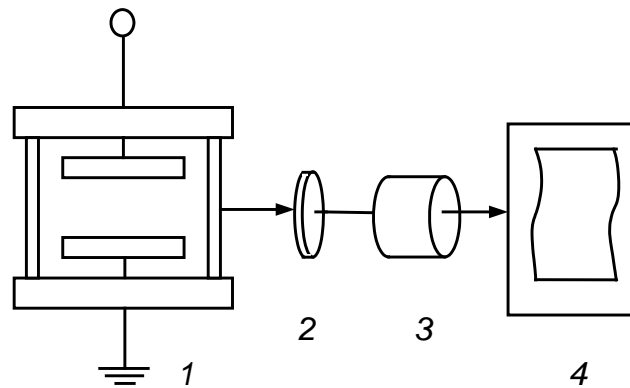


Рисунок 1.8 – Система емісійно-спектрального визначення часу плазмохімічного процесу травлення [95]: 1 – плазмовий реактор; 2 – інтерференційний фільтр; 3 – фотоперетворювач; 4 – самописний прилад

Підбір інтерференційного світлофільтра з потрібними параметрами здійснюється за допомогою схеми розташування найбільш інтенсивних спектральних ліній і молекулярних смуг, характерних для процесу плазмохімічного травлення. Наприклад, при плазмохімічному видаленні фоторезисту [100] такий підбір здійснюється відносно яскравих, завжди присутніх у видимій області спектра випромінювання плазми ліній водню і кисню (рис. 1.9). На схемі спектр CO представлений тільки системою смуг Ангстрема, хоча спостерігаються і система Герцберга, і триплетна система, але вони значною мірою поступаються за інтенсивністю першій. З малою інтенсивністю висвічуються також хвостові смуги CN, перша і друга позитивна системи смуг N_2 .

За допомогою наведеної схеми досить просто встановити, яку з молекулярних смуг доцільніше взяти в якості інформативної для конкретної плазмохімічної установки і визначеного типу фоторезисту. Зрозуміло, що варто вибирати найбільш яскраві смуги і підбирати світлофільтр таким чином, щоб суттєво зменшити сигнал від сусідніх яскравих ліній спектра, зміна інтенсивності яких у часі не відбиває прямим чином хід деструкції фоторезистивної плівки.

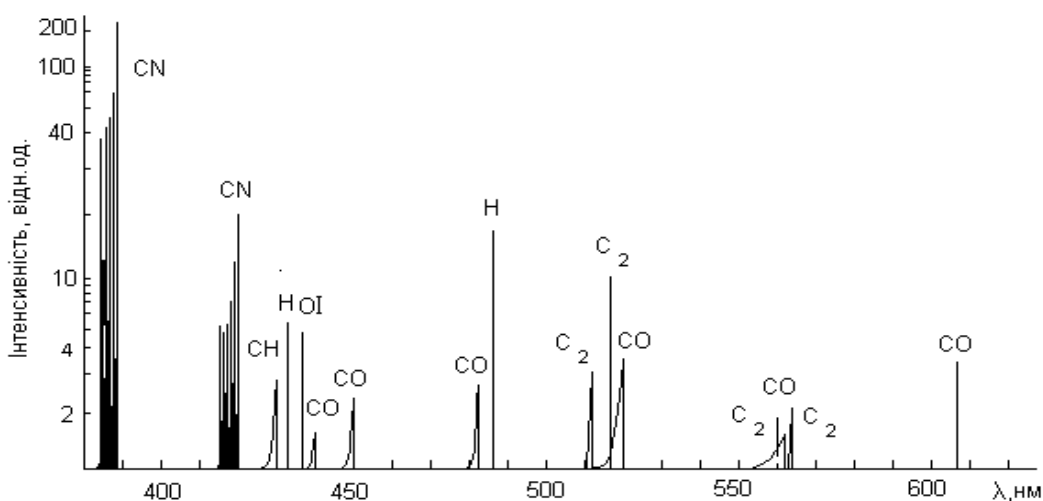


Рисунок 1.9 – Спектр оптичного випромінювання плазми при травленні фоторезисту [100]

Найбільш яскрава смуга CN знаходиться в сусідстві з яскравими лініями H і OI, що ускладнює її виділення за допомогою світлофільтрів. Найбільшу яскравість має спектр CN. Хоча він накладається на спектри N_2 і CO, але, як показали експерименти, це не вносить якісних змін в характер інтенсивності випромінювання протягом плазмохімічного процесу, тому що його інтенсивність значно більша від інтенсивності зазначених смуг, а зміна інтенсивності спектрів N_2 і CO у часі, в основному, подібна до зміни інтенсивності смуги CN в процесі видалення фоторезисту.

Для точного і, головне, оптимального вибору параметрів інтерференційних світлофільтрів слід використовувати спеціальні таблиці спектральних ліній [101] і смуг [102] або проводити спеціальні дослідження спектрів випромінювання відповідної плазми.

Для забезпечення автоматизації процесу плазмохімічної обробки і його управління використовується мікропроцесорна техніка або мікроЕОМ [97, 98, 103].

Суттєве підвищення достовірності визначення часу плазмохімічних процесів дає використання методу порівняння двох світлових сигналів, один з яких є інформаційним, а інший – фоновим [104–106].

На рис. 1.10 показана система для визначення моменту закінчення процесу плазмового (сухого) травлення [105], де світло, що випромінюється низькотемпературною плазмою, розділяють і окремо реєструють випромінювання, яке пройшло крізь спеціальну тонку плівку, що поглинає випромінювання, яке відповідає реакції травлення, і випромінювання, яке не пройшло через цю тонку плівку.

Потім визначають різницю між цими двома сигналами, за якою і визначають момент закінчення процесу сухого травлення

Задачу підвищення ефективності і достовірності спектрального методу визначення часу плазмохімічних процесів розглянуто в роботі [107], де описується застосування індикаторів спектрального контролю ИУП-1 та ИУП-2, виготовлених на основі інтерференційних фільтрів і твердотільних фотоприймачів.

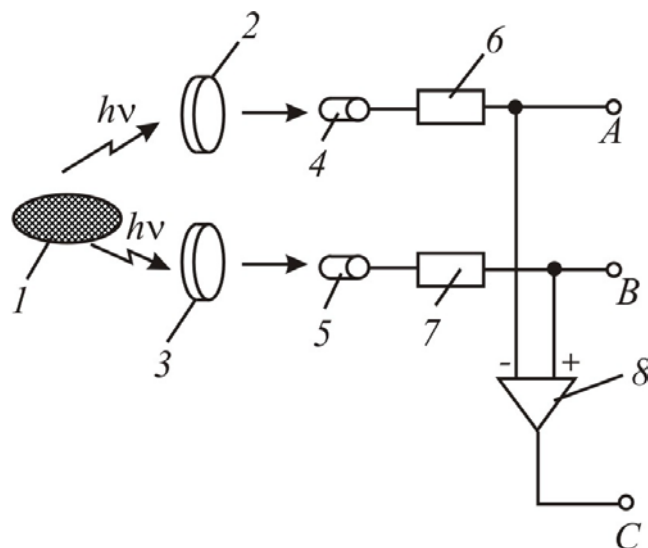


Рисунок 1.10 – Система для визначення моменту закінчення сухого травлення [105]: 1 – напівпровідникова пластина; 2, 3 – фільтри; 4, 5 – фотоелементи; 6, 7, 8 – підсилювачі

Момент закінчення процесу травлення в цих індикаторах фіксувався за зміною значення першої похідної сигналу (інтенсивності випромінювання спектральної лінії або смуги), що, на думку авторів, підвищує достовірність визначення часу травлення за рахунок меншого впливу на результат швидкості відводу продуктів плазмохімічних реакцій.

Авторами цієї роботи показано, що точність фіксації закінчення процесу T , яка характеризує відношення часу перетравлення пластин до загальної тривалості процесу, може бути визначена за формулою

$$T \approx \frac{S_{ш}}{S} \cdot \frac{t_{\delta} + t_N}{d} V_{Tp} \cdot 100 \%,$$

де $\frac{S_u}{S}$ – відношення шум/сигнал; t_σ – розкид часу травлення по партії пластин; t_N – середній час перебування частинок в плазмовому реакторі; d – товщина шару; V_{Tp} – швидкість травлення.

З наведеної залежності випливає, що ефективність використання спектрального методу буде значно вищою, якщо використовувати не групову, а поштучну обробку пластин, оскільки це значно зменшує величину t_σ .

Крім того, на думку авторів роботи [107], успішне застосування спектральних методів визначення часу плазмохімічного травлення потребує знань мінімальної площі травлення S_{mpmin} , процес травлення взагалі можливий

$$S_{Tpmin} = \frac{1}{k\Phi} \cdot \frac{\sum_i K_i \delta_i}{V_{Tp}},$$

де k – коефіцієнт, який встановлюється експериментально з залежностей чутливості методу визначення часу травлення, що розглядається, від добутку площі травлення на швидкість процесу; $\Phi \approx 0,1$ – потрібне відношення шум/сигнал; K_i – коефіцієнт, який враховує вклад кожного з параметрів; δ_i – стабільність зовнішніх параметрів.

Для підвищення ефективності емісійно-спектрального методу визначення часу плазмохімічного травлення необхідно використовувати фотоперетворювачі з частотним виходом на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором [22]. Використання фотоперетворювачів з частотним сигналом дозволяє значно підвищити чутливість, за рахунок високої завадостійкості методу, крім того високий рівень вихідного сигналу дозволяє при подальшій його обробці відмовитись від підсилювачів, що дозволяє підвищити економічну ефективність пристрою. Також до переваг частотного методу можна віднести «інтелектуалізацію» вимірювальних пристроїв, можливість передачі інформації на відстань та простоту еталонних пристроїв для перевірки частоти. Такий підхід, крім суттєвого підвищення чутливості вимірювання освітленості, що пов'язано з перетворенням аналогового сигналу у відповідний йому частотний, зокрема, дозволяє відмовитись від аналогово-цифрового перетворення, що значно спрощує апаратурне забезпечення цього методу в сучасних інформаційно-вимірювальних комплексах, які забезпечують управління технологічним процесом плазмового травлення в сучасній мікроелектронній технології.

1.5 Класифікація методів визначення часу плазмохімічних процесів та постановка задачі дослідження

На основі аналізу літературних джерел, розглянутих в попередніх підрозділах, можна зробити висновок, що найбільш перспективним методом визначення часу тривалості плазмохімічного травлення є метод емісійної спектроскопії, який має ту перевагу перед іншими методами визначення часу процесу плазмохімічного травлення, що забезпечує оперативне отримання інформації про процеси в газовому розряді, не роблячи на нього впливу, також вирізняється високою чутливістю та надійністю.

На рис. 1.11 подана уточнена класифікація існуючих методів визначення параметрів плазмохімічних процесів. Провідне місце в ній займає емісійно-спектральний метод, в якому в якості перетворювачів оптичного випромінювання використовуються оптичні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, що дає можливість вимірювати малі значення інтенсивності спектра власного випромінювання плазми за рахунок перетворення аналогового сигналу в частотний, і, отже, підвищити ефективність визначення часу плазмохімічних процесів.



Рисунок 1.11 – Класифікація методів визначення часу плазмохімічних процесів

Таким чином, метою роботи є розбудова теоретичних засад і методів створення частотних оптичних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором, сумісних з мікроелектронною технологією, принцип роботи яких заснований на функціональній залежності реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором від дії освітленості плазмового випромінювання.

Досягнення цієї мети створює основи для виготовлення конкурентно-спроможних зразків продукції. Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати такі задачі:

- створити теоретичні засади для побудови радіовимірювальних оптичних перетворювачів на основі функціональної залежності реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором від дії освітленості плазмового випромінювання;
- розробити математичні моделі радіовимірювальних оптичних перетворювачів;
- розробити методи побудови та конструкції радіовимірювальних оптичних перетворювачів, технологічні аспекти їх виготовлення;
- виконати експериментальну перевірку математичних моделей і дослідити властивості радіовимірювальних оптичних перетворювачів;
- здійснити метрологічне оцінювання похибок перетворення;
- розробити вимірювальний блок визначення часу травлення, що входить в систему управління плазмохімічним процесом.

Аналіз публікацій та патентів, що стосуються методів визначення часу плазмохімічного травлення, показує, що розробка радіовимірювальних оптичних перетворювачів з частотним виходом для технічної реалізації емісійно-спектрального методу визначення часу плазмохімічного травлення, які реалізують принцип перетворення «освітленість–частота–час травлення», є перспективним напрямком, оскільки в цьому випадку реалізуються високі економічні та метрологічні показники пристроїв та можлива технологічна сумісність з мікроелектронними пристроями обробки інформації. Використання від'ємного опору напівпровідникових приладів компенсує втрати енергії в коливальному контурі, що значно підвищує чутливість радіовимірювальних оптичних перетворювачів, а, отже, дозволяє використовувати їх при малих значеннях інтенсивності спектра власного випромінювання плазми, забезпечуючи, таким чином, високу достовірність визначення часу плазмохімічного процесу.

2 РОЗРОБКА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ОПТИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Одним із нових наукових напрямків створення радіовимірювальних оптичних перетворювачів є використання реактивних властивостей напівпровідникових елементів з від'ємним опором. Це дозволяє перетворювати освітленість в частотний вихідний сигнал, що забезпечує високу завадостійкість, а отже, і високу точність вимірювання освітленості. Окрім того, радіовимірювальні перетворювачі з частотним вихідним сигналом поєднують як простоту, так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність та завадостійкість, що характерні для перетворювачів з кодовим виходом. Вони володіють високою чутливістю до вимірюваних параметрів, малою масою, габаритами, інформаційною, конструктивною і технологічною сумісністю з мікроелектронними засобами обробки інформації, що забезпечує їх перевагу над існуючими оптичними сенсорами [108–111].

З метою вивчення властивостей радіовимірювальних 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 освітленості, режимів живлення, виконати експериментальні дослідження, які б підтвердили справедливність теоретичних положень. Ці питання і будуть розглянуті у розділі.

2.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фоторезистором

Визначення вольт-амперної характеристики оптичного перетворювача є необхідним для вибору робочої точки генератора, що обумовлює самозбудження і стійкість роботи автогенератора перетворювача.

На рис. 2.1 [46] показана схема оптичного частотного перетворювача з чутливим елементом – фоторезистором, яка складається з біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2, живлення яких здійснюють джерела напруги U1 та U2.

Максимальна спектральна чутливість фоторезистора відповідає довжині хвилі пропускання інтерференційного світлофільтра, що використовується для виділення інформативної смуги із загального спектра випромінювання плазми [112].

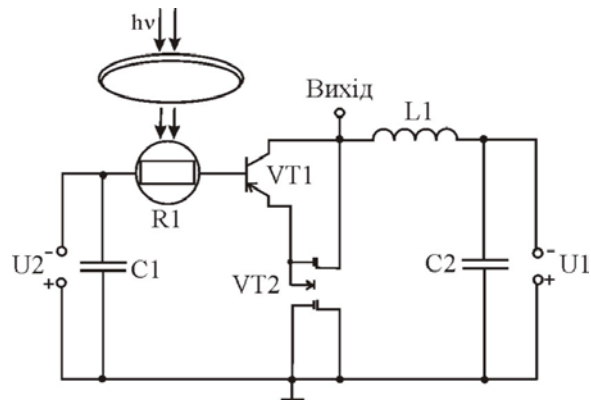


Рисунок 2.1 – Електрична схема перетворювача з фоторезистором

Для визначення вольт-амперної характеристики розглядається еквівалентна схема для постійного струму (рис. 2.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадній ділянці вольт-амперної характеристики, та обрати робочу точку на вольт-амперній характеристиці.

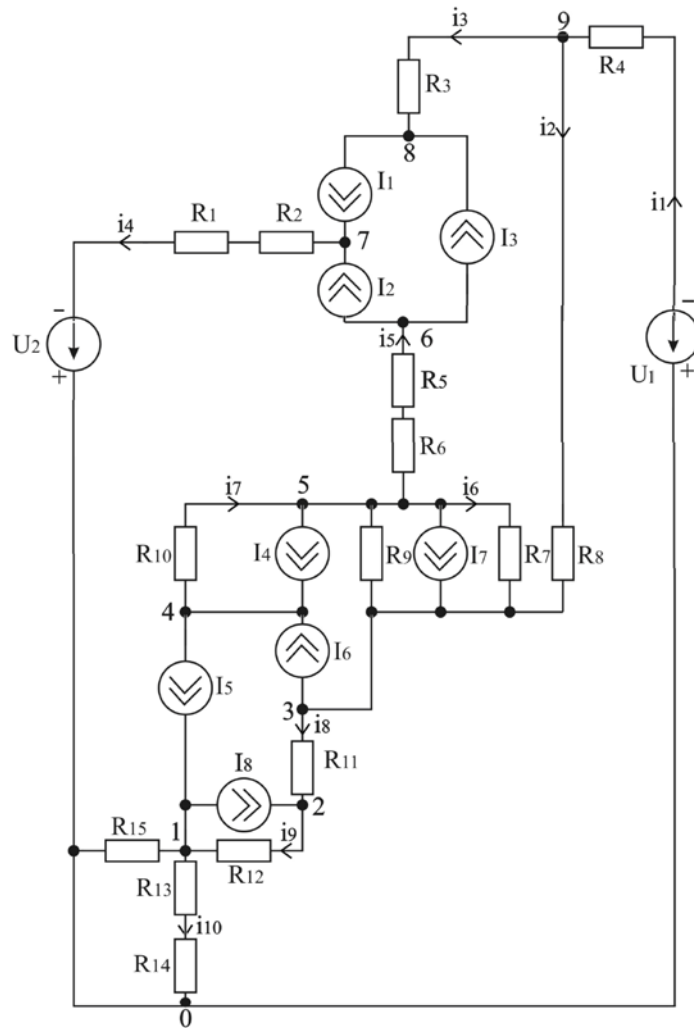


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема оптичного перетворювача з фоторезистором для постійного струму

В еквівалентній схемі використано такі умовні позначення: R_1 – опір фоторезистора; R_2 – опір бази транзистора VT1; R_3 – опір колектора транзистора VT1; R_4 – опір котушки індуктивності L1; R_5 – опір емітера транзистора VT1; R_6 – опір витоку транзистора VT2; R_7 – опір витік-перший затвор двозатворного транзистора VT2; R_8 – опір першого затвору транзистора VT2; R_9 , R_{11} та R_{12} – опори витоку-стоку двозатворного транзистора VT2; R_{10} – опір підкладки транзистора VT2; R_{13} – опір стік-другий затвор двозатворного транзистора VT2; R_{14} – омичний опір другого затвора двозатворного транзистора VT2; R_{15} – опір p-n переходу стоку транзистора VT2.

Струми біполярного транзистора I_1 , I_2 , I_3 визначаються за формулами [113]:

$$I_1 = I_{bc} / BR, I_2 = I_{be} / BF, I_3 = (I_2 - I_1) / K_{Qb}, \quad (2.1)$$

де BR – максимальний коефіцієнт підсилення струму в інверсному режимі; BF – максимальний коефіцієнт підсилення струму в нормальному режимі; K_{Qb} визначається за формулою [113]

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

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

де $K_{Q1} = 1 / (1 - U_{bc} / U_{AF} - U_{be} / U_{AR});$

$$K_{Q2} = I_{be} / I_{KF} + I_{bc} / I_{KR};$$

U_{AF} та U_{AR} – напруги 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} ; I_{be} та I_{bc} – струми база-емітер та база-колектор, які визначаються за формулами [114]

$$I_{be} = I_s (\exp(U_{be} / (NF * U_T)) - 1);$$

$$I_{bc} = I_s (\exp(U_{bc} / (NR * U_T)) - 1),$$

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

Об'ємний опір бази описується виразом

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

де

$$x = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2,4317 \sqrt{I_b / I_{Rb}}};$$

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 стік–витік $I_7 = I_8$ МДН-транзистора в лінійному режимі ($U_{ds} < (U_{gs} - U_{nop})$) визначаються за формулою [115]

$$I_7 = I_8 = \frac{\mu C_0 W}{L} \left((U_{gs} - U_{nop}) U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right), \quad (2.2)$$

де U_{ds} – напруга стік–витік; μ – рухливість носіїв заряду, U_{gs} – напруга затвор–витік; W – ширина каналу; L – довжина каналу.

Порогова напруга МДН-транзистора визначається за формулою [114]

$$U_{nop} = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_s}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{4\varepsilon_s q N_A \varphi_B},$$

де Q_s – питомий поверхневий заряд, Ф/м²; ε_s – відносна електрична проникність напівпровідника; N_A – концентрація домішок; C_0 – питома ємність оксиду.

Потенціал Фермі описується за формулою

$$\varphi_B = \pm kT / q \ln(N_A / n_i),$$

де n_i – концентрація носіїв заряду.

В режимі насичення при $U_{ds} \geq (U_{gs} - U_{nop})$ струм стік–витік визначається як [115]

$$I_7 = \frac{\mu C_0 W}{6L} \left((U_{gSat} + 2\phi_B)^2 + U_{gs} (U_{gSat} + 2\phi_B) - 12\phi_B (U_{gs} - \phi_B - \frac{4}{3} K \phi_B^{1/2}) \right),$$

де $K = (\varepsilon_S q N_A / C_0)^{1/2}$; U_{dSat} – напруга стік–витік в режимі насичення

$$U_{dSat} = U_{gs} - 2\phi_B + K^2 (1 - (1 + 2U_{gs} / K^2)^{1/2}).$$

Опір стік–витік R_{ds} в лінійній області визначається виразом [115]

$$R_{ds} = \frac{L}{W \mu C_0} (U_{gs} - U_{nop}),$$

а в області насичення

$$R_{ds} = \frac{12 \left[L (U_d - U_{dSat})^{1/2} - 2 (\varepsilon_S / q N_A)^{1/2} (U_d - U_{dSat}) \right]}{W \mu C_0 (2 \varepsilon_S / q N_A)^{1/2}} \times \\ \times \frac{1}{(U_{dSat} + 2\phi_B)^2 + U_{gs} (U_{dSat} + 2\phi_B) - 12\phi_B (U_{gs} - \phi_B - 4 / 3 K \phi_B^{1/2})},$$

де U_d – напруга на стокові.

Струми підкладка–витік I_6 та I_5 та струм підкладка–стік I_4 визначаються за формулами [115]

$$I_4 = I_S (\exp(U_{pd} / (N_D U_{nop})) - 1), \quad (2.3)$$

$$I_5 = I_6 = I_S (\exp(U_{ps} / (N_S U_{nop})) - 1), \quad (2.4)$$

де U_{ps} – напруга підкладка–витік; U_{pd} – напруга підкладка–стік; N_D та N_S – коефіцієнти неідеальності переходів підкладка–стік та підкладка–витік відповідно.

Для еквівалентної схеми (див. рис. 2.2), використавши метод вузлових потенціалів, який є найбільш пристосованим для виконання обчислень за допомогою ЕОМ [116], та прийнявши вузол 0 в якості базису, система рівнянь Кірхгофа має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} I_8 - I_5 = -\varphi_1(y_9 + y_{10}) + \varphi_2 y_9; \\ -I_8 = \varphi_1 y_9 - \varphi_2(y_9 + y_8) + \varphi_3 y_8; \\ I_6 - I_7 = \varphi_2 y_8 - \varphi_3(y_8 + y_6 + y_2) + \varphi_5 y_6 + \varphi_9 y_2; \\ -I_4 + I_5 - I_6 = -\varphi_4 y_7 + \varphi_5 y_7; \\ I_4 + I_7 = \varphi_3 y_6 + \varphi_4 y_7 - \varphi_5(y_5 + y_6 + y_7) + \varphi_6 y_5; \\ I_2 + I_3 = \varphi_5 y_5 - \varphi_6 y_5; \\ -(I_1 + I_2) + U_2 y_4 = -\varphi_7 y_4; \\ I_1 - I_3 = -\varphi_8 y_3 + \varphi_9 y_3; \\ U_1 y_1 = \varphi_3 y_2 + \varphi_8 y_3 - \varphi_9(y_3 + y_2 + y_1). \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Провідності гілок еквівалентної схеми (див. рис. 2.2) визначаються як

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/R_L; \quad y_2 = 1/R_8; \quad y_3 = 1/R_3; \quad y_4 = 1/(R_1 + R_2); \\ y_5 &= 1/(R_5 + R_6); \quad y_6 = (R_9 + R_7)/(R_9 R_7); \\ y_7 &= 1/R_{10}; \quad y_8 = 1/R_{11}; \quad y_9 = 1/R_{12}; \\ y_{10} &= (R_{13} + R_{14} + R_{15})/((R_{13} + R_{14})R_{15}). \end{aligned}$$

Для спрощення запису системи використано такі позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= I_5 - I_8; \quad A_2 = -I_8; \quad A_3 = I_6 - I_7; \quad A_4 = -I_4 + I_5 - I_6; \quad A_5 = I_4 + I_7; \\ A_6 &= I_2 + I_3; \quad A_7 = -I_1 - I_2 - U_1 y_4; \quad A_8 = I_1 - I_3; \quad A_9 = U_1 y_1. \end{aligned}$$

З врахуванням позначень, система рівнянь (2.5) буде мати вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = -\phi_1(y_9 + y_{10}) + \phi_2 y_9; \\ A_2 = \phi_1 y_9 - \phi_2(y_8 + y_9) + \phi_3 y_8; \\ A_3 = \phi_2 y_8 - \phi_3(y_2 + y_6 + y_8) + \phi_5 y_6 + \phi_9 y_2; \\ A_4 = -\phi_4 y_7 + \phi_5 y_7; \\ A_5 = \phi_3 y_6 + \phi_4 y_7 - \phi_5(y_5 + y_6 + y_7) + \phi_6 y_5; \\ A_6 = \phi_5 y_5 - \phi_6 y_5; \\ A_7 = -\phi_7 y_4; \\ A_8 = -\phi_8 y_3 + \phi_9 y_3; \\ A_9 = \phi_3 y_2 + \phi_8 y_3 - \phi_9(y_3 + y_2 + y_1). \end{array} \right. \quad (2.6)$$

З восьмого рівняння системи рівнянь (2.6) знайдемо φ_8 :

$$\varphi_8 = \varphi_9 - A_8 / y_3. \quad (2.7)$$

З урахуванням рівняння (2.7) з дев'ятого рівняння системи рівнянь (2.6) визначимо φ_3 :

$$\varphi_3 = A_9 / y_2 + A_8 y_3 / y_2 - \varphi_9 y_3 / y_2 + \varphi_9 (y_1 + y_2 + y_3) / y_2. \quad (2.8)$$

З четвертого рівняння системи рівнянь (2.6) знайдемо φ_4 :

$$\varphi_4 = \varphi_5 - A_4 / y_7. \quad (2.9)$$

З шостого рівняння системи рівнянь (2.6) знайдемо φ_6 :

$$\varphi_6 = (\varphi_5 y_5 - A_6) / y_6. \quad (2.10)$$

Підставивши (2.8), (2.9) та (2.10) в п'яте рівняння системи рівнянь (2.6), знайдемо φ_5 :

$$\varphi_5 = \varphi_9 \frac{(y_1 + y_2 + y_3) y_6}{B_1 y_2} - \varphi_9 \frac{y_3 y_6}{B_1 y_2} - \frac{A_5}{B_1} + \frac{A_9 y_6}{B_1 y_2} + \frac{A_8 y_3 y_6}{B_1 y_2} - \frac{A_4}{B_1} - \frac{A_6 y_5 y_6}{B_1}, \quad (2.11)$$

де
$$B_1 = y_5 + y_6 - y_5^2 / y_6.$$

З першого рівняння системи рівнянь (2.6) знайдемо φ_1 :

$$\varphi_1 = \varphi_2 y_9 / (y_9 + y_{10}) - A_1 / (y_9 + y_{10}). \quad (2.12)$$

З урахуванням (2.8) та (2.12) з другого рівняння системи рівнянь (2.6) знайдемо φ_2 :

$$\varphi_2 = \varphi_9 \frac{(y_1 + y_2 + y_3) y_8}{y_2} - \varphi_9 \frac{y_3 y_8}{B_2 y_2} - \frac{A_2}{B_2} - \frac{A_1 y_9}{B_2 (y_9 + y_{10})} + \frac{A_9 y_8}{B_2 y_2} + \frac{A_8 y_3 y_8}{B_2 y_2}, \quad (2.13)$$

де
$$B_2 = y_8 + y_9 - y_9^2 / (y_9 + y_{10}).$$

Підставимо (2.8), (2.11) та (2.13) в третє рівняння системи рівнянь (2.6) та знайдемо φ_9 :

$$\phi_9 = -\frac{A_3}{C_1} - \frac{A_8 y_2}{C_1 B_2} - \frac{A_1 y_8 y_9}{C_1 B_2 (y_9 + Y_{10})} + \frac{A_9 y_8^2}{C_1 B_2 y_2} + \frac{A_8 y_8^2 y_3}{C_1 B_2 y_2} - \frac{A_9 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} - \frac{A_8 y_3 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} - \frac{A_5 y_6}{C_1 B_1} + \frac{A_9 y_6^2}{C_1 B_1 y_2} + \frac{A_8 y_6^2 y_3}{C_1 B_1 y_2} - \frac{A_4 y_6}{C_1 B_1} - \frac{A_6 y_6^2 y_5}{C_1 B_1}, \quad (2.14)$$

де

$$C_1 = -\frac{y_8^2 (y_1 + y_2 + y_3)}{y_2} + \frac{y_8^2 y_3}{B_2 y_2} - \frac{y_3 (y_2 + y_6 + y_8)}{y_2} + \frac{(y_1 + y_2 + y_3)(y_2 + y_6 + y_8)}{y_2} - \frac{y_6^2 (y_1 + y_2 + y_3)}{B_1 y_2} + \frac{y_6^2 y_3}{B_1 y_2} - y_2.$$

Струм, який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми, визначається як

$$i_{вих} = i_1 = (-U_1 - \phi_9) y_1.$$

Підставивши в останнє рівняння значення ϕ_9 з рівняння (2.14), отримаємо аналітичний вираз для вольт-амперної характеристики оптичного перетворювача:

$$i_{вих} = -U_1 y_1 + \frac{A_3 y_1}{C_1} + \frac{A_8 y_2 y_1}{C_1 B_2} + \frac{A_1 y_8 y_9 y_1}{C_1 B_2 (y_9 + y_{10})} - \frac{A_9 y_8^2 y_1}{C_1 B_2 y_2} - \frac{A_8 y_8^2 y_3 y_1}{C_1 B_2 y_2} + \frac{A_9 y_1 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} + \frac{A_8 y_3 y_1 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} + \frac{A_5 y_6 y_1}{C_1 B_1} - \frac{A_9 y_6^2 y_1}{C_1 B_1 y_2} - \frac{A_8 y_6^2 y_3 y_1}{C_1 B_1 y_2} + \frac{A_4 y_6 y_1}{C_1 B_1} + \frac{A_6 y_6^2 y_5 y_1}{C_1 B_1}. \quad (2.15)$$

Згідно з виразом (2.15) розраховано вольт-амперну характеристику частотного оптичного перетворювача. На рис. 2.3 показані теоретичні та експериментальні вольт-амперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярного та МДН-транзисторів КТ363А та КП327, і фоторезистора ФПФ-7А.

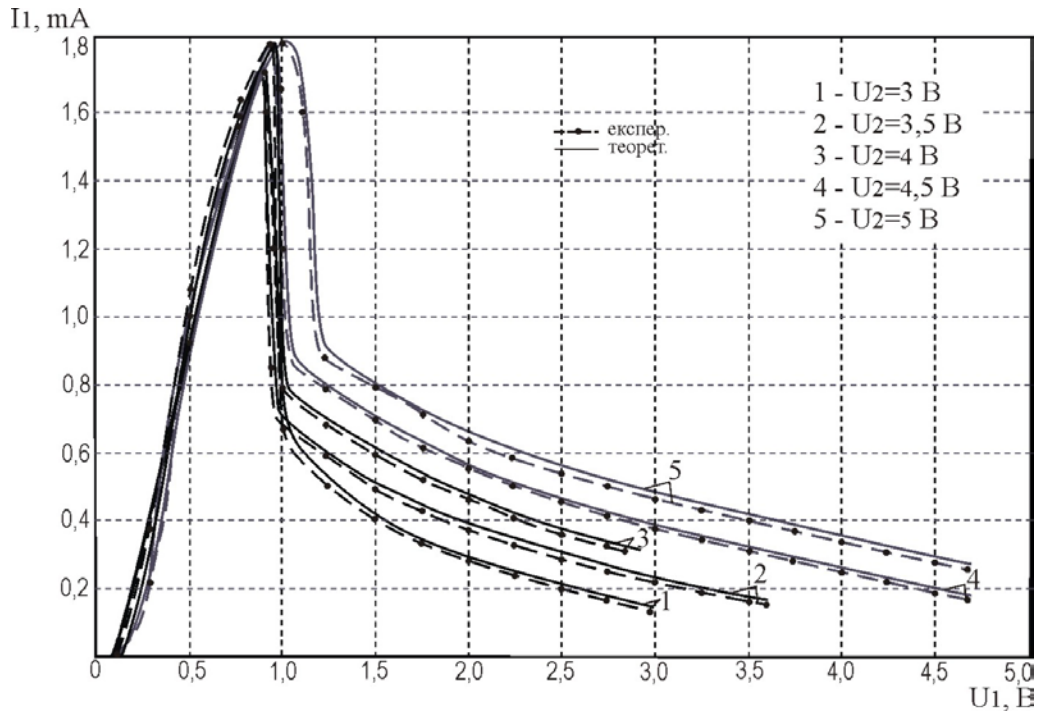


Рисунок 2.3 – Теоретичні та експериментальні ВАХ оптичного частотного перетворювача з фоторезистором

З графіка (див. рис. 2.3) видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від’ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 3$ В ділянка від’ємного опору по U_1 лежить в межах 0,8...3 В, а при $U_2 = 5$ В – в межах 1...4,7 В.

Експериментальна установка, що використовувалась для проведення досліджень, показана на рис. 2.4. Під час проведення експерименту використовувались джерела постійної напруги (ДПН) типу ВИП009, міліамперметр типу В7-35, вольтметр типу В7-35.



Рисунок 2.4 – Блок-схема виміральної установки

Вольт-амперні характеристики автогенератора перетворювача, показаного на рис. 2.1, отримані шляхом моделювання перетворювача (рис. 2.5) в програмному пакеті OrCAD Capture 16.0, показані на рис. 2.6.

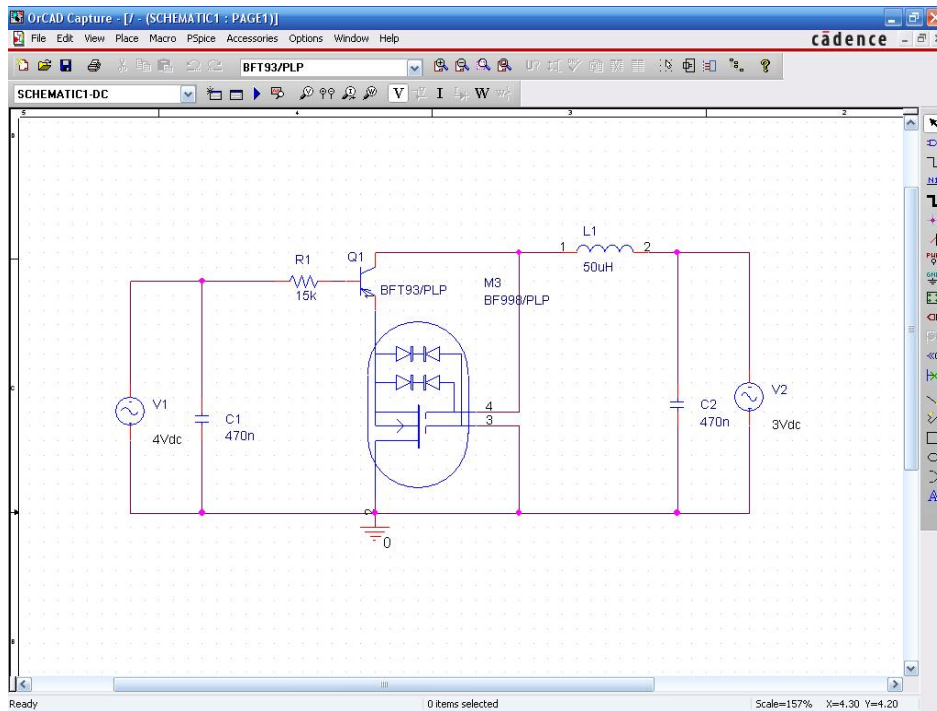


Рисунок 2.5 – Схема частотного генератора на основі біполярного та МДН-транзисторів, реалізована в програмному пакеті OrCAD Capture 16.0

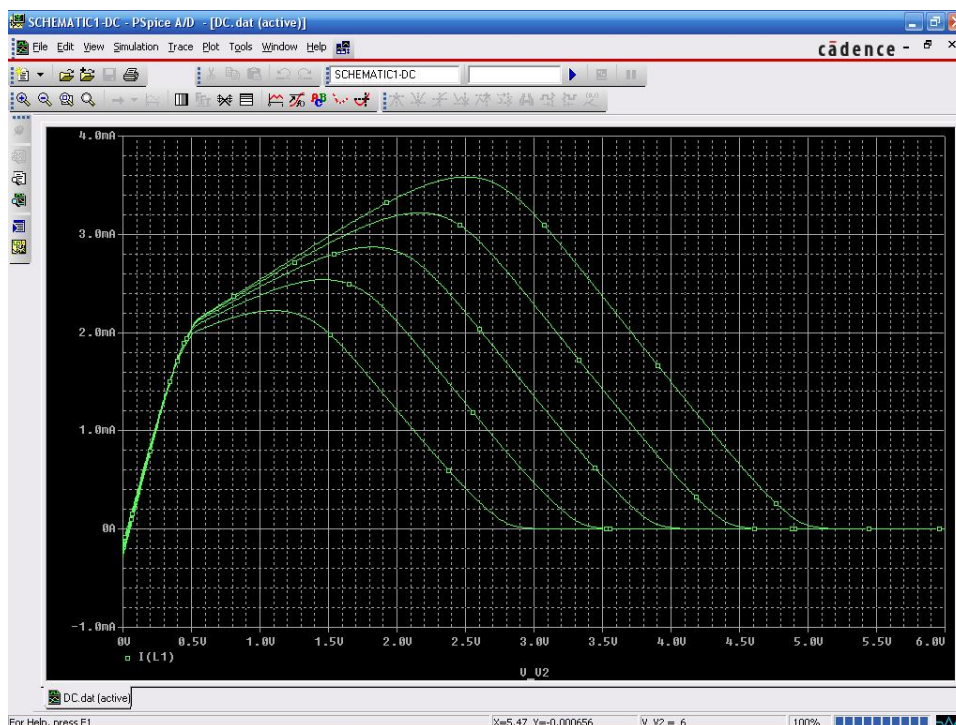


Рисунок 2.6 – Статичні вольт-амперні характеристики генератора на основі біполярного та МДН-транзисторів для напруг керування $U_2 = 3 \dots 5$ В

2.2 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фоторезистором

Для виявлення властивостей частотного оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору структури від освітленості, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості оптичного перетворювача. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного та МДН-транзистора, які складають оптичний перетворювач (рис. 2.7).

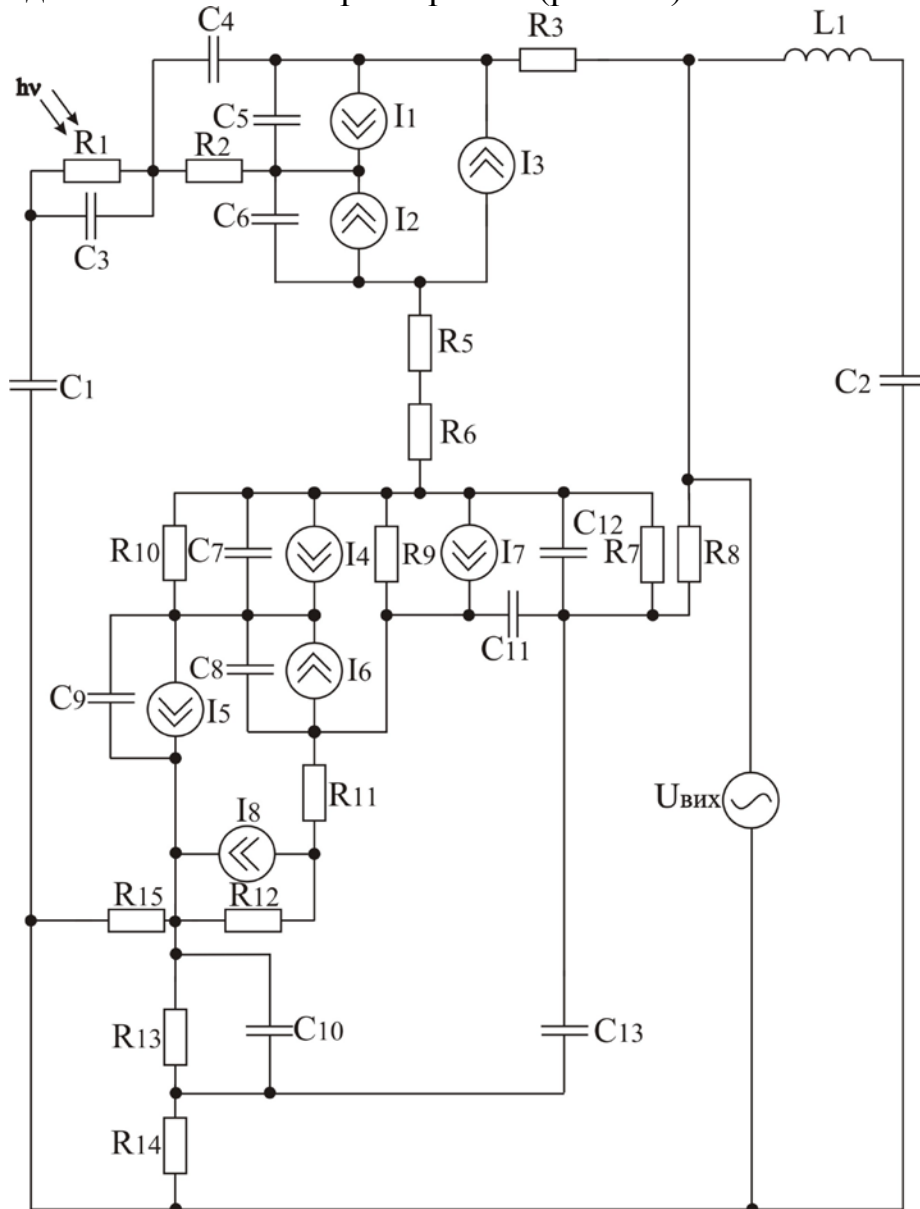


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фоторезистором

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу оптичного перетворювача (див. рис. 2.1), на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 2.7, необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор-стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2. Для зручності розрахунків на рис. 2.8 зображена перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача.

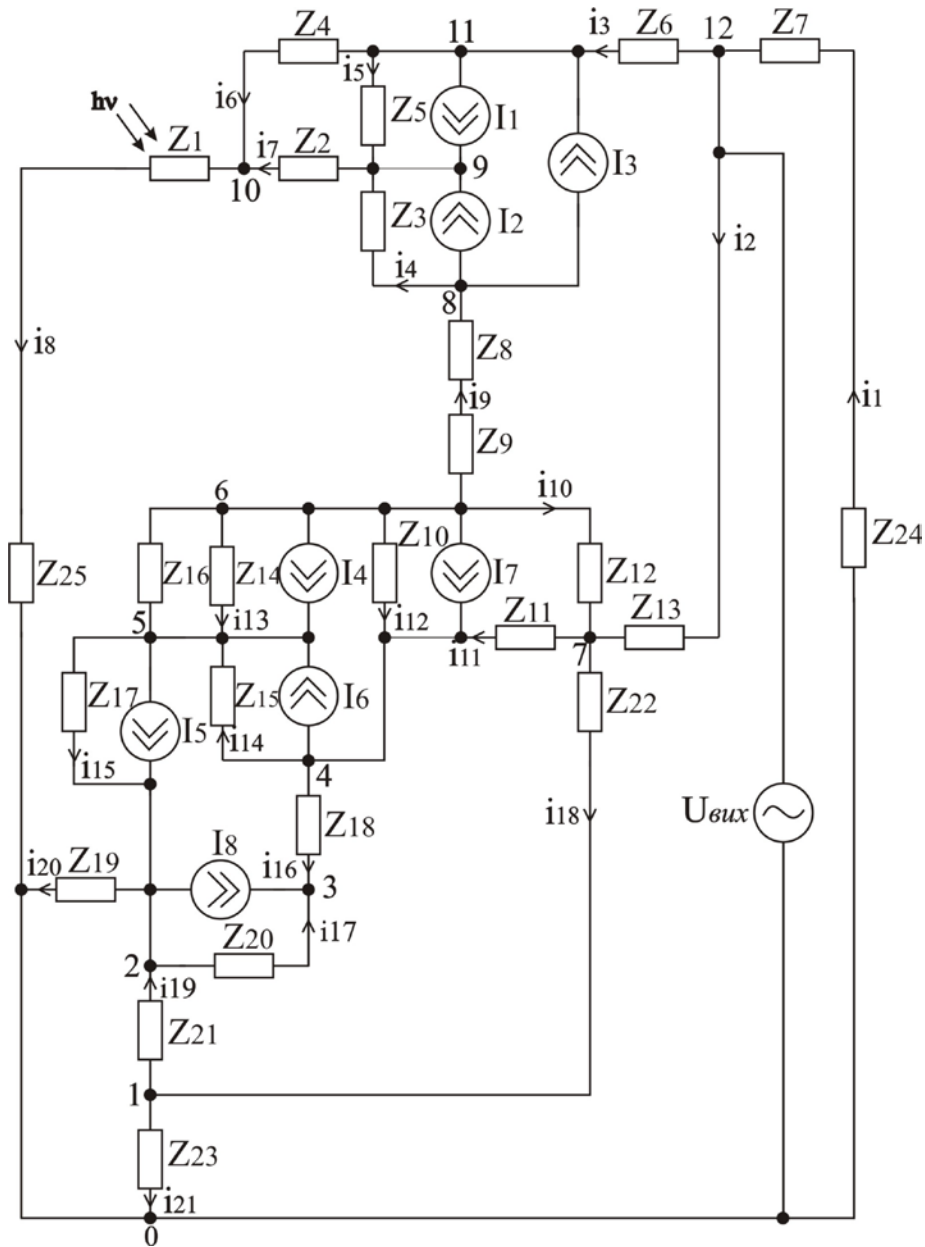


Рисунок 2.8 – Перетворена еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фоторезистором

Як показано у розділі 2.1, вольт-амперна характеристика має ділянку від’ємного опору, що дозволяє компенсувати в коливальному контурі, який утворений еквівалентною ємністю на електродах колек-

тор-стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2 та зовнішньою індуктивністю. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини освітленості випромінювання. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (див. рис. 2.8), прийнявши вузол 0 як базисний, має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = -\phi_1(y_{18} + y_{19} - y_{21}) - \phi_2 y_{19} + \phi_7 y_{18}; \\ I_8 - I_5 = \phi_1 y_{19} - \phi_2(y_{19} + y_{20} + y_{17} + y_{15}) + \phi_3 y_{17} + \phi_5 y_{15}; \\ -I_8 = \phi_2 y_{17} + \phi_3(y_{16} - y_{17}) + \phi_4 y_{16}; \\ I_6 - I_1 = \phi_2 y_{16} - \phi_4(y_{16} + y_{14} + y_{12} + y_{11}) + \phi_5 y_{14} + \phi_6 y_{12} + \phi_7 y_{11}; \\ I_5 - I_4 - I_6 = \phi_2 y_{15} + \phi_4 y_{14} - \phi_5(y_{15} - y_{13} - y_{14}) + \phi_6 y_{13}; \\ I_4 + I_8 = \phi_4 y_{12} + \phi_5 y_{13} - \phi_6(y_{13} + y_{12} + y_{10} + y_9) + \phi_7 y_{13} + \phi_8 y_9; \\ 0 = \phi_1 y_{18} + \phi_4 y_{11} + \phi_6 y_{13} - \phi_7(y_{10} + y_{11} + y_2 + y_{18}) + U_{\text{aux}} y_2 \\ I_2 + I_3 = \phi_6 y_9 - \phi_8(y_9 + y_4) + \phi_9 y_4; \\ -(I_2 + I_1) = \phi_8 y_4 - \phi_9(y_4 + y_7 + y_5) + \phi_{11} y_5 + \phi_{10} y_7; \\ 0 = \phi_9 y_7 + \phi_{11} y_6 - \phi_{10}(y_8 + y_7 + y_6); \\ I_1 - I_3 - U_{\text{aux}} y_3 = \phi_9 y_5 - \phi_{11}(y_6 + y_5 + y_3) + \phi_{10} y_6; \\ U_{\text{aux}}(y_3 + y_2 + y_1) = \phi_7 y_2 + \phi_{11} y_3, \end{array} \right. \quad (2.16)$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/(Z_{24} + Z_7); \quad y_2 = 1/Z_{13}; \quad y_3 = 1/Z_6; \quad y_4 = 1/Z_3; \quad y_5 = 1/Z_5; \\ y_6 &= 1/Z_4; \quad y_7 = 1/Z_2; \quad y_8 = 1/(Z_{25} + Z_1); \quad y_9 = 1/(Z_8 + Z_9); \\ y_{10} &= 1/Z_{12}; \quad y_{11} = 1/Z_{11}; \quad y_{12} = 1/Z_{10}; \quad y_{13} = (Z_{16} + Z_{14})/(Z_{16} Z_{14}); \\ y_{14} &= 1/Z_{15}; \quad y_{15} = 1/Z_{17}; \quad y_{16} = 1/Z_{18}; \quad y_{17} = 1/Z_{20}; \quad y_{18} = 1/Z_{22}; \\ y_{19} &= 1/Z_{21}; \quad y_{20} = 1/Z_{19}; \quad y_{21} = 1/Z_{23}, \end{aligned}$$

$$\text{де } Z_1 = \frac{R_1}{1 + \omega^2 R_1^2 C_3^2} - j \frac{R_1^2 \omega C_3}{1 + \omega^2 R_1^2 C_3^2}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = -\frac{j}{\omega C_6}; \quad Z_4 = -\frac{j}{\omega C_4};$$

$$Z_5 = -\frac{j}{\omega C_5}; \quad Z_6 = R_3; \quad Z_7 = j\omega L_1; \quad Z_8 = R_5; \quad Z_9 = R_6; \quad Z_{10} = R_9;$$

$$Z_{11} = -\frac{j}{\omega C_{11}}; \quad Z_{12} = \frac{R_7}{1 + \omega^2 R_7^2 C_{12}^2} - j \frac{R_7^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 R_7^2 C_{12}^2}; \quad Z_{13} = R_8;$$

$$Z_{14} = -\frac{j}{\omega C_7}; Z_{15} = -\frac{j}{\omega C_8}; Z_{16} = R_{10}; Z_{17} = -\frac{j}{\omega C_9}; Z_{18} = R_{11};$$

$$Z_{19} = R_{15}; Z_{20} = R_{12}; Z_{21} = \frac{R_{13}}{1 + \omega^2 R_{13}^2 C_{10}^2} - j \frac{R_{13}^2 \omega C_{10}}{1 + \omega^2 R_{13}^2 C_{10}^2};$$

$$Z_{22} = -\frac{j}{\omega C_{13}}; Z_{23} = R_{14}; Z_{24} = -\frac{j}{\omega C_2}; Z_{25} = -\frac{j}{\omega C_1},$$

де R_1 – опір фоторезистора; R_2, R_3, R_5 – об’ємний опір бази, колектора і емітера біполярного транзистора VT1 відповідно; R_6, R_{15}, R_8 та R_{14} – об’ємні опори витоку, стоку та першого і другого затворів двозатворного МДН-транзистора VT2 відповідно; R_7 – об’ємний опір затвор-витік МДН-транзистора VT2; R_8 – об’ємний опір затвору МДН-транзистора VT2; R_9, R_{11} та R_{12} – об’ємні опори стік-витік МДН-транзистора VT2 відповідно; R_{10} – опір підкладки МДН-транзистора VT2; R_{13} – опір затвор-стік МДН-транзистора VT2; R_{15} – опір р-п переходу стоку МДН-транзистора VT2; C_1 – ємність конденсатора C_1 ; C_2 – ємність конденсатора C_2 ; C_3 – ємність фоторезистора R_1 ; C_4 – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярного транзистора VT1; C_5, C_6 – ємності переходу база-колектор та база-емітер транзистора VT1 відповідно; C_7 – ємність підкладка-витік МДН-транзистора VT2; C_8 та C_9 – ємності підкладка-стік МДН-транзистора VT2 відповідно; C_{10} та C_{12} – ємності затвор-стік МДН-транзистора VT2 відповідно; C_{11} – ємність затвор-стік МДН-транзистора VT2; C_{13} – ємність між першим і другим затвором МДН-транзистора VT2; L_1 – зовнішня індуктивність.

На основі системи рівнянь (2.16) за допомогою програмного пакету Matlab 6.5. розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від інтенсивності падаючого світла (довжина хвилі дорівнює 520 нм) показані на рис. 2.9 та 2.10.

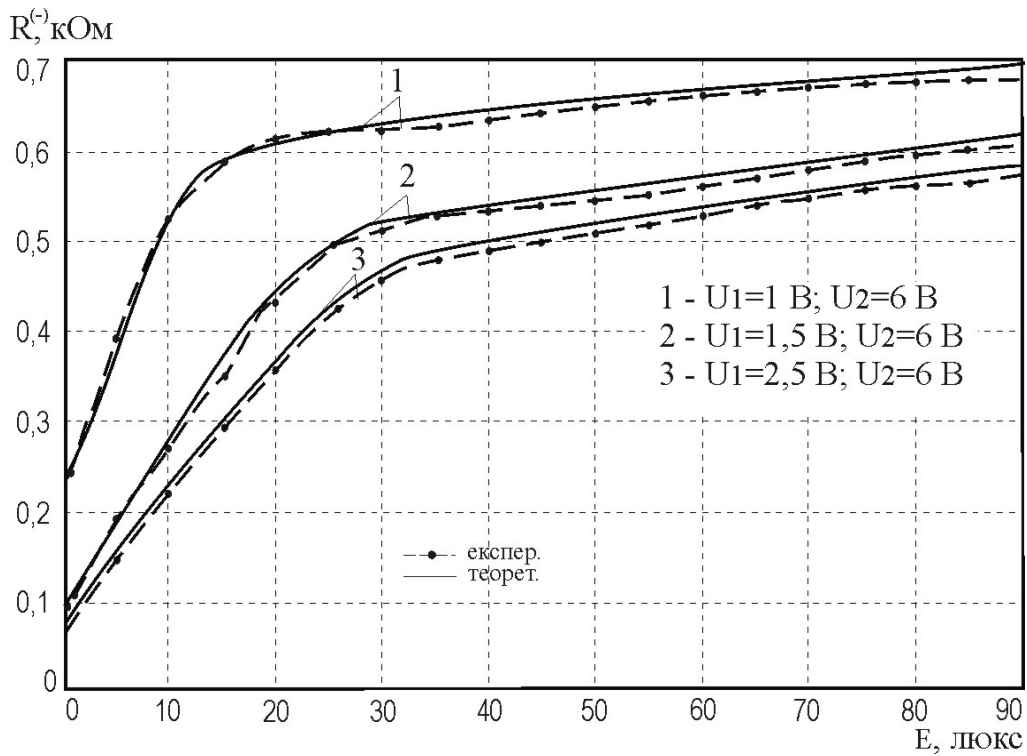


Рисунок 2.9 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм)

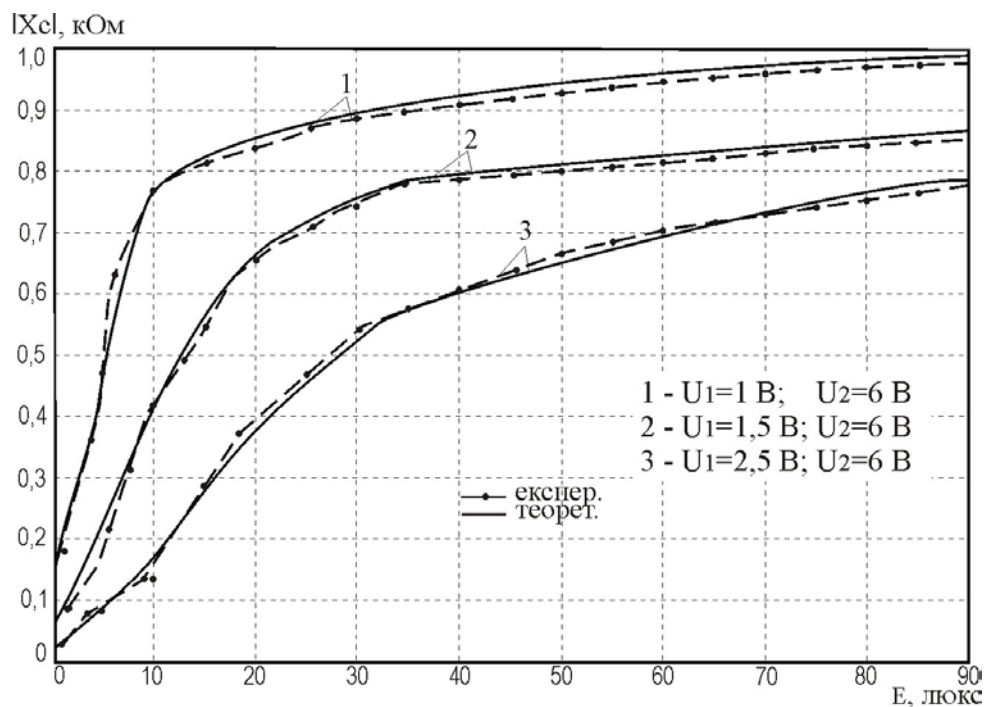


Рисунок 2.10 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм)

З рис. 2.9 та 2.10 видно, що зі збільшенням освітленості активна і реактивна складові повного опору збільшуються.

Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення U_1 оптичного перетворювача з фоторезистором подані на рис. 2.11 та рис.2.12.

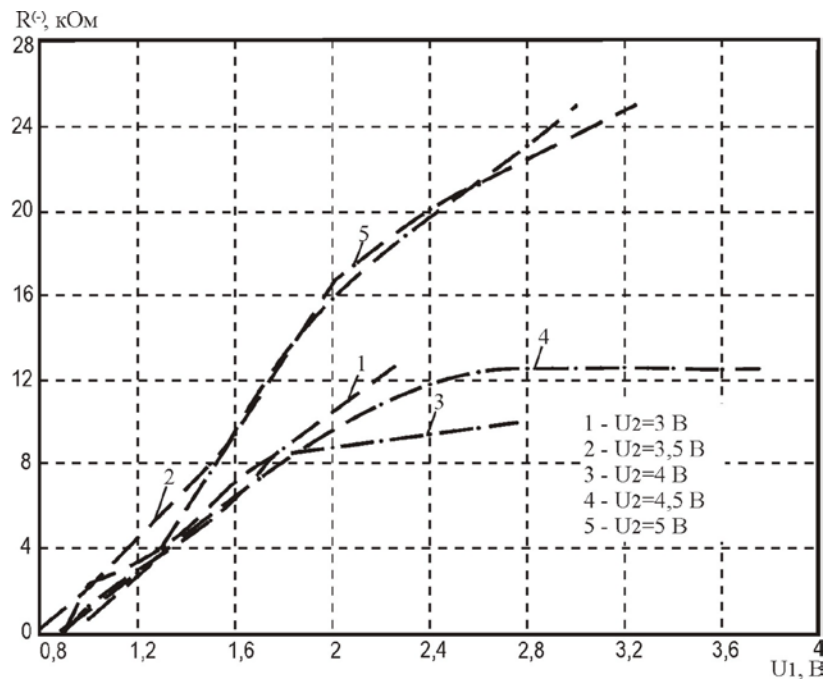


Рисунок 2.11 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

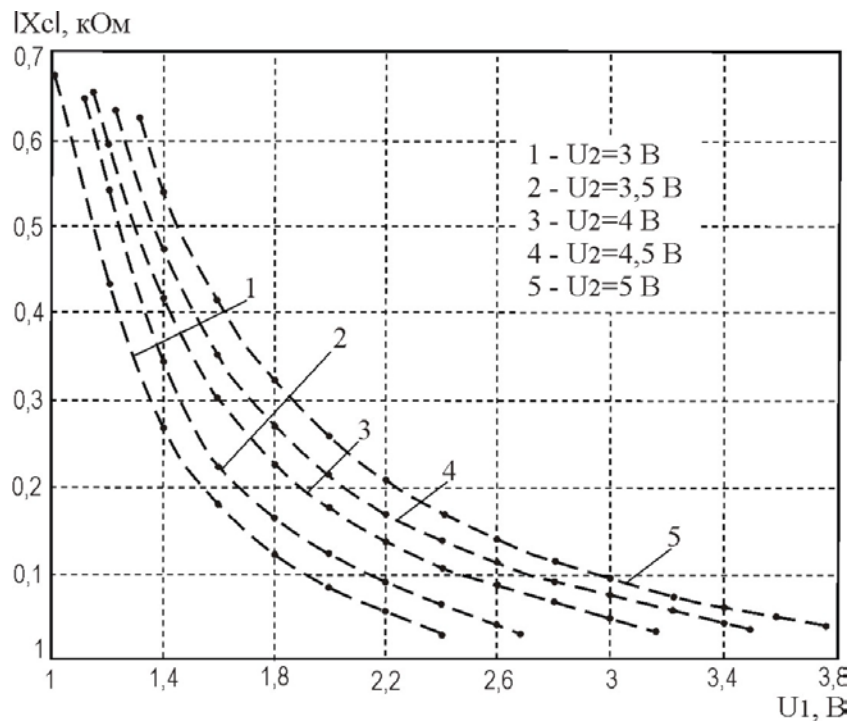


Рисунок 2.12 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

На рис. 2.13 та 2.14 подані експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фоторезистором від напруги живлення U_1 та напруги керування U_2 відповідно.

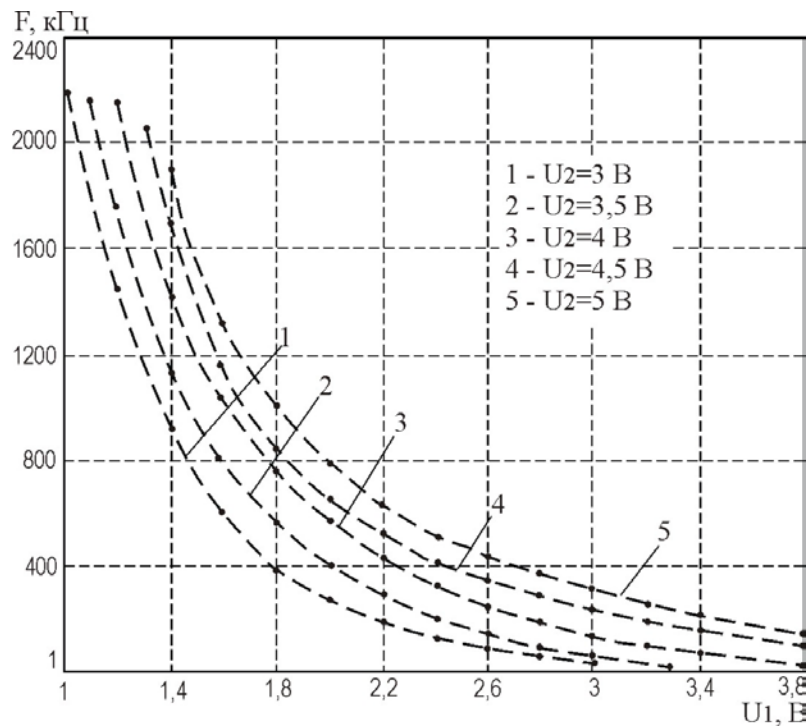


Рисунок 2.13 – Експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від напруги живлення

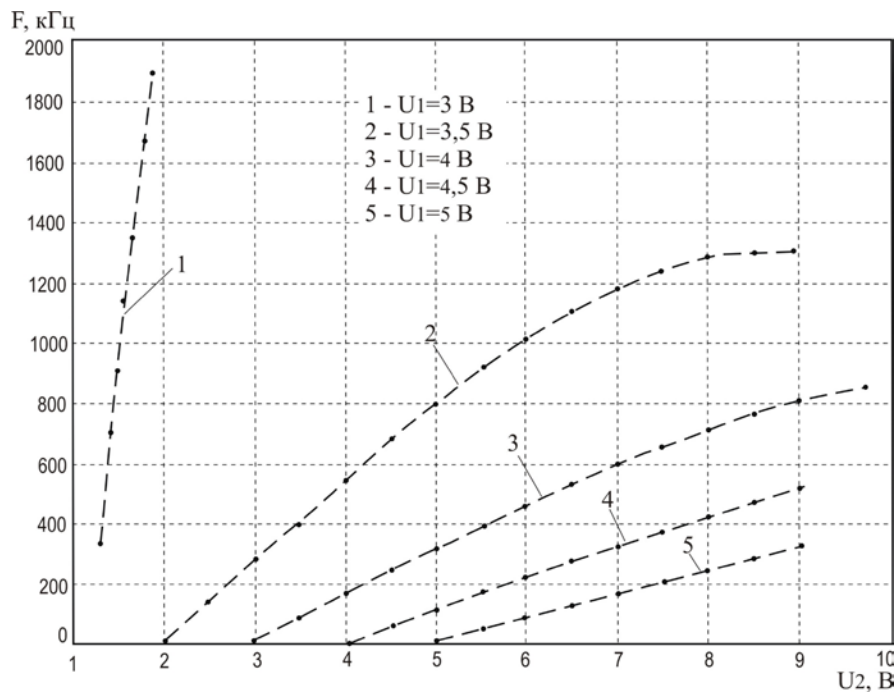


Рисунок 2.14 – Експериментальні частоти генерації оптичного перетворювача від напруги керування

З рис. 2.13 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 5 В. З рис. 2.14 видно, що в діапазоні напруги живлення від 3 до 5 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні. На рис. 2.15 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни освітленості.

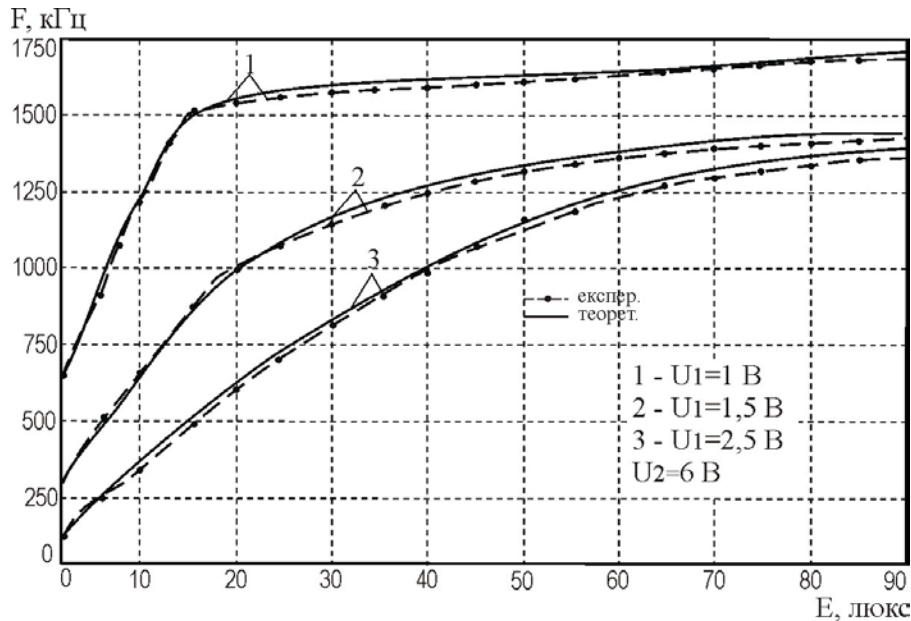


Рисунок 2.15 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фоторезистором від зміни величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

Як видно з рис. 2.15, частота генерації збільшується із збільшенням освітленості, а на ділянці від 1 до 40 люкс спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни освітленості, також з рис. 2.15 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

Залежність частоти генерації від освітленості оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 2.6) на основі теорії стійкості Ляпунова. Функція перетворення оптичного перетворювача з фоторезистором описується виразом (2.17)

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_1 C_4 (-L_1 C_4 + R_1^2(E) C_3^2 + R_1^2(E) C_3 C_4 + A)}}{L_1 C_3 C_4 R_1(E)}, \quad (2.17)$$

де

$$A = \sqrt{L_1^2 C_4^2 + 2L_1 C_3^2 C_4 R_1^2(E) - 2L_1 C_4^2 C_3 R_1^2(E) + R_1^4(E) C_3^4 + D + R_1^4(E) C_3^2 C_4^2};$$

$$B = 2L_1C_4^2C_3R_1^2(E);$$

$$D = 2R_1^4(E)C_3^3C_4.$$

На основі (2.17) визначена чутливість оптичного частотного перетворювача з фоторезистором:

$$\begin{aligned} S_E^F = & \frac{1}{4}\sqrt{2}\left(2R_1(E)C_3^2\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) + 2R_1(E)C_3C_4\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) + \right. \\ & + \left(\frac{1}{2}\left(4L_1R_1(E)C_4C_3^2\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) - 4L_1R_1(E)C_4^2C_3\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) + \right. \right. \\ & + 4R_1^3(E)C_3^4\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) + 8R_1^3(E)C_3^3C_4\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right) + \left. \left. \right. \right. \quad (2.18) \\ & + 4R_1^3(E)C_3^2C_4^2\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right)\left.\right)/\sqrt{D_1}\left.\right)/\left(\sqrt{-L_1C_4(D_2 + \sqrt{D_1})}\right) - \frac{1}{2}\sqrt{2} \times \\ & \times \sqrt{L_1C_4(D_2 + \sqrt{D_1})}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_1(E)\right)/\left(L_1C_4C_3R_1^2(E)\right), \end{aligned}$$

де

$$D_1 = L_1^2C_4^2 + 2L_1C_4C_3^2R_1^2(E) - 2L_1C_4^2C_3R_1^2(E) + R_1^4(E)C_3^4 + 2R_1^4(E)C_3^3C_4 + R_1^4(E)C_3^2C_4^2;$$

$$D_2 = -L_1C_4 + R_1^2(E)C_3^2 + R_1^2(E)C_4C_3.$$

Графік залежності чутливості від величини освітленості показаний на рис. 2.16.

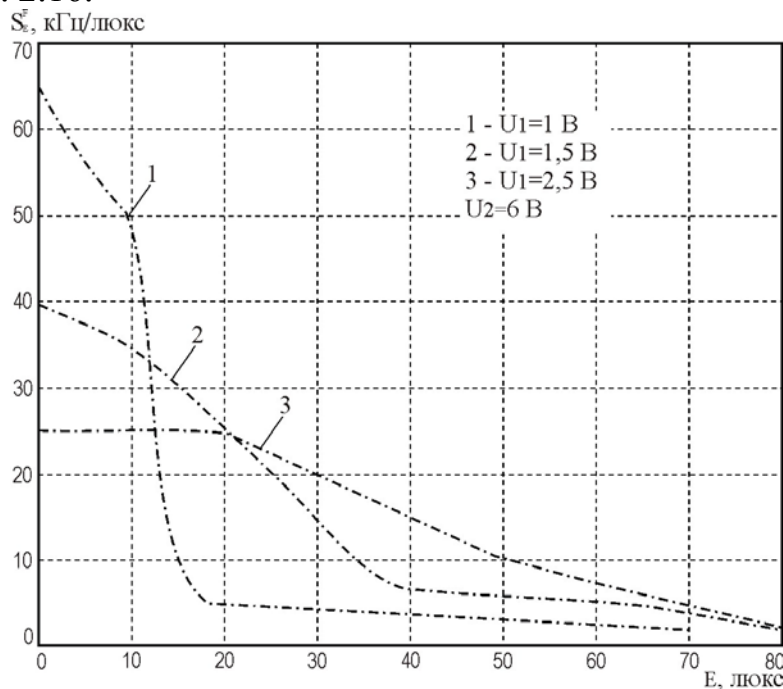


Рисунок 2.16 – Залежність чутливості оптичного перетворювача з фоторезистором від величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

З рис. 2.16 видно, що максимальну чутливість оптичний перетворювач з фоторезистором має при напрузі живлення 1 В та напрузі керування 6 В. Із зміною освітленості від 3 до 17 люкс чутливість змінюється від 64 до 5 кГц/люкс.

Визначимо адекватність розробленої моделі в порівнянні з експериментом [117]

$$\delta_m = \frac{x_M - x_e}{x_e} \cdot 100 \%, \quad (2.19)$$

де x_M – поточне значення параметра моделі; x_e – поточне експериментальне значення параметра.

На рис. 2.17 показана залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень від величини освітленості.

З графіка (рис. 2.17) видно, що розбіжність експериментальних та теоретичних даних становить $\pm 5 \%$.

Залежності частоти генерації оптичного частотного перетворювача від впливу температури наведені на рис. 2.18. Із збільшенням температури частота генерації збільшується. Оптимальною напругою керування є величина 3 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 80 °С.

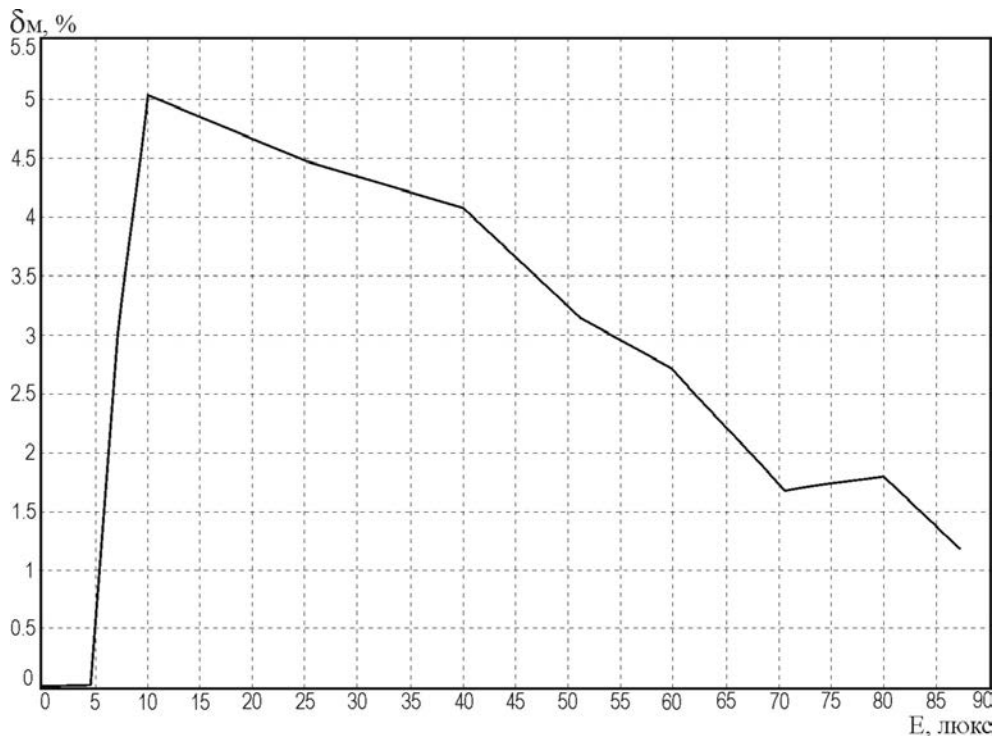


Рисунок 2.17 – Залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень від величини освітленості

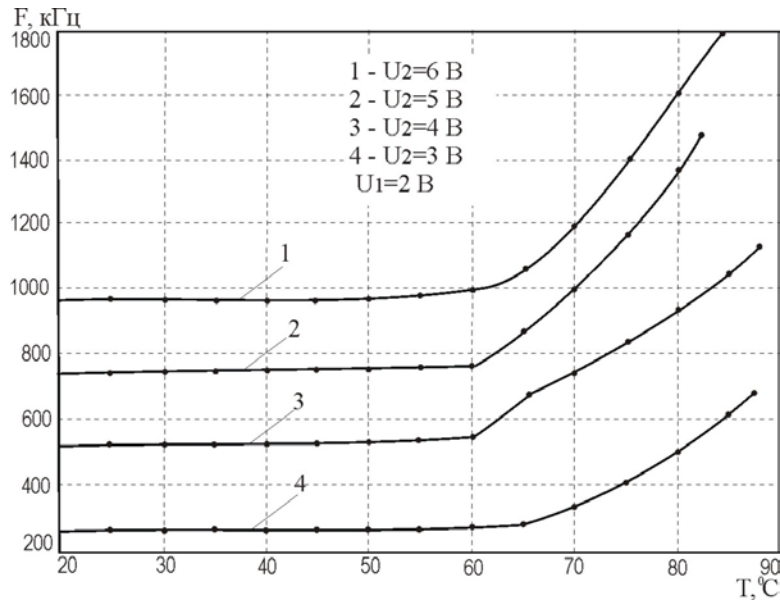


Рисунок 2.18 – Залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни температури

2.3 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фототранзистором

Подальше розширення робочого діапазону, підвищення чутливості і надійності роботи фоточутливого перетворювача можливо реалізувати на основі перетворювача, схема якого показана на рис. 2.19 [48].

Конструктивно оптичний перетворювач складається з біполярного та МДН-транзисторів і біполярного фототранзистора, який виконує роль фоточутливого елемента, має істотно більшу інтегральну чутливість, ніж фотодіод, та ширший частотний діапазон, ніж у фоторезистора [118]. Електрична схема приладу подана на рис. 2.19.

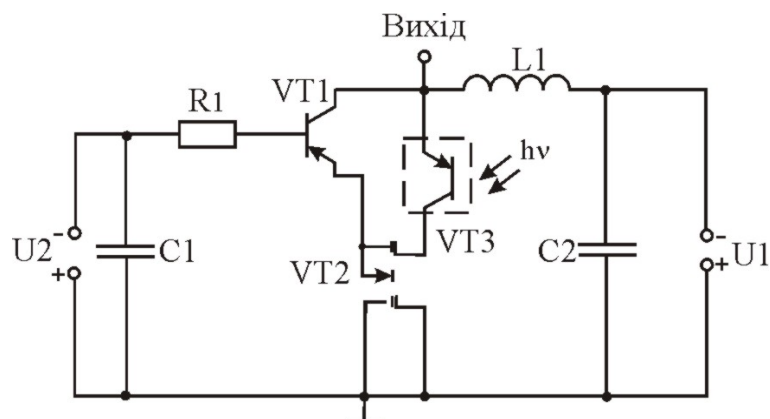


Рисунок 2.19 – Електрична схема перетворювача з фототранзистором

Для визначення вольт-амперної характеристики використовуються еквівалентна схема для постійного струму (рис. 2.20). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадній ділянці вольт-амперної характеристики.

Еквівалентна схема фототранзистора у складі еквівалентної схеми перетворювача, поданої на рис. 2.20, представлена у вигляді еквівалентного фотодіода VD утвореного пасивною базою, і областю колектора, а також підсилювального транзистора VT (рис. 2.21) [119].

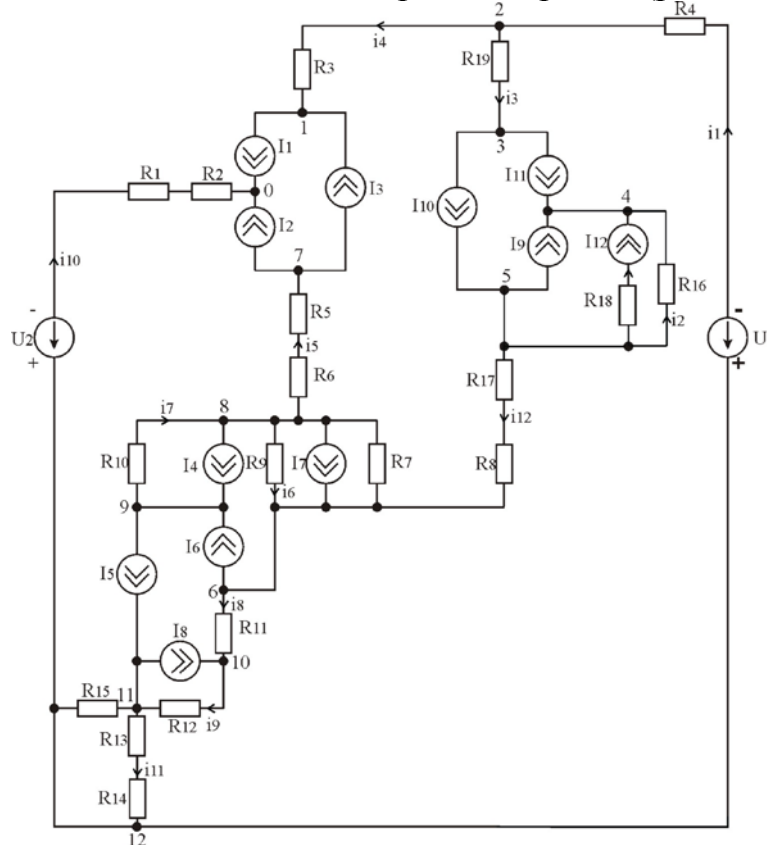


Рисунок 2.20 – Еквівалентна схема оптичного перетворювача з фототранзистором для постійного струму

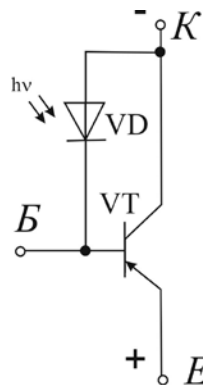


Рисунок 2.21 – Еквівалентна схема фототранзистора

В еквівалентній схемі (див. рис. 2.20) використано такі умовні позначення: R_1 – опір резистора R_1 ; R_2 – опір бази транзистора VT1; R_3 – опір колектора транзистора VT1; R_4 – опір котушки індуктивності L_1 ; R_5 – опір емітера транзистора VT1; R_6 – опір витоку транзистора VT2; R_7 – опір витік-перший затвор двозатворного транзистора VT2; R_8 – опір першого затвору транзистора VT2; R_9 , R_{11} та R_{12} – опори витоку-стоку двозатворного транзистора VT2; R_{10} – опір підкладки транзистора VT2; R_{13} – опір стік-другий затвор двозатворного транзистора VT2; R_{14} – омичний опір другого затвора двозатворного транзистора VT2; R_{15} – опір р-п переходу стоку транзистора VT2; R_{16} – шунтуючий опір, що входить до складу фототранзистора VT3; R_{17} – опір колектора фототранзистора VT3; R_{18} – опір р-п переходу діода, що входить до складу фототранзистора VT3; R_{19} – опір емітера фототранзистора VT3.

Струми біполярного транзистора та фототранзистора $I_{10} = I_3$; $I_{11} = I_1$; $I_9 = I_2$ визначаються за формулами (2.1), струми МДН-транзистора $I_7 = I_8$ – за формулою (2.2), струм I_4 – за формулою (2.3), а $I_5 = I_6$ – за формулою (2.4).

Струм фотодіода I_{12} є сумарним струмом фотоструму та темнового струму [103]:

$$I_{12} = I_F + I_T, \quad (2.20)$$

де I_T – темновий струм, який визначається за формулою

$$I_T = I_0(1 - \exp((-U_D)/U_T)),$$

де I_0 – зворотний струм р-п переходу фотодіода; U_D – напруга, прикладена до фотодіода.

Фотострум I_F визначається як

$$I_F = S_I \Phi,$$

де S_I – інтегральна струмова чутливість фотодіода; Φ – потік, що падає на чутливу площадку.

Для еквівалентної схеми (див. рис. 2.20), використавши метод вузлових потенціалів та прийнявши вузол 0 в якості базису, система рівнянь Кірхгофа має вигляд

$$\begin{cases}
A_1 = -\varphi_1 y_4 + \varphi_2 y_4; \\
A_2 = \varphi_1 y_4 - \varphi_2 (y_4 + y_3 + y_1) + \varphi_3 y_4 + \varphi_{12} y_1; \\
A_3 = \varphi_2 y_3 - \varphi_3 y_3; \\
A_4 = -\varphi_4 y_2 + \varphi_5 y_2; \\
A_5 = \varphi_4 y_2 - \varphi_5 (y_{12} + y_2) + \varphi_6 y_{12}; \\
A_6 = \varphi_5 y_{12} - \varphi_6 (y_{12} + y_6 + y_8) + \varphi_8 y_6 + \varphi_{10} y_8; \\
A_7 = -\varphi_7 y_5 + \varphi_8 y_5; \\
A_8 = \varphi_7 y_5 - \varphi_8 (y_5 + y_6 + y_7) + \varphi_6 y_6 + \varphi_9 y_7; \\
A_9 = \varphi_8 y_7 - \varphi_9 y_7; \\
A_{10} = \varphi_6 y_8 - \varphi_{10} (y_9 + y_8) + \varphi_{11} y_9; \\
A_{11} = \varphi_{10} y_9 - \varphi_{11} (y_9 + y_8) + \varphi_{12} y_9; \\
A_{12} = \varphi_2 y_1 + \varphi_{11} y_{11} - \varphi_{12} (y_{11} + y_{10} + y_1).
\end{cases} \quad (2.21)$$

В системі рівнянь (2.21) використано наступні позначення:
 $A_1 = I_1 - I_3$; $A_2 = U_1 y_1$; $A_3 = I_{10} + I_{11}$; $A_4 = -(I_{11} + I_9 + I_{12})$; $A_5 = I_9 - I_{10}$;
 $A_6 = I_6 - I_7$; $A_7 = I_{11} + I_3$; $A_8 = I_7 + I_4$; $A_9 = I_5 - I_6$; $A_{10} = -I_8$; $A_{11} = I_8 - I_5$;
 $A_{12} = U_2 y_{10} - U_1 y_1$.

Провідності гілок еквівалентної схеми визначаються як

$$\begin{aligned}
y_1 &= 1/R_4; \quad y_2 = (R_{16} + R_{18})/(R_{16}R_{18}); \quad y_3 = 1/R_{19}; \quad y_4 = 1/R_3; \quad y_5 = 1/(R_6 + R_5); \\
y_6 &= (R_7 + R_9)/(R_7R_9); \quad y_7 = R_{10}; \quad y_8 = 1/R_{11}; \quad y_9 = 1/R_{12}; \quad y_{10} = 1/(R_1 + R_2); \\
y_{11} &= (R_{15} + R_{13} + R_{14})/(R_{15}(R_{14} + R_{13})); \quad y_{12} = 1/(R_{17} + R_8).
\end{aligned}$$

З четвертого рівняння системи рівнянь (2.21) знайдемо φ_4 та підставимо в п'яте рівняння системи рівнянь. Воно набуде вигляду

$$A_5 = \varphi_5 y_2 - A_4 - \varphi_5 (y_{12} + y_2) + \varphi_6 y_{12}. \quad (2.22)$$

З сьомого рівняння системи рівнянь (2.21) знайдемо φ_7 та підставимо у восьме рівняння системи, яке набуде вигляду

$$A_8 = \varphi_8 y_5 - A_7 - \varphi_8 (y_5 + y_6 + y_7) + \varphi_6 y_6 + \varphi_9 y_7. \quad (2.23)$$

З дев'ятого рівняння системи рівнянь (2.21) знайдемо φ_9 :

$$\varphi_9 = \varphi_8 - A_9 / y_7. \quad (2.24)$$

Підставивши рівняння (2.24) у рівняння (2.23) отримаємо:

$$\varphi_8 = \varphi_6 - A_9 / y_6 - A_8 / y_6. \quad (2.25)$$

З рівняння (2.22) знайдемо φ_5

$$\varphi_5 = \varphi_6 - A_4 / y_{12} - A_5 / y_{12}. \quad (2.26)$$

Підставимо рівняння (2.26) та рівняння (2.25) у шосте рівняння системи та знайдемо φ_6 :

$$\varphi_6 = \varphi_{10} - A_4 / y_8 - A_5 / y_8 - A_9 / y_8 - A_8 / y_8 - A_6 / y_8. \quad (2.27)$$

З врахуванням (2.25) з десятого рівняння системи рівнянь (2.21) знайдемо φ_{10} :

$$\varphi_{10} = \varphi_{11} - A_{10} / y_9 - A_4 / y_9 - A_5 / y_9 - A_8 / y_9 - A_6 / y_9. \quad (2.28)$$

Підставимо рівняння (2.28) в одинадцяте рівняння системи рівнянь (2.21) та знайдемо φ_2 :

$$\varphi_2 = A_{12} / y_1 - (\varphi_{12} y_{11}) / (y_8 - y_1) + B_1 y_{11} / y_1 - \varphi_{12} (y_{11} + y_{10} + y_1) / y_1, \quad (2.29)$$

де $B_1 = A_{11} / y_8 + A_{10} / y_8 + A_4 / y_8 + A_5 / y_8 + A_8 / y_8 + A_6 / y_8.$

З першого та третього рівнянь системи рівнянь (2.21) знайдемо φ_1 та φ_3 відповідно:

$$\varphi_1 = \varphi_2 - A_1 / y_4, \quad \varphi_3 = \varphi_2 - A_3 / y_3.$$

З врахуванням останніх рівнянь друге рівняння системи (2.21) набуде вигляду

$$A_2 = \varphi_2 (y_4 - y_3 - y_1) + \varphi_{12} y_1 - A_1 - A_3 y_4 / y_3, \quad (2.30)$$

Підставимо рівняння (2.29) в рівняння (2.30) та знайдемо φ_{12} :

$$\begin{aligned} \varphi_{12} = & \frac{-A_2}{B_2 B_3 - y_1} - \frac{A_1}{B_2 B_3 - y_1} - \frac{A_3 y_4}{y_3 (B_2 B_3 - y_1)} + \\ & + \frac{A_{12} B_3}{y_1 (B_2 B_3 - y_1)} + \frac{B_1 B_3 y_{11}}{y_1 (B_2 B_3 - y_1)}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

де

$$B_2 = y_{11}/(y_8 y_1) + (y_{11} + y_{10} + y_1)/y_1;$$

$$B_3 = y_4 - y_3 - y_1.$$

Підставимо рівняння (2.31) в (2.29) та знайдемо φ_2 :

$$\varphi_2 = \frac{A_{12}}{y_1} + \frac{B_1 y_{11}}{y_1} + \frac{A_2 B_3}{B_2 B_3 - y_1} + \frac{A_1 B_3}{B_2 B_3 - y_1} + \frac{A_3 B_3 y_4}{y_3 (B_2 B_3 - y_1)} - \frac{A_{12} B_3^2}{y_1 (B_2 B_3 - y_1)} - \frac{B_1 B_3^2 y_{11}}{y_1 (B_2 B_3 - y_1)}.$$

Струм, який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми, визначається як

$$i_{вих} = i_1 = (\varphi_{12} - \varphi_2 - U_1) y_1.$$

Підставивши в останнє рівняння значення φ_2 та φ_{12} , отримані з системи рівнянь (2.21), отримаємо аналітичний вираз для вольтамперної характеристики оптичного перетворювача з фототранзистором:

$$i_{вих} = i_1 = \frac{(1 + B_3)(-A_2 - A_1 - A_3 y_4 / y_3 + A_{12} B_3 / y_1 + B_1 B_3 y_{11} / y_1)}{R_4 (B_2 B_3 - y_1)} - \frac{A_{12}}{y_1 R_4} - \frac{B_1 y_{11}}{y_1 R_4} - \frac{U_1}{R_4}. \quad (2.32)$$

Згідно з виразом (2.32) розраховано вольтамперну характеристику частотного оптичного перетворювача. На рис. 2.22 показані теоретичні та експериментальні вольтамперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярного та МДН-транзисторів КТ363А та КП327, і фототранзистора РТ908-7С.

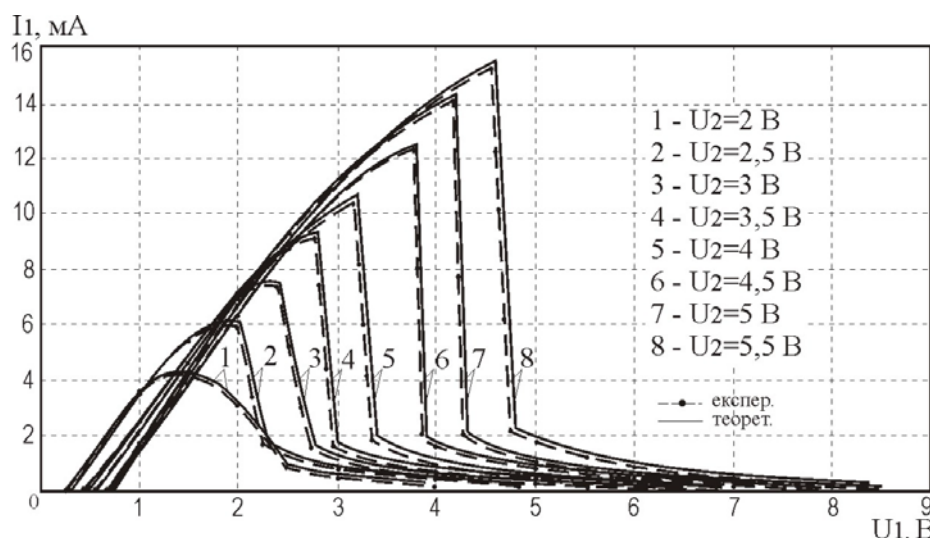


Рисунок 2.22 – Теоретичні та експериментальні ВАХ оптичного частотного перетворювача з фототранзистором РТ908-7С

З графіка (див. рис. 2.22) видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 2,5$ В ділянка від'ємного опору по U_1 лежить в межах 2...3,9 В, а при $U_2 = 5,5$ В – в межах 4,6...8,4 В.

На рис. 2.23 показані теоретичні та експериментальні вольт-амперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярного та МДН-транзисторів КТ363А та КП327, і фототранзистора РТ908-6С. З графіка видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 2,5$ В ділянка від'ємного опору по U_1 лежить в межах 2...3,9 В, а при $U_2 = 5,5$ В – в межах 4,6...8,4 В.

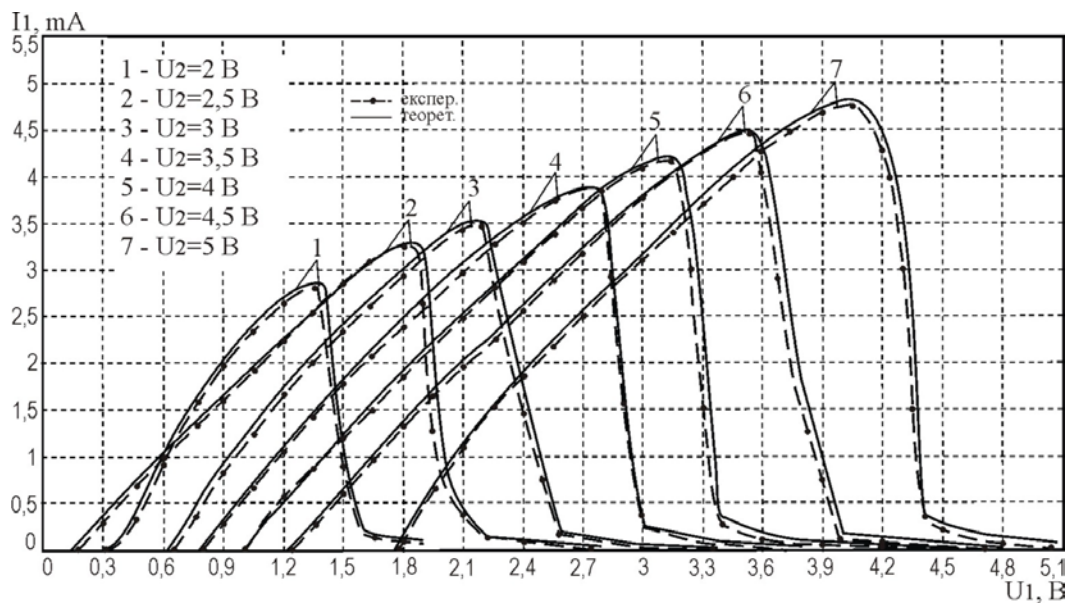


Рисунок 2.23 – Теоретичні та експериментальні ВАХ оптичного частотного перетворювача з фототранзистором РТ908-6С

З графіка (рис. 2.23) видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 2,5$ В ділянка від'ємного опору по U_1 лежить в межах 2...3,9 В, а при $U_2 = 5,5$ В – в межах 4,6...8,4 В.

2.4 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фототранзистором

Для виявлення властивостей частотного оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору

структури від освітленості, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості оптичного перетворювача. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного транзистора, фототранзистора та МДН-транзистора, які складають оптичний перетворювач (див. рис. 2.19).

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу оптичного перетворювача (див. рис. 2.19), на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 2.24, необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор-стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2.

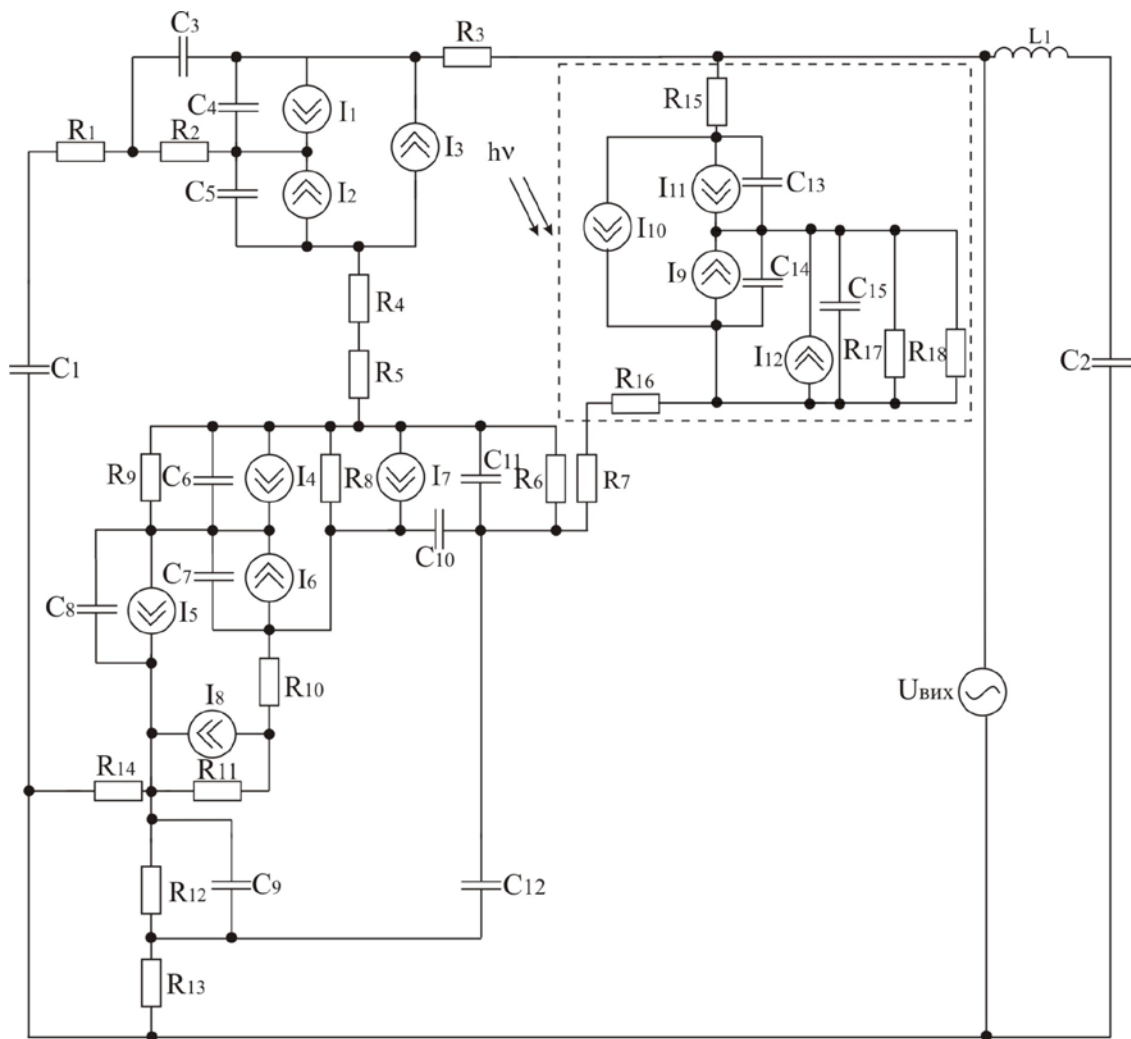


Рисунок 2.24 – Еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фототранзистором

Для зручності розрахунків на рис. 2.25 зображена перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача.

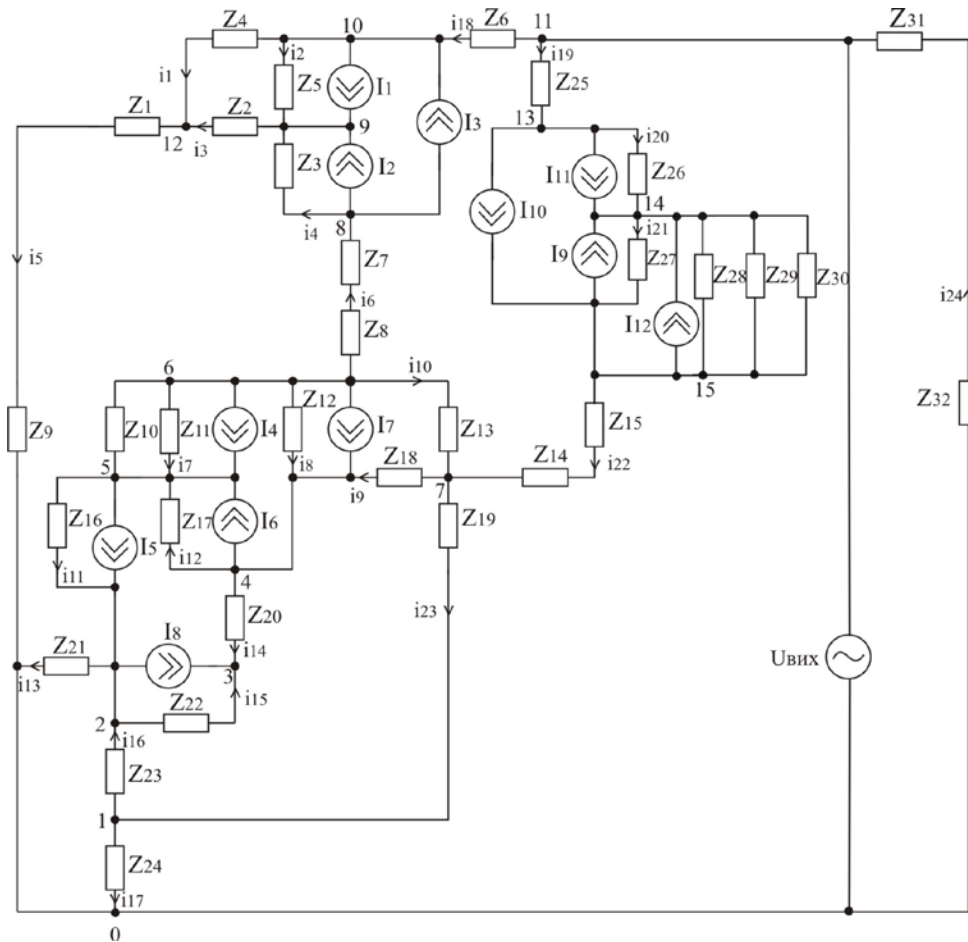


Рисунок 2.25 – Перетворена еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фототранзистором

В еквівалентній схемі на рис. 2.24 використано такі позначення: R_1 – опір резистора R_1 ; R_2 – опір бази транзистора VT1; R_3 – опір колектора транзистора VT1; R_4 – опір емітера транзистора VT1; R_5 – опір витоків транзистора VT2; R_6 – опір витік-перший затвор двозатворного транзистора VT2; R_7 – опір першого затвору транзистора VT2; R_8 , R_{10} та R_{11} – опори витоків-стоків двозатворного транзистора VT2; R_9 – опір підкладки транзистора VT2; R_{12} – опір стік-другий затвор двозатворного транзистора VT2; R_{13} – омичний опір другого затвора двозатворного транзистора VT2; R_{14} – опір p-n переходу стоку транзистора VT2; R_{15} – опір емітера фототранзистора VT3; R_{16} – опір колектора фототранзистора VT3; R_{17} – шунтувальний опір, що входить до складу фототранзистора VT3; R_{18} – опір p-n переходу діода, що входить до складу фототранзистора VT3; C_1 – ємність конденсатора C_1 ; C_2 – ємність конденсатора C_2 ; C_3 – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярного транзистора VT1; C_4 , C_5 – ємності пере-

ходу база–колектор та база–емітер транзистора VT1 відповідно; C_6 , C_7 – ємність підкладка–витік та підкладка–стік МДН-транзистора VT2 відповідно; C_8 – ємність підкладка–стік МДН-транзистора VT2; C_9 – ємність затвор–стік МДН-транзистора VT2; C_{10} – ємність затвор–стік МДН-транзистора VT2; C_{11} – ємність затвор–витік МДН-транзистора VT2; C_{12} – ємність між першим і другим затворами МДН-транзистора VT2; C_{13} , C_{14} – ємність переходу база–емітер та база–колектор фототранзистора VT3 відповідно; C_{15} – ємність p-n переходу діода фототранзистора VT3; L_1 – зовнішня індуктивність.

Як показано у розділі 2.3, вольт-амперна характеристика має ділянку від’ємного опору, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі, який утворений еквівалентною ємністю на електродах колектор–стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2 та зовнішньою індуктивністю. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від величини освітленості випромінювання. Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (див. рис. 2.25), прийнявши вузол 0 як базисний, має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = -\phi_1(y_{17} + y_{16} + y_{23}) + \phi_2 y_{16} + \phi_7 y_{23}; \\ I_8 - I_5 = \phi_1 y_{16} - \phi_2(y_{16} + y_{15} + y_{13} + y_{11}) + \phi_3 y_{15} + \phi_5 y_{11}; \\ -I_8 = \phi_2 y_{15} - \phi_3(y_{15} + y_{14}) + \phi_4 y_{14}; \\ I_6 - I_7 = \phi_3 y_{14} - \phi_4(y_{14} + y_{12} + y_8 + y_9) + \phi_5 y_{12} + \phi_6 y_8 + \phi_7 y_9; \\ I_5 - I_4 - I_6 = \phi_2 y_{11} + \phi_4 y_{12} - \phi_5(y_7 + y_{11} + y_{12}) + \phi_6 y_7; \\ I_4 + I_7 = \phi_4 y_8 + \phi_5 y_7 - \phi_6(y_6 + y_7 + y_8 + y_{10}) + \phi_7 y_{10} + \phi_8 y_6; \\ 0 = \phi_1 y_{23} + \phi_4 y_9 + \phi_6 y_{10} - \phi_7(y_9 + y_{10} + y_{22} + y_{23}) + \phi_{15} y_{22}; \\ I_2 + I_3 = \phi_6 y_6 - \phi_8(y_4 + y_6) + \phi_9 y_4; \\ -(I_1 + I_2) = \phi_8 y_4 - \phi_9(y_2 + y_3 + y_4) + \phi_{10} y_2 + \phi_{12} y_3; \\ I_1 - I_3 - U_{\text{aux}} y_{18} = \phi_9 y_2 - \phi_{10}(y_1 + y_2 + y_{18}) + \phi_{12} y_1; \\ U_{\text{aux}}(y_{18} + y_{19} + y_{24}) = \phi_{10} y_{18} + \phi_{13} y_{19}; \\ 0 = \phi_9 y_3 + \phi_{10} y_1 - \phi_{12}(y_1 + y_3 + y_5); \\ I_{10} + I_{11} = \phi_{11} y_{19} - \phi_{13}(y_{19} + y_{20}) + \phi_{14} y_{20}; \\ -(I_9 + I_{11} + I_{12}) = \phi_{13} y_{20} - \phi_{14}(y_{20} + y_{21}) + \phi_{15} y_{21}; \\ I_9 + I_{12} = \phi_7 y_{22} + \phi_{14} y_{21} - \phi_{15}(y_{21} + y_{22}), \end{array} \right. \quad (2.33)$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/Z_4; \quad y_2 = 1/Z_5; \quad y_3 = 1/Z_2; \quad y_4 = 1/Z_3; \quad y_5 = 1/Z_9; \\ y_6 &= 1/(Z_7 + Z_8); \quad y_7 = (Z_{10} + Z_{11})/(Z_{10}Z_{11}); \quad y_8 = 1/Z_{12}; \quad y_9 = 1/Z_{18}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
y_{10} &= 1/Z_{13}; \quad y_{11} = 1/Z_{16}; \quad y_{12} = 1/Z_{17}; \quad y_{13} = 1/Z_{21}; \quad y_{14} = 1/Z_{20}; \\
y_{15} &= 1/Z_{22}; \quad y_{16} = 1/Z_{23}; \quad y_{17} = 1/Z_{24}; \quad y_{18} = 1/Z_6; \quad y_{19} = 1/Z_{25}; \\
y_{20} &= 1/Z_{26}; \quad y_{21} = (Z_{27} + Z_{28} + Z_{29})/(Z_{27}Z_{28}Z_{29}); \\
y_{22} &= 1/(Z_{14} + Z_{15}); \quad y_{23} = 1/Z_{19}; \quad y_{24} = 1/(Z_{31} + Z_{32}),
\end{aligned}$$

де $Z_1 = R_1$; $Z_2 = R_2$; $Z_3 = -j/\omega(C_5)$; $Z_4 = -j/(\omega C_3)$; $Z_5 = -j/(\omega C_4)$;
 $Z_6 = R_3$; $Z_7 = R_4$; $Z_8 = R_5$; $Z_9 = -j/(\omega C_1)$; $Z_{10} = R_9$; $Z_{11} = -j/(\omega C_6)$;
 $Z_{12} = R_8$; $Z_{13} = R_6/(1 + \omega^2 R_6^2 C_{11}^2) - j(R_6^2 \omega C_{11}/(1 + \omega^2 R_6^2 C_{11}^2))$;
 $Z_{14} = R_7$; $Z_{15} = R_{16}$; $Z_{16} = -j/(\omega C_8)$; $Z_{17} = -j/(\omega C_7)$;
 $Z_{18} = -j/(\omega C_{10})$; $Z_{19} = -j/\omega(C_{12})$; $Z_{20} = R_{10}$; $Z_{21} = R_{14}$; $Z_{22} = R_{11}$;
 $Z_{23} = R_{12}/(1 + \omega^2 R_{12}^2 C_9^2) - j(R_{12}^2 \omega C_9/(1 + \omega^2 R_{12}^2 C_9^2))$;
 $Z_{24} = R_{13}$; $Z_{25} = R_{15}$; $Z_{26} = -j/(\omega C_{13})$; $Z_{27} = -j/(\omega C_{14})$;
 $Z_{28} = -j/(\omega C_{15})$; $Z_{29} = R_{17}$; $Z_{30} = R_{18}$; $Z_{31} = j\omega L$; $Z_{32} = -j/(\omega C_2)$.

На основі системи рівнянь (2.33) за допомогою програмного пакету Matlab 6.5 розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від інтенсивності падаючого світла (довжина хвилі дорівнює 520 нм) показані на рис. 2.26 та 2.27 для схеми перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С в якості фоточутливого елемента, і на рис. 2.28 та 2.29 для схеми перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С в якості фоточутливого елемента.

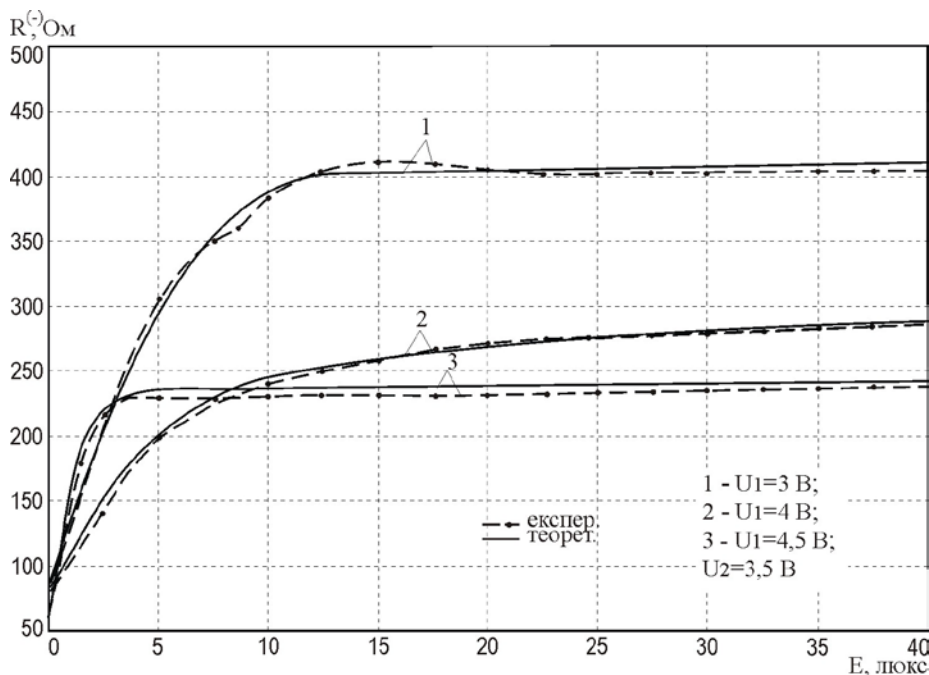


Рисунок 2.26 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм) із фототранзистором РТ 928-6С

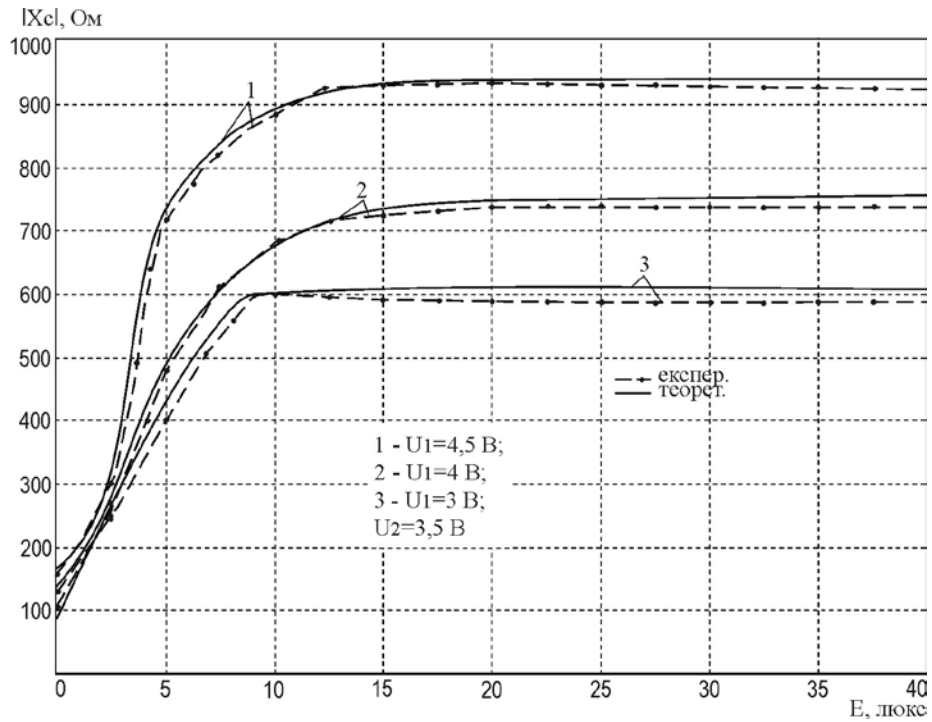


Рисунок 2.27 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм) із фототранзистором РТ 928-6С

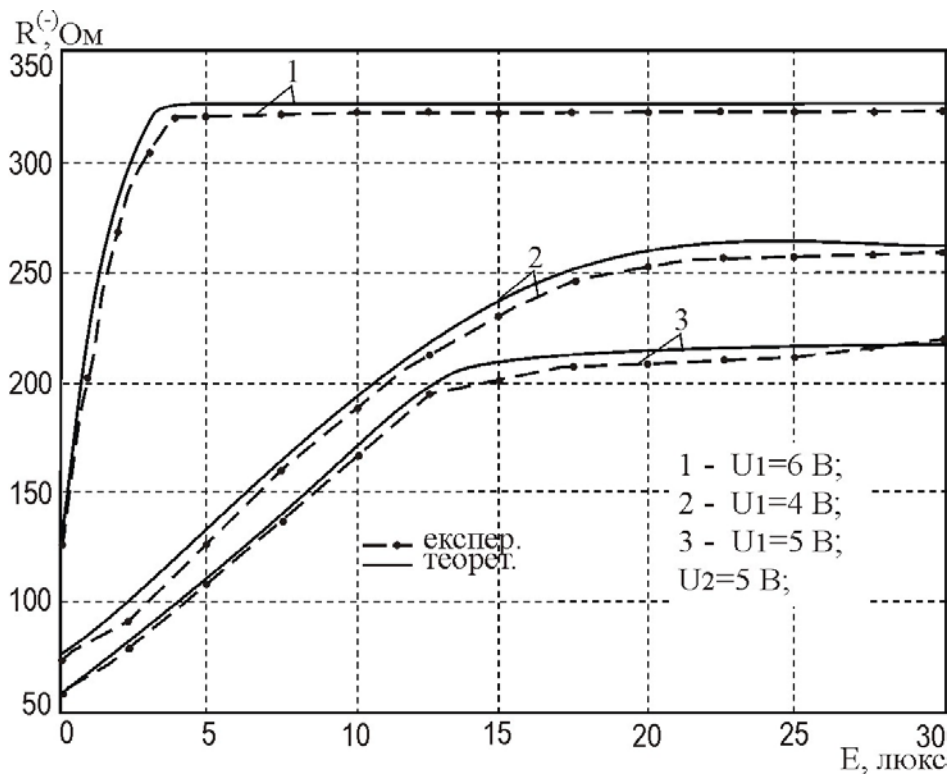


Рисунок 2.28 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм) із фототранзистором РТ 928-7С

З рис. 2.26 та 2.28 видно, що із збільшенням освітленості активна складова повного опору збільшуються.

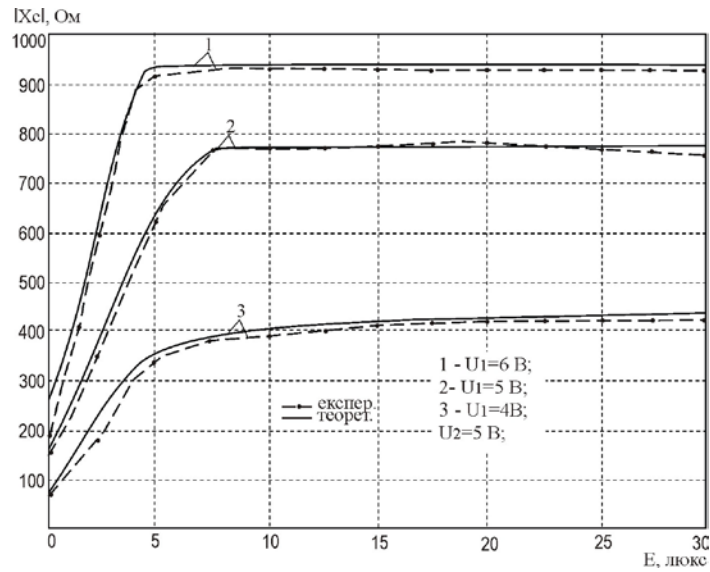


Рисунок 2.29 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм) із фототранзистором РТ 928-7С

З рис. 2.27 та 2.29 видно, що із збільшенням освітленості реактивна складова повного опору збільшується. Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення U_1 оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-6С наведені на рис. 2.30 та 2.31, а для оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-7С – на рис. 2.32 та 2.33.

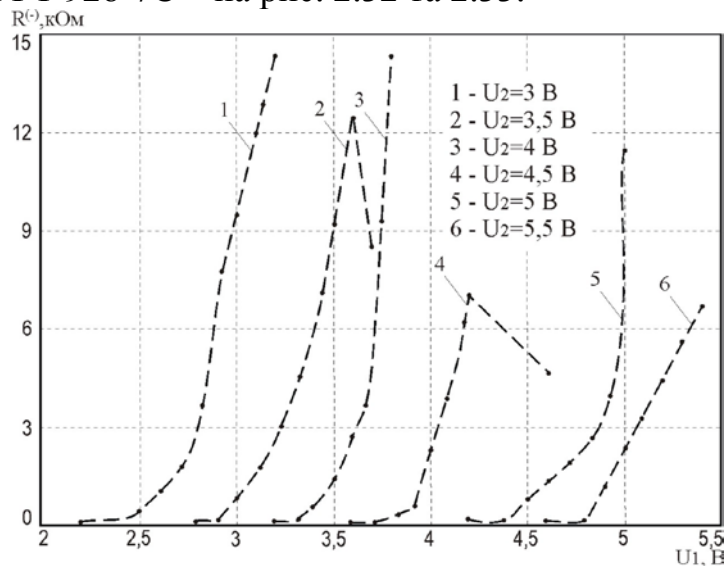


Рисунок 2.30 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С

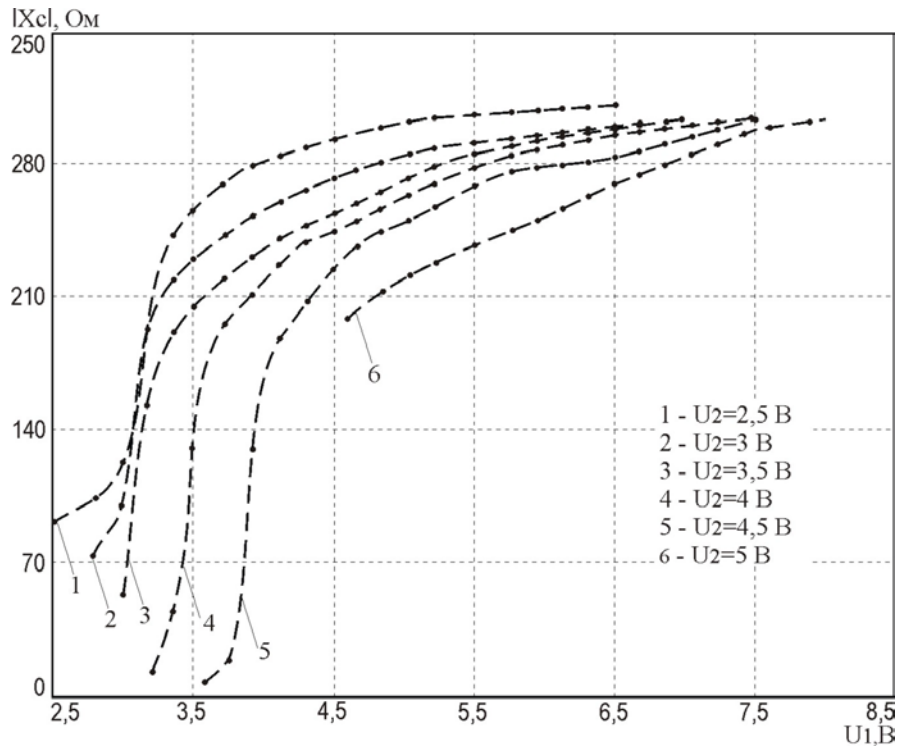


Рисунок 2.31 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С

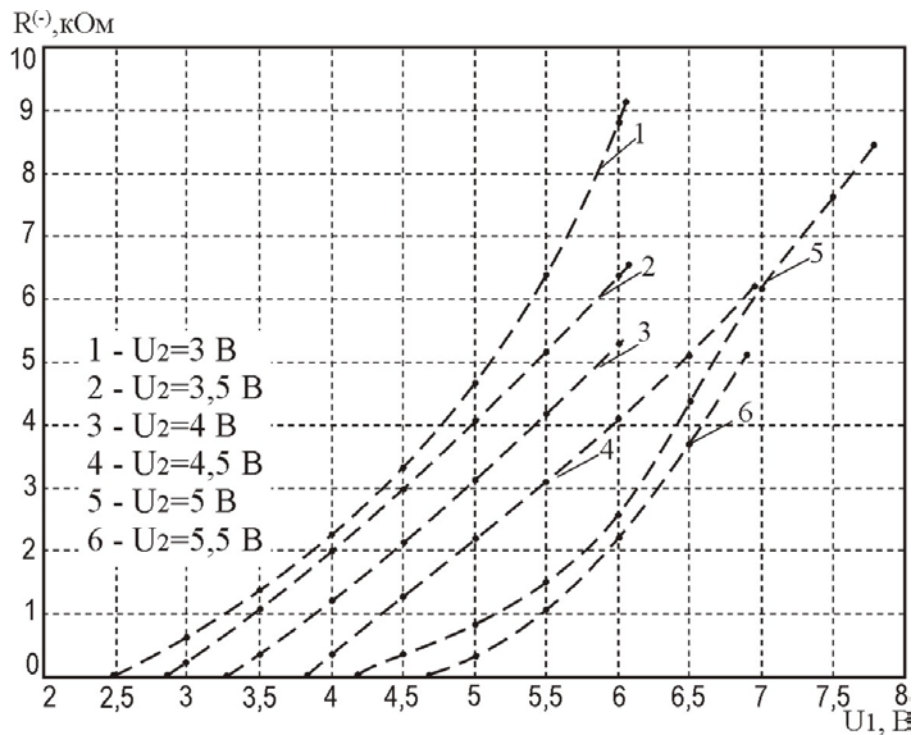


Рисунок 2.32 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С

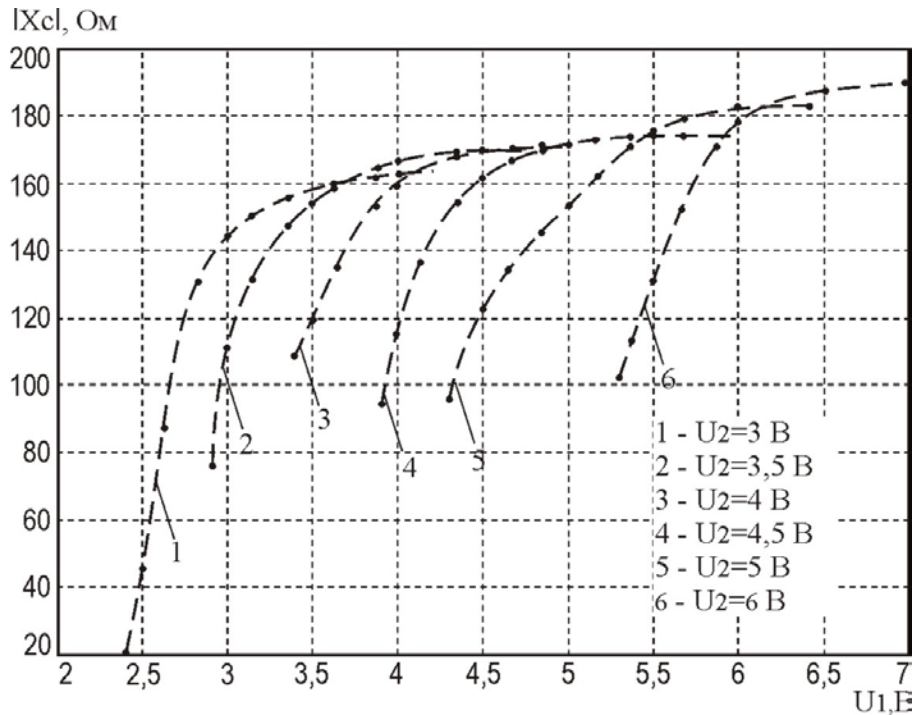


Рисунок 2.33 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С

На рис. 2.34 та 2.35 подані експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-6С від напруги живлення U_1 та напруги керування U_2 відповідно.

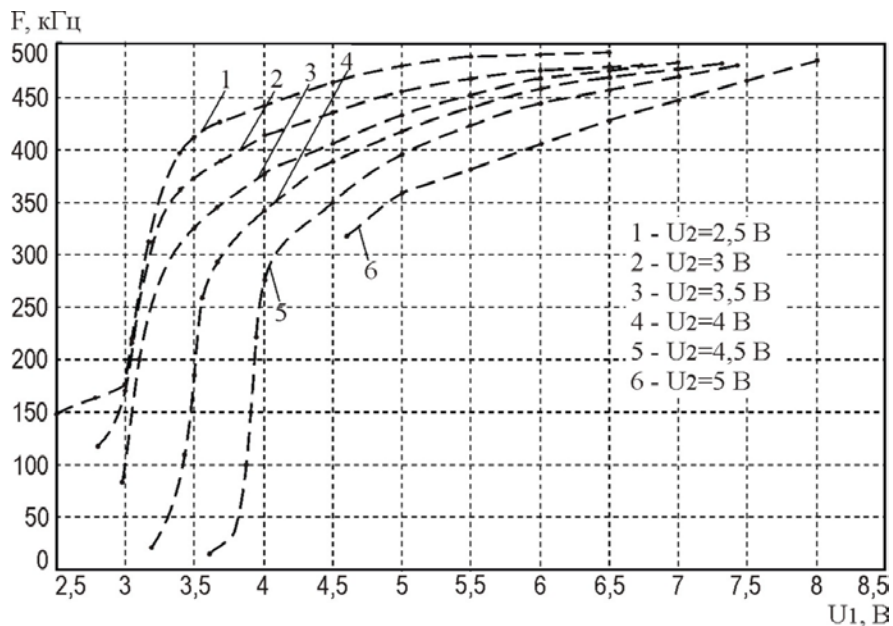


Рисунок 2.34 – Експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С від напруги живлення

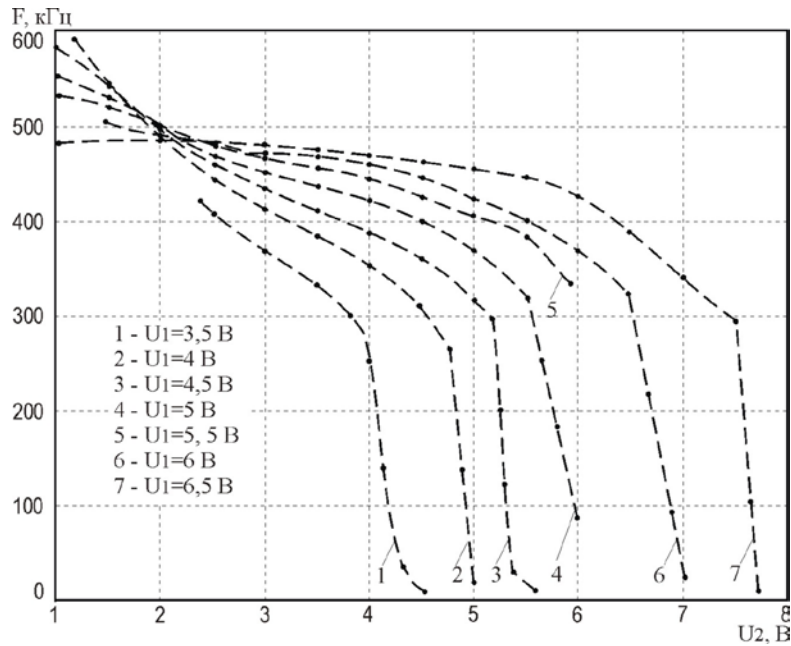


Рисунок 2.35 – Експериментальні частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С від напруги керування

З рис. 2.34 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 6 В.

З рис. 2.35 видно, що в діапазоні напруги живлення від 3 до 6,5 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні.

На рис. 2.36 та 2.37 подано експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-7С від напруги живлення U_1 та напруги керування U_2 відповідно.

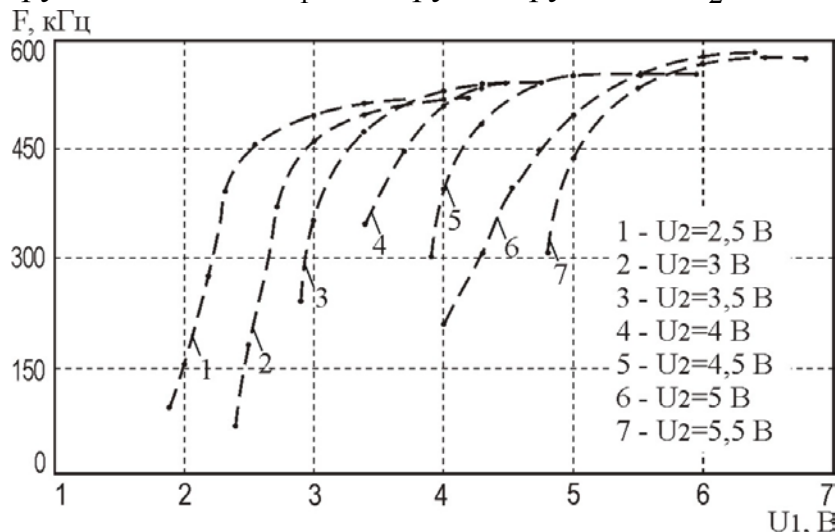


Рисунок 2.36 – Експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С від напруги живлення

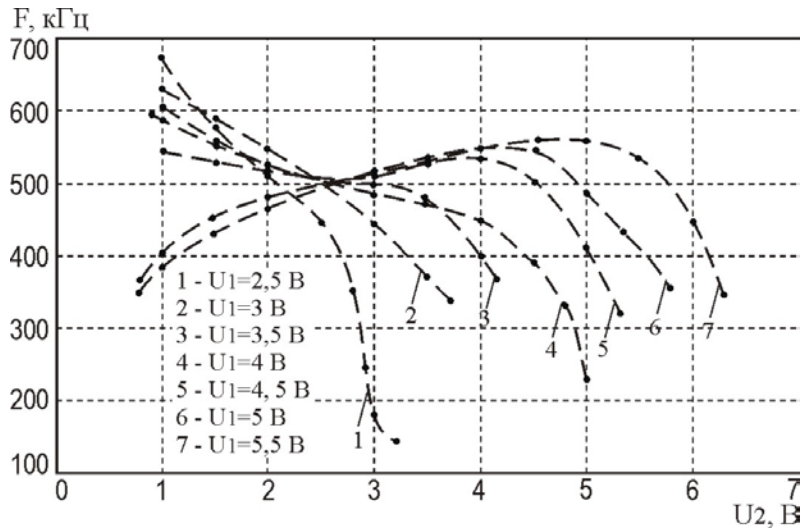


Рисунок 2.37 – Експериментальні частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С від напруги керування

З рис. 2.36 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 2,5 та 3 В. З рис. 2.37 видно, що в діапазоні напруги живлення від 4 до 5,5 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні. На рис. 2.38 подано експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С від зміни освітленості.

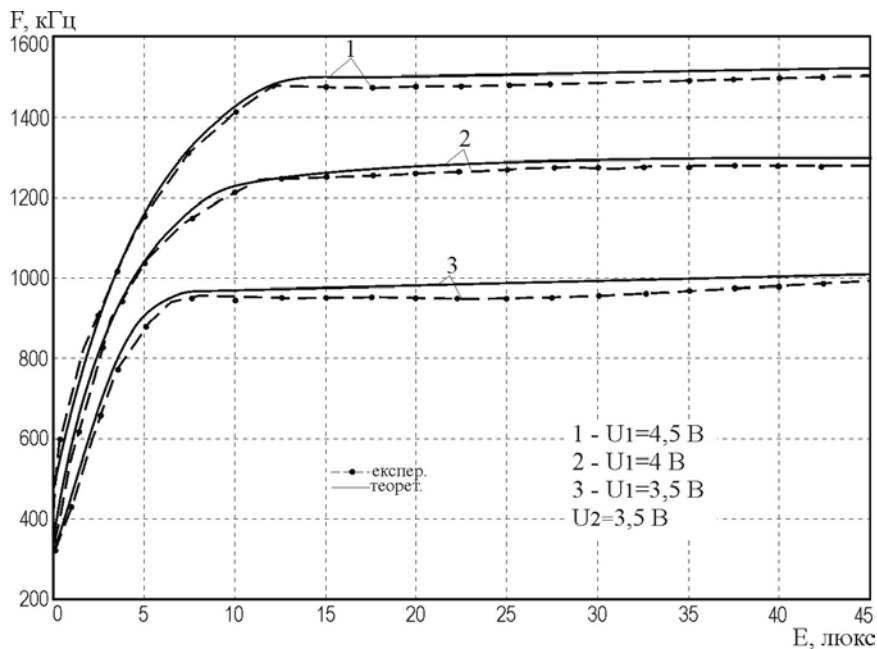


Рисунок 2.38 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-6С від зміни величини освітленості ($\lambda = 520 \text{ нм}$)

Як видно з рис. 2.38, частота генерації збільшується із збільшенням освітленості, а на ділянці від 1 до 10 люкс спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни освітленості, також з рис. 2.38 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

На рис. 2.39 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С від зміни освітленості.

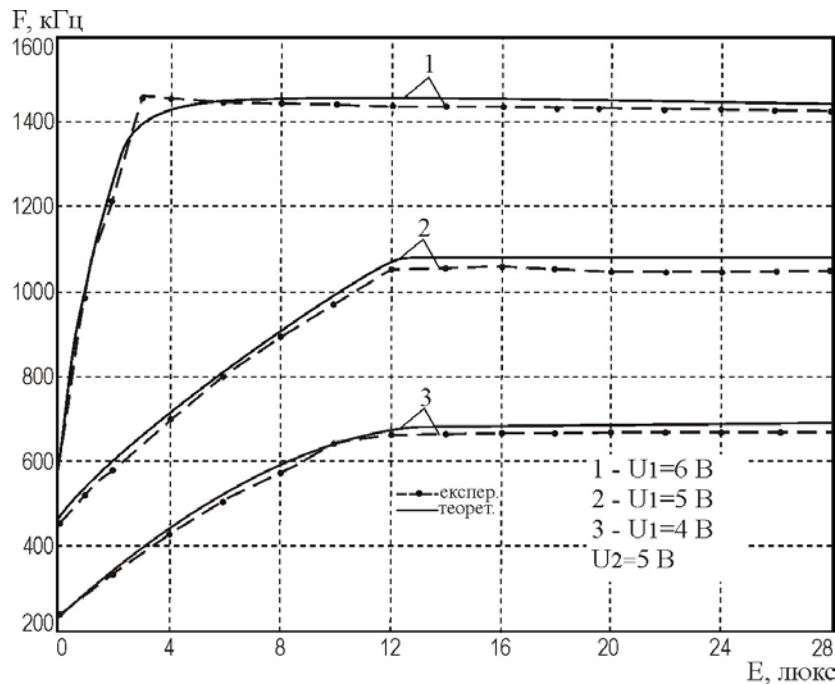


Рисунок 2.39 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача із фототранзистором РТ 928-7С від зміни величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

Як видно з рис. 2.39, частота генерації збільшується із збільшенням освітленості, а на ділянці від 1 до 12 люкс спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни освітленості, також з рис. 2.39 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

Залежність частоти генерації від освітленості оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 2.25) на основі теорії стійкості Ляпунова.

Функція перетворення оптичного перетворювача з фототранзистором описується виразом

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_1 C_{12} (-L_1 C_{12} + R_1^2(E) C_{15}^2(E) + R_1^2(E) C_{15}(E) C_{12} + A)}}{L_1 C_{15}(E) C_{12} R_1(E)}, \quad (2.34)$$

де
$$A = \sqrt{L_1^2 C_{12}^2 + 2L_1 C_{15}^2(E) C_{12} R_1^2(E) - 2L_1 C_{12}^2 C_{15}(E) R_1^2(E) + R_1^4(E) C_{15}^4(E) + 2R_1^4(E) C_{15}^3(E) C_{12} + R_1^4(E) C_{15}^2(E) C_{12}^2}.$$

На основі (2.34) визначена чутливість оптичного частотного перетворювача з фоторезистором

$$\begin{aligned} S_E^F = & \frac{1}{4} \sqrt{2} \left(2R_{18}(E) C_{15}^2(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + 2R_{18}^2(E) C_{15}(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) + \right. \\ & + 2R_{18}(E) C_{15}(E) C_{12} \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + R_{18}^2(E) C_{12} \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) + \frac{1}{2} (4L_1 C_{12} R_{18}(E) \times \\ & C_{15}^2(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + 4L_1 C_{12} R_{18}^2(E) C_{15}(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) - 4L_1 C_{12}^2 R_{18}(E) \times \\ & \times C_{15}(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) - 2L_1 C_{12}^2 R_{18}^2(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) + 4R_{18}^3(E) C_{15}^4(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + \\ & + 4R_{18}^4(E) C_{15}^3(E) \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) + 8R_{18}^3(E) C_{15}^3(E) C_{12} \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + 6R_{18}^4(E) C_{15}^2(E) C_{12} \times \\ & \times \left. \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) + 4R_{18}^3(E) C_{15}^2(E) C_{12}^2 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) + 2R_{18}^4(E) C_{15}(E) C_{12}^2 \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) \right) / D_1 \Bigg) / \\ & \Bigg/ \left(\sqrt{L_1 C_{12} (D_2 + D_1)} R_{18}(E) C_{15}(E) - \frac{1}{2} \sqrt{2} \sqrt{L_1 C_{12} (D_2 + D_1)} \left(\frac{\partial}{\partial E} R_{18}(E) \right) \right) / (L_1 C_{12} R_{18}^2(E) \times \\ & \times C_{15}(E) - \frac{1}{2} \sqrt{2} \sqrt{L_1 C_{12} (D_2 + D_1)} \left(\frac{\partial}{\partial E} C_{15}(E) \right) \Bigg) / (L_1 C_{12} R_{18}(E) C_{15}^2(E)), \end{aligned} \quad (2.35)$$

де
$$D_1 = \sqrt{L_1^2 C_{12}^2 + 2L_1 C_{12} C_{15}^2(E) R_{18}^2(E) - 2L_1 C_{12}^2 C_{15}(E) R_{18}^2(E) + R_{18}^4(E) C_{15}^4(E) + 2R_{18}^4(E) C_{15}^3(E) C_{12} + R_{18}^4(E) C_{15}^2(E) C_{12}^2};$$

$$D_2 = -L_1 C_{12} + R_{18}^2(E) C_{15}^2(E) + R_{18}^2(E) C_{15}(E) C_{12}.$$

Графік залежності чутливості від величини освітленості показаний на рис. 2.40 та рис. 2.41 для оптичних перетворювачів з фототранзисторами РТ 928-6С та РТ 928-7С відповідно.

З рис. 2.40 видно, що максимальну чутливість оптичний перетворювач з фототранзистором РТ 928-6С має при напрузі живлення 3,5 В та напрузі керування 4,5 В. Із зміною освітленості від 1 до 15 люкс чутливість змінюється від 130 до 2 кГц/люкс.

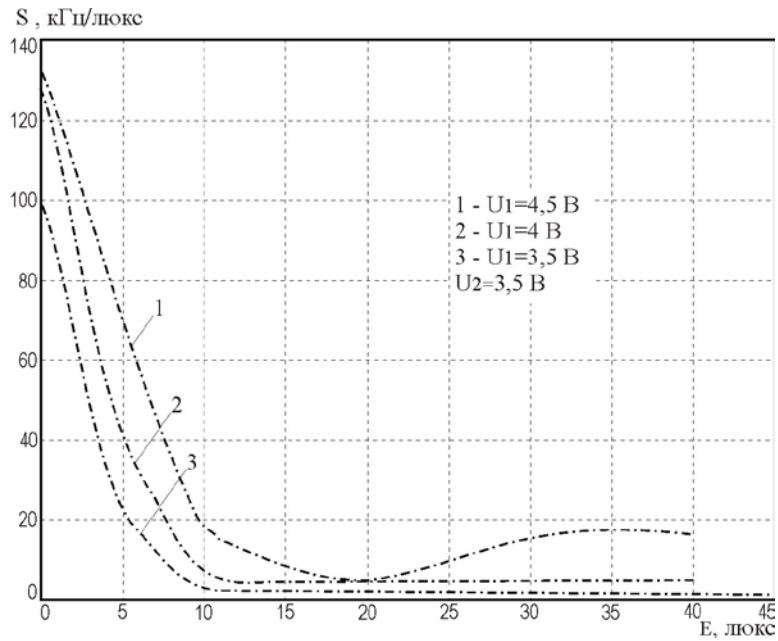


Рисунок 2.40 – Залежність чутливості оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-6С від зміни величини освітленості ($\lambda = 520 \text{ нм}$)

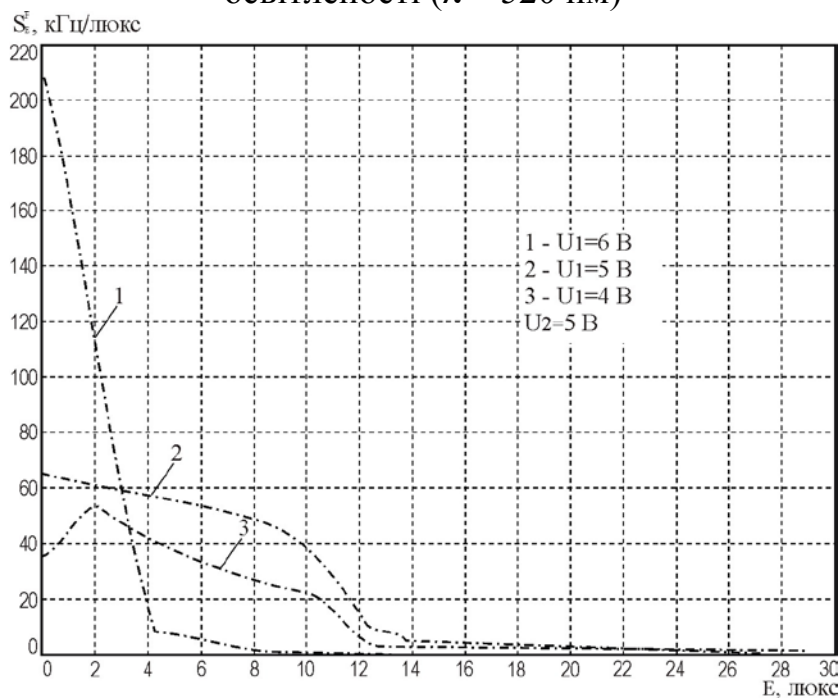


Рисунок 2.41 – Залежність чутливості оптичного перетворювача з фототранзистором РТ 928-7С від зміни величини освітленості ($\lambda = 520 \text{ нм}$)

З рис. 2.41 видно, що максимальну чутливість оптичний перетворювач з фототранзистором РТ 928-7С має при напрузі живлення 6 В та напрузі керування 5 В. Із зміною освітленості від 1 до 8 люкс чутливість змінюється від 210 до 2 кГц/люкс.

Визначимо адекватність розробленої моделі в порівнянні з експериментом згідно з виразом [102]. На рис. 2.42 показана залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень від величини освітленості, розрахована за виразом (2.18).

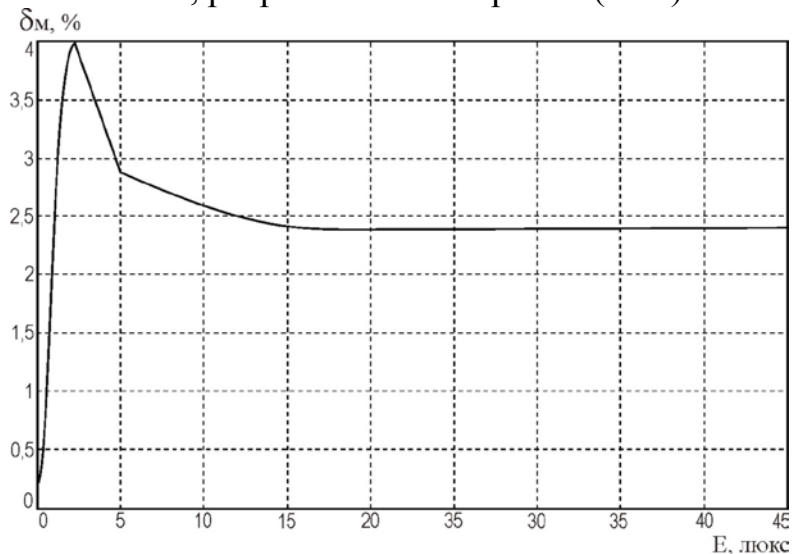


Рисунок 2.42 – Залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень моделі від величини освітленості

З графіка (рис. 2.42) видно, що розбіжність експериментальних та теоретичних даних становить $\pm 4 \%$.

Залежності частоти генерації оптичного частотного перетворювача від впливу температури наведені на рис. 2.43. Оптимальною напругою керування є величина 6 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 70 °С.

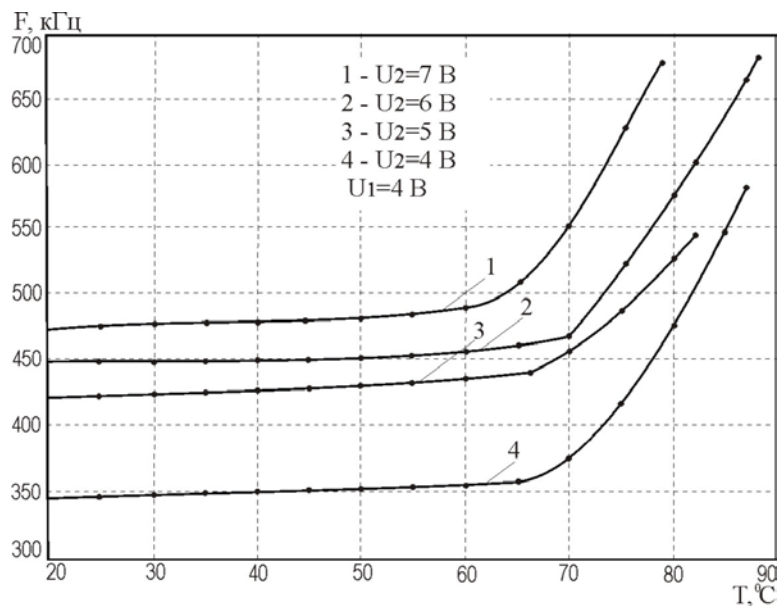


Рисунок 2.43 – Залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни температури

3 РОЗРОБКА ЧАСТОТНИХ РАДОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ

Для виготовлення оптичного перетворювача у вигляді інтегральної схеми потрібно створити пасивну індуктивність за допомогою плівкової технології. Однак така індуктивність має низьку добротність, крім того, її розміри на частотах 10^6 Гц несумісні з розмірами інтегральної схеми перетворювача [120–122]. Таким чином, для вирішення цієї проблеми запропоновано використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з фазозсувним RC-колом, що дає можливість реалізувати оптичний перетворювач у інтегральному виконанні.

3.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

На рис. 3.1 показана схема [49] оптичного частотного перетворювача з чутливим елементом – фоторезистором, яка складається з біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2, живлення яких здійснюють джерела напруги U_1 та U_2 . Роль індуктивної складової виконує біполярний транзистор VT3 з RC-колом, утвореним конденсатором C_3 та резистором R_2 . Таким чином, коливальний контур утворено ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-стік транзисторів VT1 та VT2 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3.

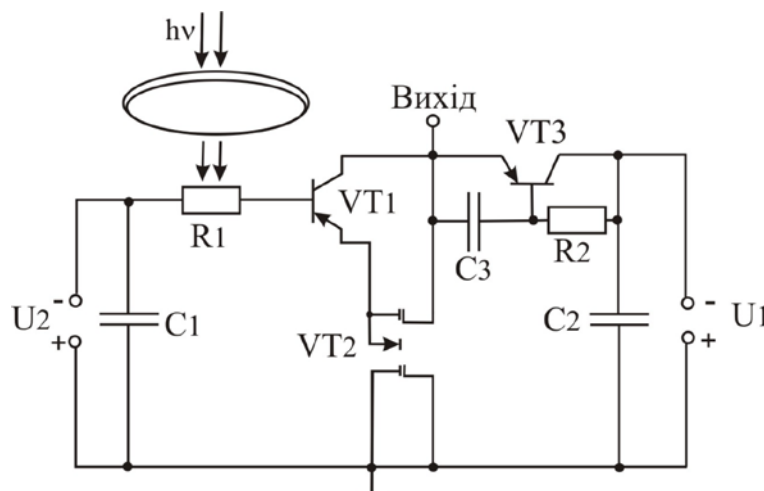


Рисунок 3.1 – Електрична схема оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

Для визначення вольт-амперної характеристики розглядається еквівалентна схема для постійного струму (рис. 3.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадній ділянці вольт-амперної характеристики.

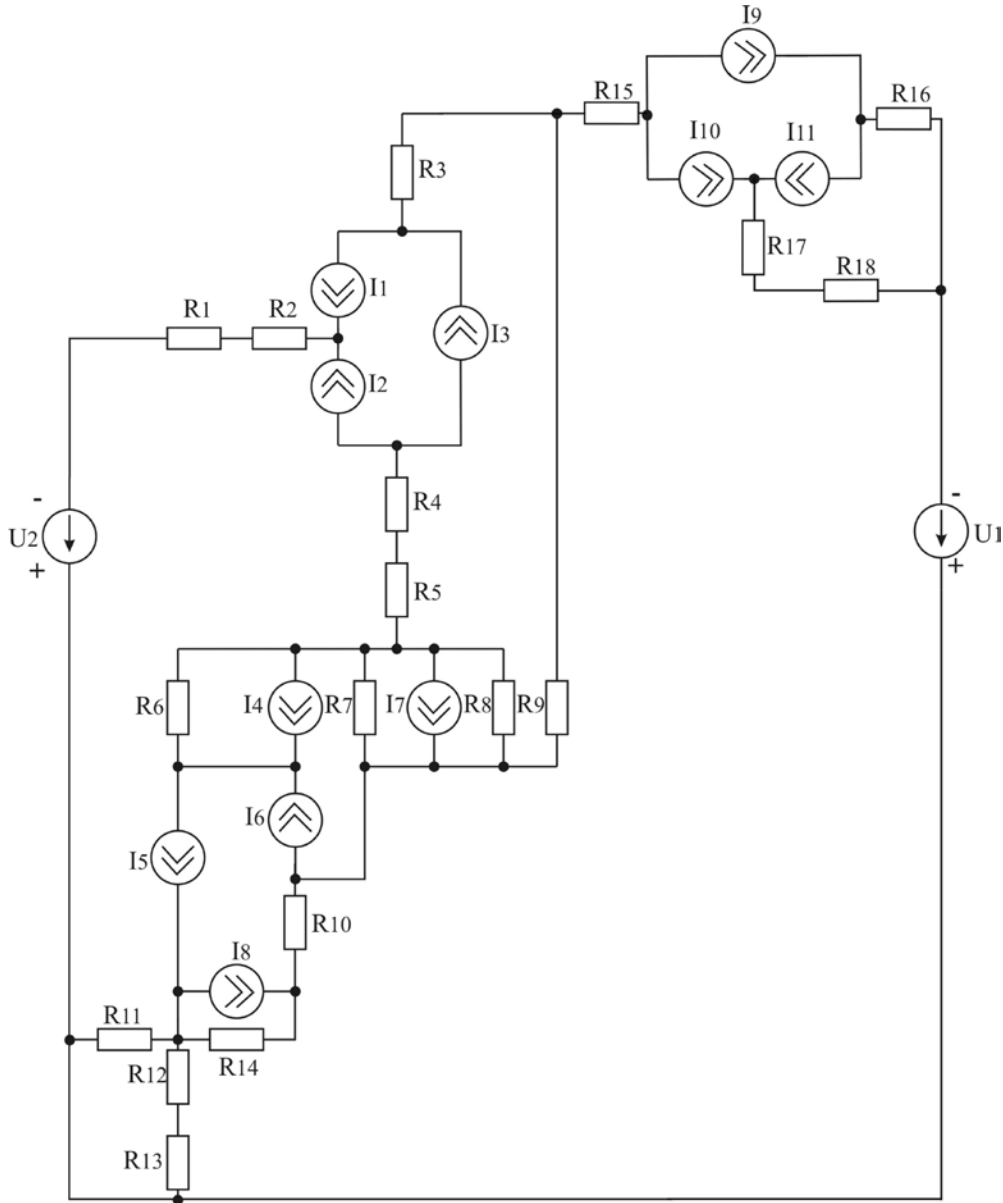


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема оптичного перетворювача з фоторезистором та активною індуктивністю для постійного струму

В еквівалентній схемі (див. рис. 3.2) використано такі умовні позначення: R_1 – опір фоторезистора; R_2 – опір бази транзистора VT1; R_3 – опір колектора транзистора VT1; R_4 – опір емітера транзистора VT1; R_5 – опір витoku транзистора VT2; R_6 – опір підкладки транзистора VT2; R_7 , R_{10} та R_{14} – опори витoku–стоку двозатворного

транзистора VT2; R_8 – опір витік–перший затвор двозатворного транзистора VT2; R_9 – опір першого затвору транзистора VT2; R_{11} – опір р-п переходу стоку транзистора VT2; R_{12} – опір стік–другий затвор двозатворного транзистора VT2; R_{13} – омичний опір другого затвора двозатворного транзистора VT2; R_{15} – опір емітера біполярного транзистора VT3; R_{16} – опір колектора транзистора VT3; R_{17} – опір бази транзистора VT3; R_{18} – опір резистора на схемі R_2 на рис. 3.1.

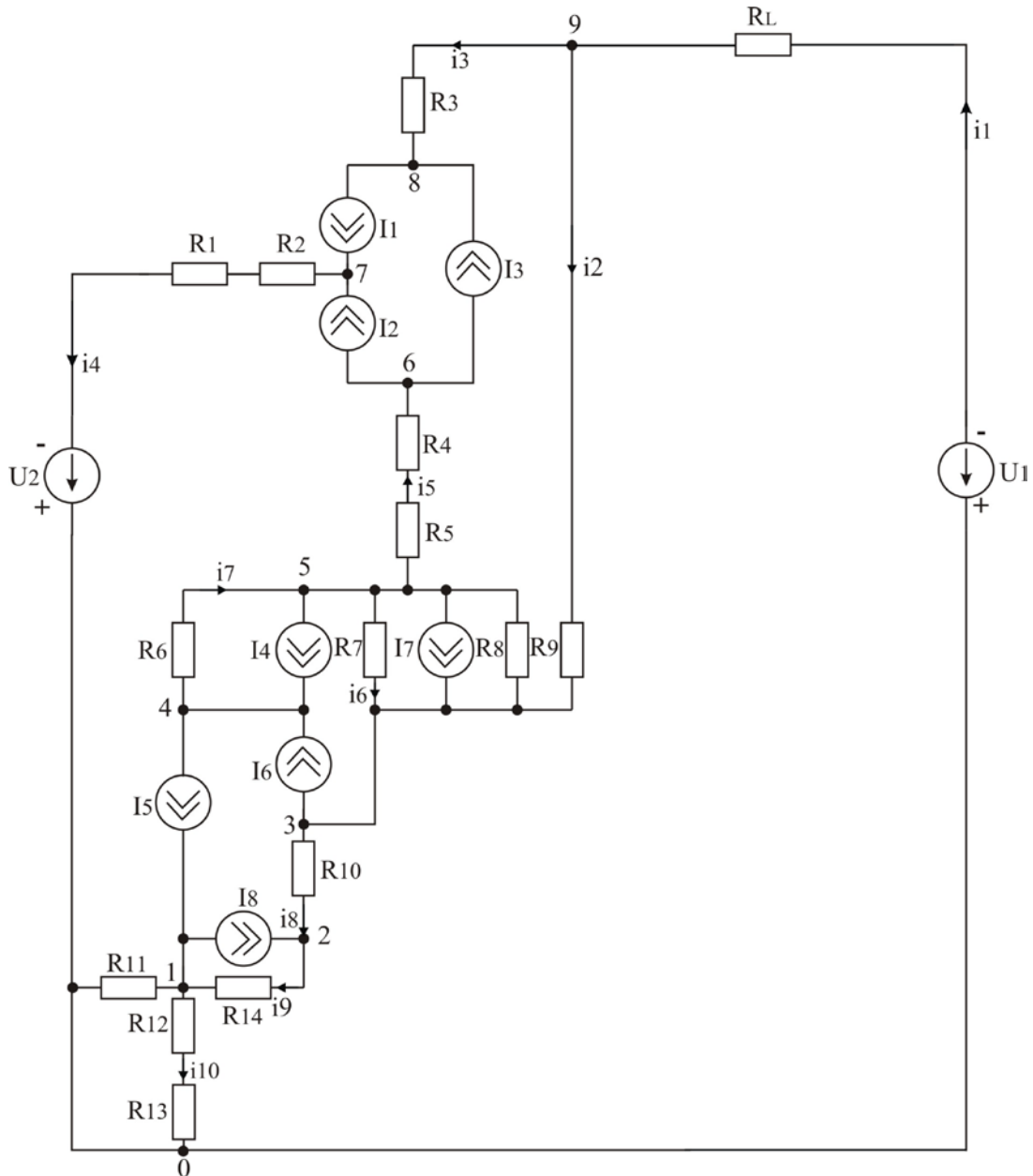


Рисунок 3.3 – Перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача з фоторезистором та активною індуктивністю для постійного струму

Струми біполярних транзисторів VT1 та VT3 $I_1=I_{11}$, $I_2=I_{10}$, $I_3=I_9$ визначаються за формулами (2.1), струми МДН-транзистора $I_7=I_8$ – за формулою (2.2), струм I_4 – за формулою (2.3), а $I_5=I_6$ – за формулою (2.4). Перетворимо схему (див. рис. 3.2) у зручнішу для проведення розрахунків.

В схемі на рис. 3.3 R_L – опір активного індуктивного елемента, показаного на рис. 3.4.

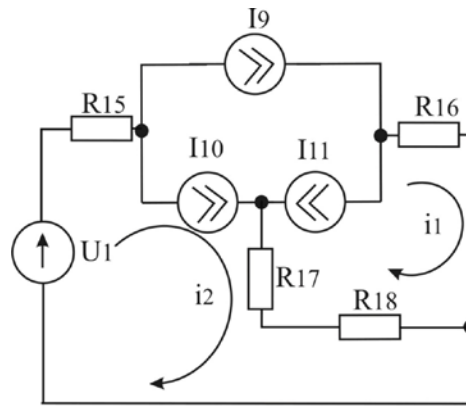


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема активного індуктивного елемента для постійного струму

Відповідно до схеми на рис. 3.4 складемо систему рівнянь

$$\begin{cases} U_1 = (i_2 + I_9 + I_{11} - I_{10})(R_{15} + R_{17} + R_{18}) - (i_1 - I_{11} - I_9 + I_{10})(R_{18} + R_{17}); \\ 0 = (i_1 - I_{11} - I_9 + I_{10})(R_{17} + R_{18} + R_{16}) - (i_2 + I_9 + I_{11} - I_{10})(R_{18} + R_{17}). \end{cases} \quad (3.1)$$

Введемо в систему рівнянь (3.1) заміни:

$$a = R_{15} + R_{18} + R_{17}; \quad b = R_{17} + R_{18}; \quad c = R_{18} + R_{16} + R_{17}.$$

Тоді система рівнянь (3.1) набуде вигляду

$$\begin{cases} U_1 = (i_2 + I_9 + I_{11} - I_{10})a - (i_1 - I_{11} - I_9 + I_{10})b; \\ 0 = (i_1 - I_{11} - I_9 + I_{10})c - (i_2 + I_9 + I_{11} - I_{10})b. \end{cases} \quad (3.2)$$

З першого рівняння системи рівнянь (3.1) знайдемо i_1 :

$$i_1 = i_2 \left(\frac{a}{b} \right) + (I_{11} + I_9 - I_{10}) \left(\frac{a}{b} \right) - (I_{10} - I_9 - I_{11}) - \frac{U_1}{b}. \quad (3.3)$$

Підставимо (3.3) в друге рівняння системи та знайдемо i_2 :

$$i_2 = -I_{11} - I_9 + I_{10} - U_1 \left(\frac{c}{b^2 - ac} \right). \quad (3.4)$$

Враховуючи (3.4), опір R_L визначається як

$$R_L = \frac{U_1}{i_2} = \frac{U_1}{-U_1 \left(\frac{c}{b^2 - ac} \right) - I_{11} - I_9 + I_{10}}.$$

Для еквівалентної схеми (див. рис. 3.3), використавши метод вузлових потенціалів та прийнявши вузол 0 в якості базису, система рівнянь Кірхгофа має вигляд

$$\begin{cases} A_1 = -\varphi_1(y_9 + y_{10}) + \varphi_2 y_9; \\ A_2 = \varphi_1 y_9 - \varphi_2(y_8 + y_9) + \varphi_3 y_8; \\ A_3 = \varphi_2 y_8 - \varphi_3(y_2 + y_6 + y_8) + \varphi_5 y_6 + \varphi_9 y_2; \\ A_4 = -\varphi_4 y_7 + \varphi_5 y_7; \\ A_5 = \varphi_3 y_6 + \varphi_4 y_7 - \varphi_5(y_5 + y_6 + y_7) + \varphi_6 y_5; \\ A_6 = \varphi_5 y_5 - \varphi_6 y_5; \\ A_7 = -\varphi_7 y_4; \\ A_8 = -\varphi_8 y_3 + \varphi_9 y_3; \\ A_9 = \varphi_3 y_2 + \varphi_8 y_3 - \varphi_9(y_3 + y_2 + y_1), \end{cases} \quad (3.5)$$

де $A_1 = I_5 - I_8; A_2 = -I_8; A_3 = I_6 - I_7; A_4 = -I_4 + I_5 - I_6; A_5 = I_4 + I_7;$
 $A_6 = I_2 + I_3; A_7 = -I_1 - I_2 - U_1 y_4; A_8 = I_1 - I_3; A_9 = U_1 y_1.$

Провідності гілок еквівалентної схеми (див. рис. 3.3) визначаються як

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/R_L; y_2 = 1/R_7; y_3 = 1/R_3; y_4 = 1/(R_1 + R_2); y_5 = 1/(R_4 + R_5); \\ y_6 &= (R_8 + R_7)/(R_8 * R_7); y_7 = R_6; y_8 = 1/R_{10}; y_9 = 1/R_{14}; \\ y_{10} &= R_{11} * (R_{12} + R_{13}) / (R_{12} + R_{13} + R_{11}). \end{aligned}$$

Аналогічно з виведенням ВАХ за формулами (2.7)–(2.13) вольт-амперна характеристика оптичного перетворювача (див. рис. 3.1) має вигляд

$$\begin{aligned}
i_{\text{вих}} = & -U_1 y_1 + \frac{A_3 y_1}{C_1} + \frac{A_8 y_2 y_1}{C_1 B_2} + \frac{A_1 y_8 y_9 y_1}{C_1 B_2 (y_9 + y_{10})} - \frac{A_9 y_8^2 y_1}{C_1 B_2 y_2} - \frac{A_8 y_8^2 y_3 y_1}{C_1 B_2 y_2} + \\
& + \frac{A_9 y_1 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} + \frac{A_8 y_3 y_1 (y_2 + y_6 + y_8)}{C_1 y_2} + \frac{A_5 y_6 y_1}{C_1 B_1} - \frac{A_9 y_6^2 y_1}{C_1 B_1 y_2} - \frac{A_8 y_6^2 y_3 y_1}{C_1 B_1 y_2} + \\
& + \frac{A_4 y_6 y_1}{C_1 B_1} + \frac{A_6 y_6^2 y_5 y_1}{C_1 B_1},
\end{aligned} \tag{3.6}$$

де $B_1 = y_5 + y_6 - y_5^2 / y_6$; $B_2 = y_8 + y_9 - y_9^2 / (y_9 + y_{10})$;

$$\begin{aligned}
C_1 = & -\frac{y_8^2 (y_1 + y_2 + y_3)}{y_2} + \frac{y_8^2 y_3}{B_2 y_2} - \frac{y_3 (y_2 + y_6 + y_8)}{y_2} + \frac{(y_1 + y_2 + y_3)}{y_2} \times \\
& \times \left(\frac{y_2 + y_6 + y_8}{y_2} - \frac{y_6^2 (y_1 + y_2 + y_3)}{B_1 y_2} + \frac{y_6^2 y_3}{B_1 y_2} - y_2 \right).
\end{aligned}$$

Згідно з виразом (3.6) розрахована вольт-амперна характеристика частотного оптичного перетворювача з активним індуктивним елементом. На рис. 3.5 показані теоретичні та експериментальні вольт-амперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярних транзисторів КТ363А, МДН-транзистора КП327 і фоторезистора ФПФ-7А. З графіка видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 2$ В ділянка від'ємного опору по U_1 лежить в межах 1,8...3 В, а при $U_2 = 5$ В – в межах 4...6,1 В.

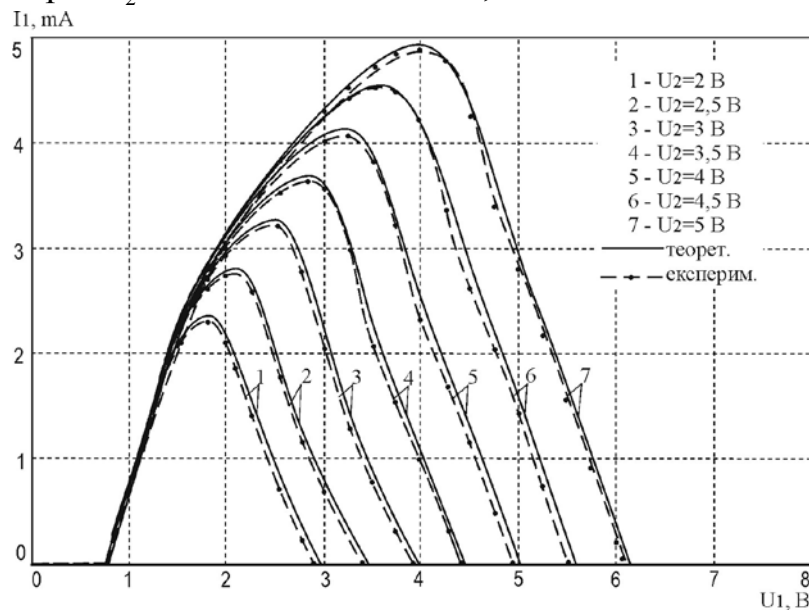


Рисунок 3.5 – Теоретичні та експериментальні ВАХ оптичного частотного перетворювача з фоторезистором та активною індуктивністю

3.2 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

Для виявлення властивостей частотного оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складових повного опору структури від освітленості, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості оптичного перетворювача. Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного та МДН-транзистора, які складають оптичний перетворювач (рис. 3.6). Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу оптичного перетворювача (див. рис. 3.1), на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 3.6, необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор-стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2. Для зручності розрахунків на рис. 3.7 зображена перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача.

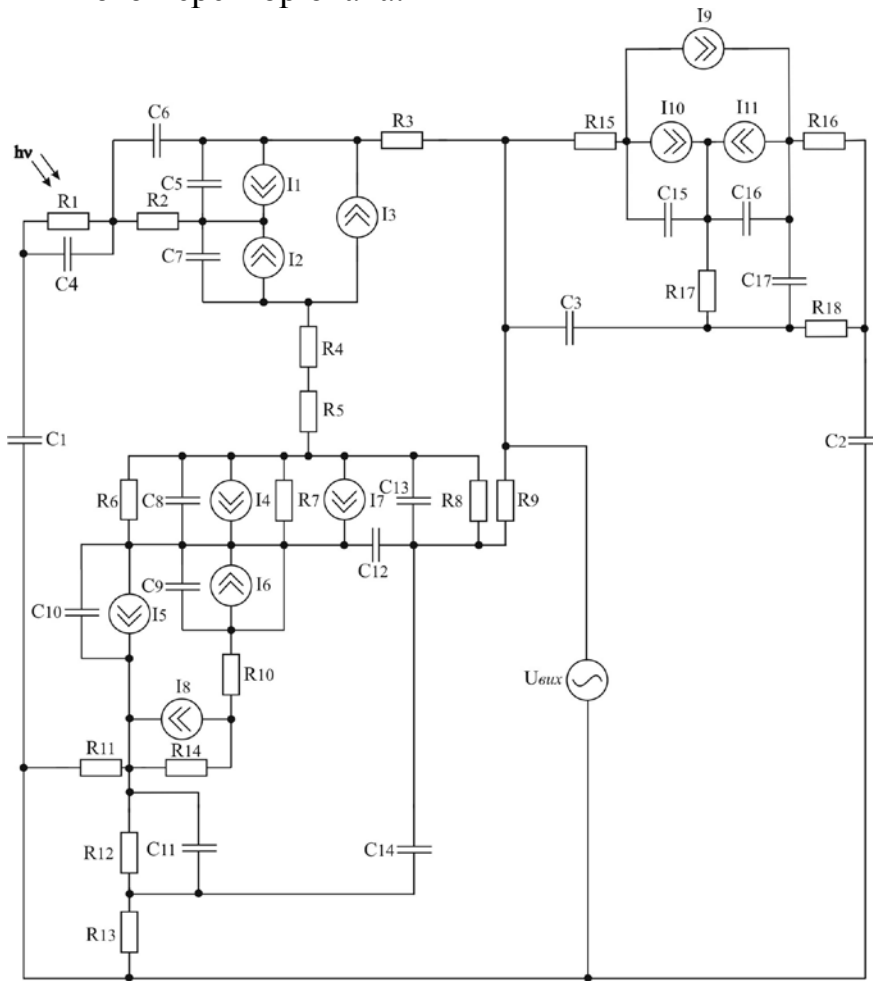


Рисунок 3.6 – Еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

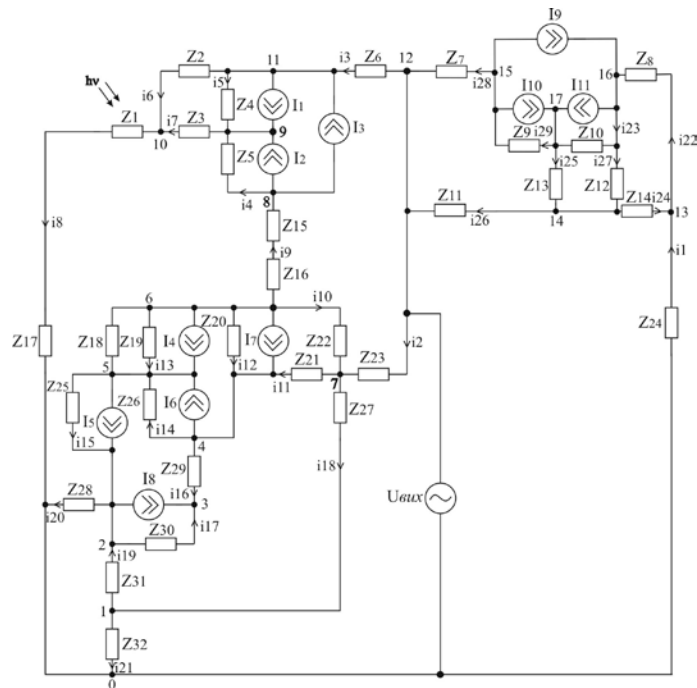


Рисунок 3.7 – Перетворена еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

Схему (див. рис. 3.7) доцільно спростити для проведення розрахунків, представивши еквівалентну схему транзистора VT3 з фазозсувним RC-колом у вигляді опору $Z_{екв}$. Перетворена схема показана на рис. 3.8.

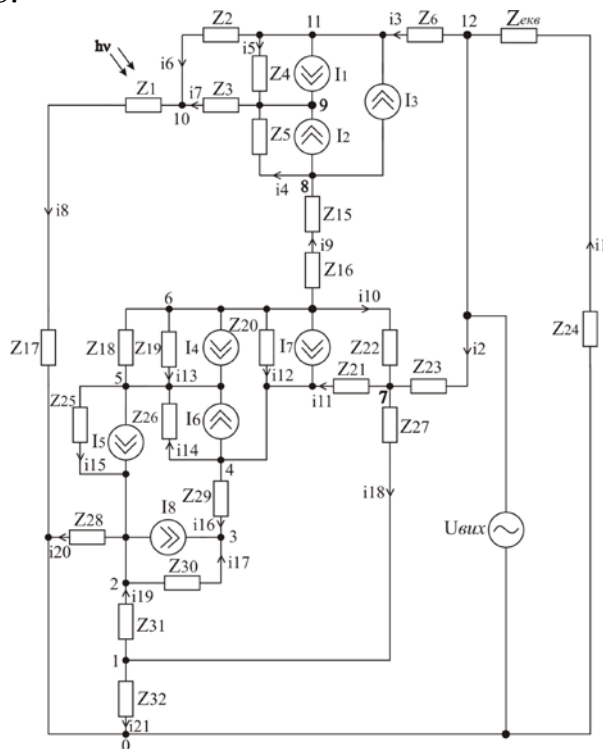


Рисунок 3.8 – Перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом

Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (див. рис. 3.8), прийнявши вузол 0 як базисний, має вигляд

$$\begin{cases}
 0 = -\varphi_1(y_{18} + y_{19} - y_{21}) - \varphi_2 y_{19} + \varphi_7 y_{18}; \\
 I_8 - I_5 = \varphi_1 y_{19} - \varphi_2(y_{19} + y_{20} + y_{17} + y_{15}) + \varphi_3 y_{17} + \varphi_5 y_{15}; \\
 -I_8 = \varphi_2 y_{17} + \varphi_3(y_{16} - y_{17}) + \varphi_4 y_{16}; \\
 I_6 - I_1 = \varphi_2 y_{16} - \varphi_4(y_{16} + y_{14} + y_{12} + y_{11}) + \varphi_5 y_{14} + \varphi_6 y_{12} + \varphi_7 y_{11}; \\
 I_5 - I_4 - I_6 = \varphi_2 y_{15} + \varphi_4 y_{14} - \varphi_5(y_{15} - y_{13} - y_{14}) + \varphi_6 y_{13}; \\
 I_4 + I_8 = \varphi_4 y_{12} + \varphi_5 y_{13} - \varphi_6(y_{13} + y_{12} + y_{10} + y_9) + \varphi_7 y_{13} + \varphi_8 y_9; \\
 0 = \varphi_1 y_{18} + \varphi_4 y_{11} + \varphi_6 y_{13} - \varphi_7(y_{10} + y_{11} + y_2 + y_{18}) + U_{вух} y_2 \\
 I_2 + I_3 = \varphi_6 y_9 - \varphi_8(y_9 + y_4) + \varphi_9 y_4; \\
 -(I_2 + I_1) = \varphi_8 y_4 - \varphi_9(y_4 + y_7 + y_5) + \varphi_{11} y_5 + \varphi_{10} y_7; \\
 0 = \varphi_9 y_7 + \varphi_{11} y_6 - \varphi_{10}(y_8 + y_7 + y_6); \\
 I_1 - I_3 - U_{вух} y_3 = \varphi_9 y_5 - \varphi_{11}(y_6 + y_5 + y_3) + \varphi_{10} y_6; \\
 U_{вух}(y_3 + y_2 + y_1) = \varphi_7 y_2 + \varphi_{11} y_3,
 \end{cases} \quad (3.7)$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами

$$\begin{aligned}
 y_1 &= 1/(Z_{24} + Z_{екв}); \quad y_2 = 1/Z_{23}; \quad y_3 = 1/Z_6; \quad y_4 = 1/Z_5; \quad y_5 = 1/Z_4; \\
 y_6 &= 1/Z_2; \quad y_7 = 1/Z_3; \quad y_8 = 1/(Z_{17} + Z_1); \quad y_9 = 1/(Z_{15} + Z_{16}); \\
 y_{10} &= 1/Z_{22}; \quad y_{11} = 1/Z_{21}; \quad y_{12} = 1/Z_{20}; \quad y_{13} = (Z_{18} + Z_{19})/(Z_{18}Z_{19}); \\
 y_{14} &= 1/Z_{26}; \quad y_{15} = 1/Z_{25}; \quad y_{16} = 1/Z_{29}; \quad y_{17} = 1/Z_{30}; \quad y_{18} = 1/Z_{27}; \\
 y_{19} &= 1/Z_{31}; \quad y_{20} = 1/Z_{28}; \quad y_{21} = 1/Z_{32}.
 \end{aligned}$$

В еквівалентній схемі (див. рис. 3.7) та системі рівнянь (3.7) використано наступні позначення:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \frac{R_1}{1 + \omega^2 R_1^2 C_4^2} - j \frac{R_1^2 \omega C_4}{1 + \omega^2 R_1^2 C_4^2}; \quad Z_2 = -\frac{j}{\omega C_6}; \quad Z_3 = R_2; \quad Z_4 = -\frac{j}{\omega C_5}; \\
 Z_5 &= -\frac{j}{\omega C_7}; \quad Z_6 = R_3; \quad Z_7 = R_{15}; \quad Z_8 = R_{16}; \quad Z_9 = -\frac{j}{\omega C_{15}}; \quad Z_{10} = -\frac{j}{\omega C_{16}}; \\
 Z_{11} &= -\frac{j}{\omega C_3}; \quad Z_{12} = -\frac{j}{\omega C_{17}}; \quad Z_{13} = R_{17}; \quad Z_{14} = R_{18}; \quad Z_{15} = R_4;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Z_{16} &= R_5; \quad Z_{17} = -\frac{j}{\omega C_1}; \quad Z_{18} = R_6; \quad Z_{19} = -\frac{j}{\omega C_8}; \quad Z_{20} = R_7; \\
Z_{22} &= \frac{R_8}{1 + \omega^2 R_8^2 C_{13}^2} - j \frac{R_8^2 \omega C_{13}}{1 + \omega^2 R_8^2 C_{13}^2}; \quad Z_{23} = R_9; \quad Z_{24} = -\frac{j}{\omega C_2}; \\
Z_{25} &= -\frac{j}{\omega C_{10}}; \quad Z_{26} = -\frac{j}{\omega C_9}; \quad Z_{27} = -\frac{j}{\omega C_{14}}; \quad Z_{28} = R_{11}; \quad Z_{29} = R_{10}; \\
Z_{30} &= R_{14}; \quad Z_{31} = \frac{R_{12}}{1 + \omega^2 R_{12}^2 C_{11}^2} - j \frac{R_{12}^2 \omega C_{11}}{1 + \omega^2 R_{12}^2 C_{11}^2}; \quad Z_{32} = R_{13},
\end{aligned}$$

де R_1 – опір фоторезистора R_1 на схемі перетворювача рис. 3.1; R_2 , R_3 , R_4 – об’ємні опори бази, колектора і емітера біполярного транзистора VT1 відповідно; R_5 , R_{11} , R_8 та R_{13} – об’ємні опори витоку, стоку та першого і другого затворів двозатворного МДН-транзистора VT2 відповідно; R_6 – опір підкладки МДН-транзистора VT2; R_7 , R_{10} та R_{14} – об’ємні опори стік-витік МДН-транзистора VT2 відповідно; R_8 – об’ємний опір затвор-витік МДН-транзистора VT2; R_9 – об’ємний опір затвору МДН-транзистора VT2; R_{11} – опір р-п переходу стоку МДН-транзистора VT2; R_{12} – опір затвор-стік МДН-транзистора VT2; R_{15} , R_{16} , R_{17} – об’ємні опори емітера, колектора і бази біполярного транзистора VT3 відповідно; R_{18} – опір резистора R_3 на схемі перетворювача рис. 3.1; C_1 , C_2 , C_3 – ємності конденсаторів C_1 , C_2 та C_3 на схемі перетворювача рис. 3.1; C_4 – ємність фоторезистора R_1 ; C_5 , C_7 – ємності переходу база–колектор та база–емітер транзистора VT1 відповідно; C_6 та C_{17} – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора біполярних транзисторів VT1 та VT3 відповідно; C_8 – ємність підкладка-витік МДН-транзистора VT2; C_9 та C_{10} – ємності підкладка–стік МДН-транзистора VT2 відповідно; C_{11} та C_{12} – ємності затвор–стік МДН-транзистора VT2; C_{13} – ємність затвор–витік МДН-транзистора VT2; C_{14} – ємність між першим і другим затвором МДН-транзистора VT2; C_{15} , C_{16} – ємність переходу база–емітер та база–колектор транзистора VT3 відповідно.

Для визначення повного опору активного індуктивного елемента $Z_{екв}$ скористаємось схемою на рис. 3.9.

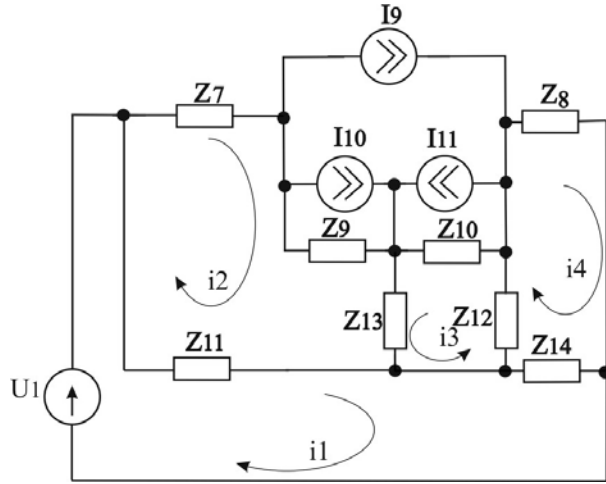


Рисунок 3.9 – Перетворена еквівалентна схема активного індуктивного елемента для змінного струму

Для визначення повного опору складемо систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = i_1 A_1 - i_2 Z_{11} - i_4 Z_{14}; \\ 0 = -i_1 Z_{11} + i_2 A_2 + i_3 Z_{13} + A_3; \\ 0 = i_2 Z_{13} + i_3 A_4 + i_4 Z_{12} + A_5; \\ 0 = -i_1 Z_{14} + i_3 Z_{12} + i_4 A_6, \end{cases} \quad (3.8)$$

де $A_1 = Z_{11} + Z_{14}$; $A_2 = Z_7 + Z_9 + Z_{11} + Z_{13}$; $A_3 = Z_9(I_{11} - I_{10} - I_9)$;
 $A_4 = Z_{10} + Z_{12} + Z_{13}$; $A_5 = Z_{10}(I_{10} - I_{11} + I_9)$; $A_6 = Z_{12} + Z_8 + Z_{14}$.

Розв'язавши систему рівнянь (3.8) відносно струму i_1 , визначимо повний опір транзисторного еквівалента індуктивності:

$$Z_{екв} = U_1 / \left(\frac{U_1}{K_1} + \frac{A_5 A_6 Z_{11} Z_{13}}{B_1 K_1 Z_{12} (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})} + \frac{Z_{14} A_5}{K_1 (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})} - \frac{Z_{11} A_3}{K_1 B_1} - \frac{A_5 A_6 B_2 Z_{13}}{B_1 K_1 Z_{12} (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})} + \frac{A_3 B_2}{B_1 K_1} \right), \quad (3.9)$$

де $B_1 = A_2 + Z_{13}^2 A_6 / (Z_{12} (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12}))$; $B_2 = Z_{13} Z_{14} / (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})$;
 $K_1 = A_1 - Z_{11}^2 / B_1 + Z_{11} Z_{13} Z_{14} / (B_1 Z_{12}) + Z_{11} Z_{13} Z_{14} A_4 A_6 / (B_1 Z_{12}^2 (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})) + Z_{14}^2 A_4 / (Z_{12} (Z_{12} - A_4 A_6 / Z_{12})) + Z_{11} B_2 / B_1 - Z_{13} Z_{14} B_2 / (Z_{12} B_1)$.

На основі системи рівнянь (3.7) за допомогою програмного пакету Matlab 6.5. розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від інтенсивності падаючого світла (довжина хвилі дорівнює 520 нм) показані на рис. 3.10 та 3.11.

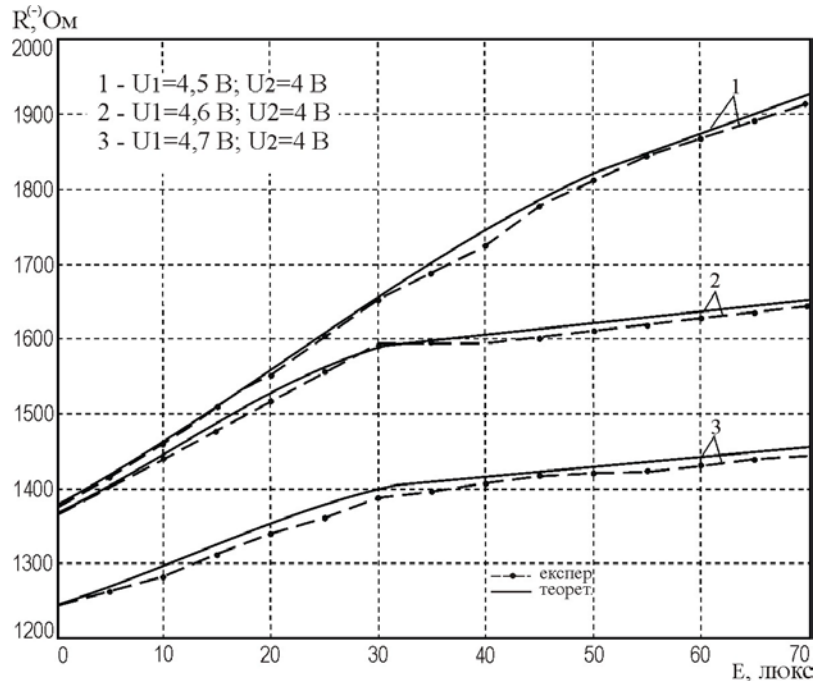


Рисунок 3.10. Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520\text{ нм}$)

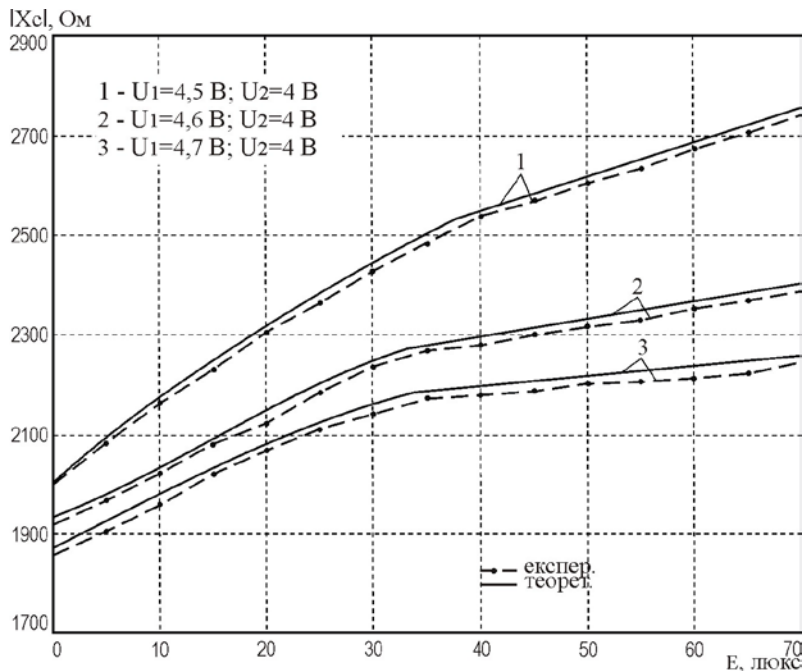


Рисунок 3.11 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520\text{ нм}$)

З рис. 3.10 та 3.11 видно, що зі збільшенням освітленості активна і реактивна складові повного опору збільшуються. Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення U_1 оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом наведені на рис. 3.12 та 3.13.

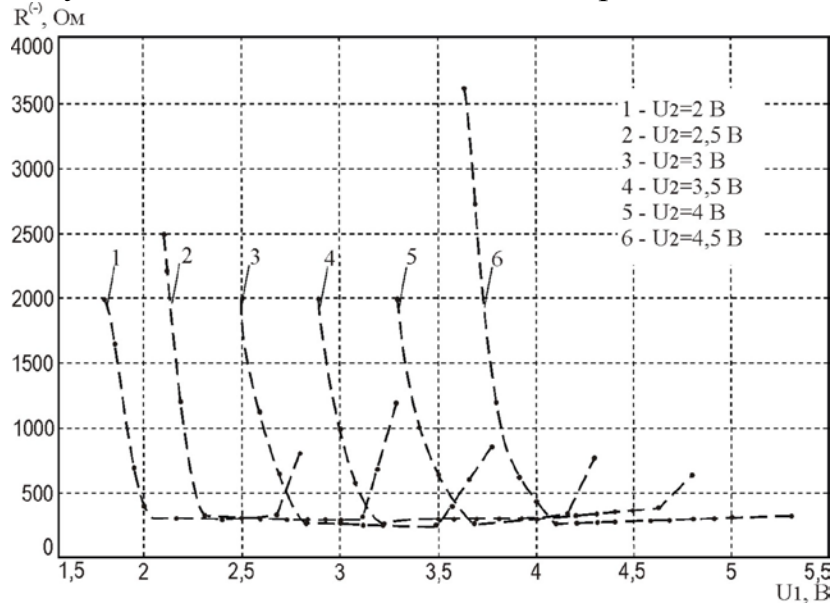


Рисунок 3.12 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

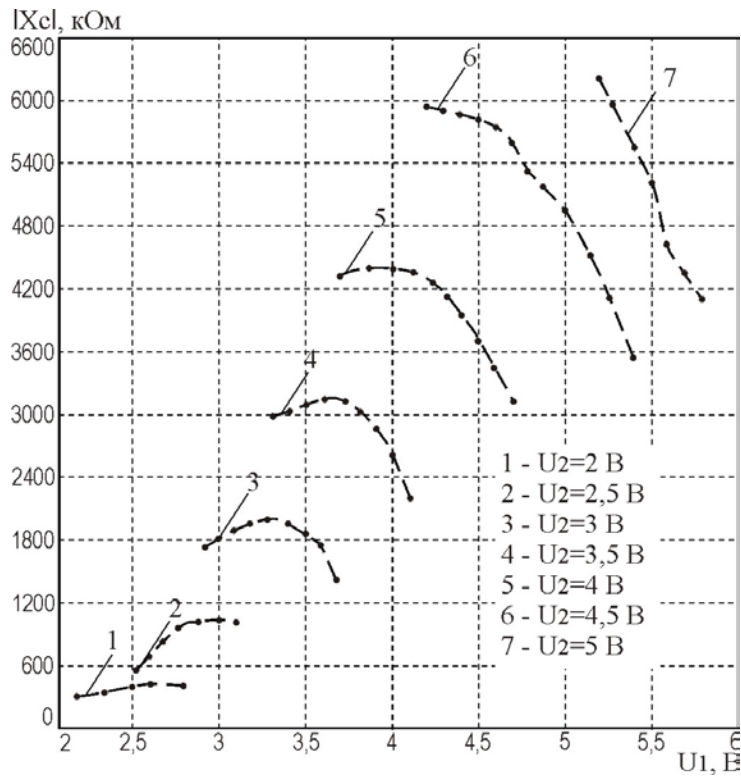


Рисунок 3.13 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

На рис. 3.14 та 3.15 подані експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом від напруги живлення U_1 та напруги керування U_2 відповідно.

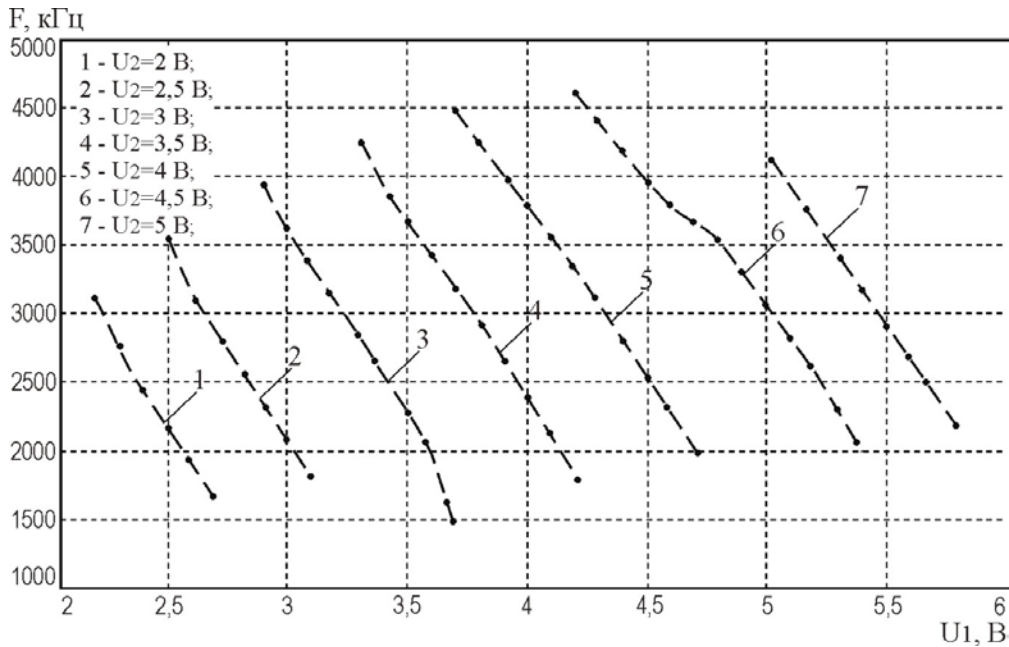


Рисунок 3.14 – Експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від напруги живлення

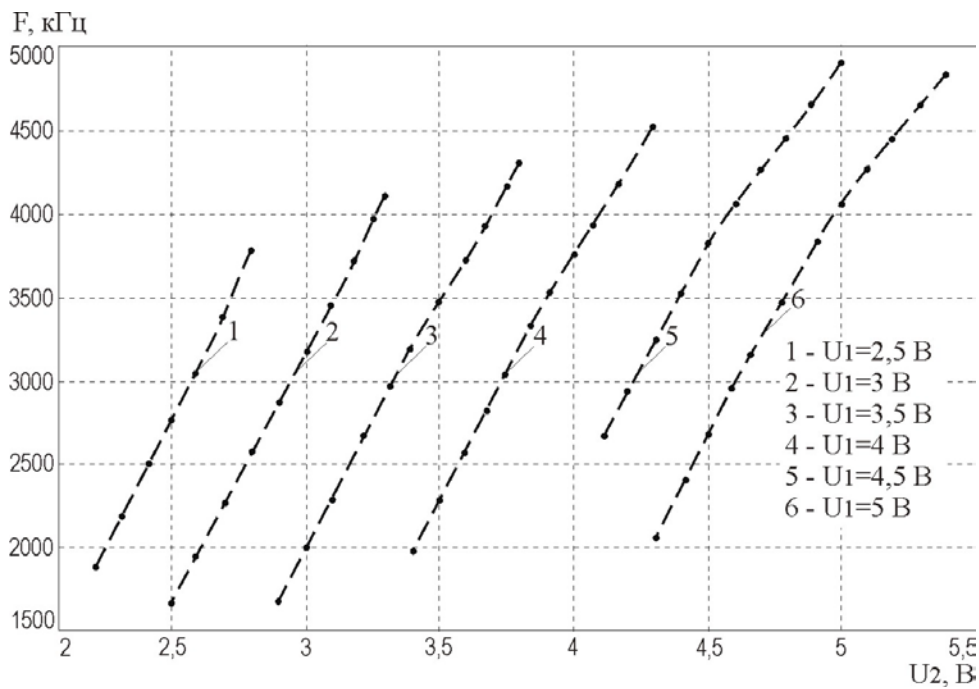


Рисунок 3.15 – Експериментальні частоти генерації оптичного перетворювача від напруги керування

З рис. 3.14 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 4,5 В. З рис. 3.15 видно, що в діапазоні напруги живлення від 3 до 5 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні.

Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від зміни опору резистора R_2 фазозсувного RC-кола наведені на рис. 3.16 та 3.17.

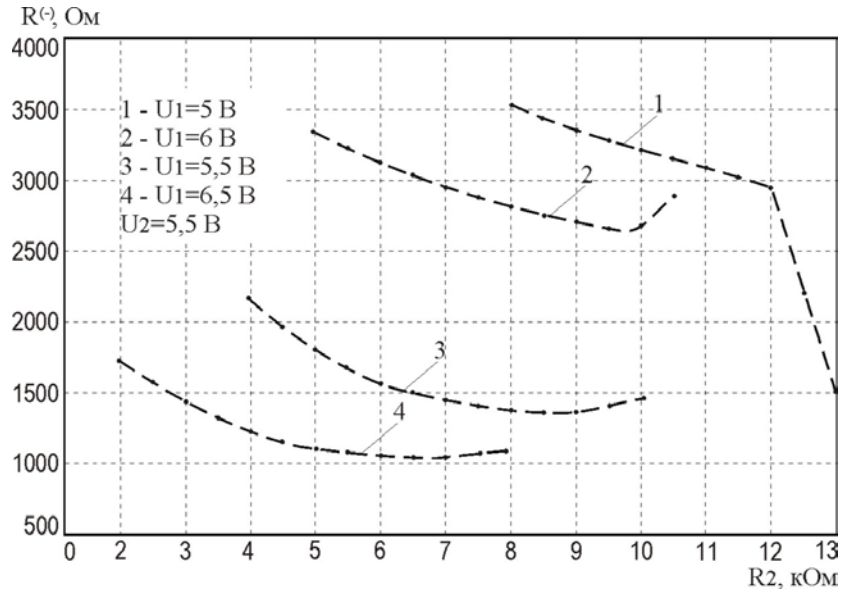


Рисунок 3.16 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від опору резистора RC-ланцюга

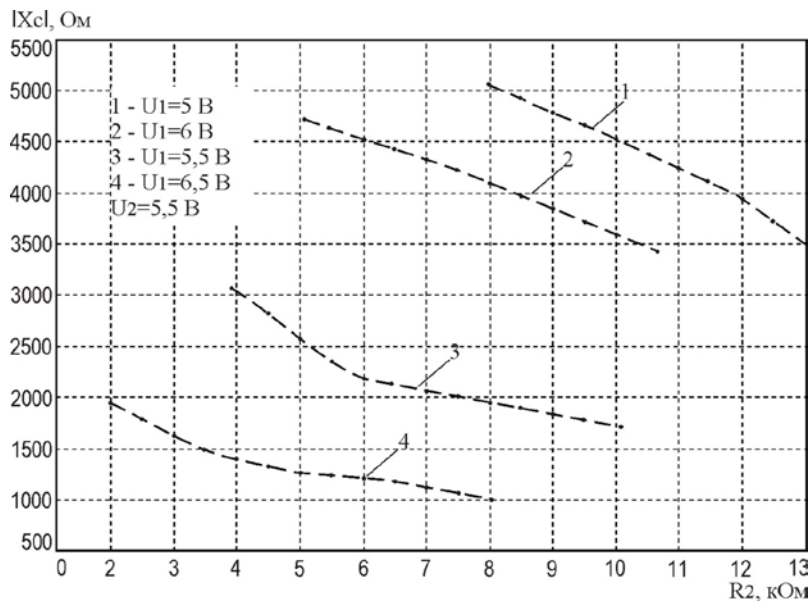


Рисунок 3.17 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від опору резистора RC-ланцюга

На рис. 3.18 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни освітленості.

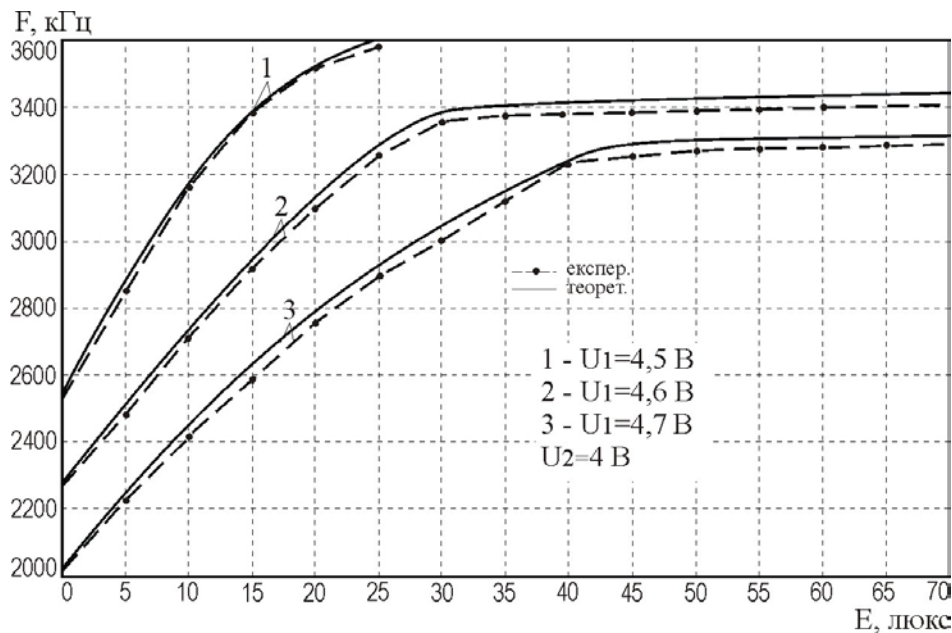


Рисунок 3.18 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом від зміни величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

Як видно з рис. 3.18, частота генерації збільшується із збільшенням освітленості, а на ділянці від 1 до 30 люкс спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни освітленості, також з рис. 3.18 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

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

Функція перетворення оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом описується виразом (3.10)

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_{екв} C_6 (-L_{екв} C_6 + R_1^2(E) C_4^2 + R_1^2(E) C_4 C_6 + A)}}{L_{екв} C_4 C_6 R_1(E)}, \quad (3.10)$$

де

$$A = \sqrt{L_{екв}^2 C_6^2 + 2L_{екв} C_4^2 C_6 R_1^2(E) - 2L_{екв} C_6^2 C_4 R_1^2(E) + R_1^4(E) C_4^4 + 2R_1^4(E) C_4^3 C_6 + R_1^4(E) C_4^2 C_6^2}.$$

У виразі (3.10): $L_{екв}$ – значення активного індуктивного елемента, що визначається із повного опору $Z_{екв}$ у формулі (3.9). На основі

(3.10) визначена чутливість оптичного частотного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом описується виразом

$$S_E^F = \frac{1}{8} \sqrt{2} \left(2R_1(E)C_4 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) + 2R_1(E)C_6C_4 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) + \right. \\ + 2L_{екв} R_1(E)C_6C_4 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) - 2L_{екв} R_4(E)C_6^2C_4 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) + \\ + 2R_1^3(E)C_1^2 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) + 4R_1^3(E)C_6C_4^2 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) + \\ + 2R_1^3(E)C_6^2C_4^2 \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) / \sqrt{D_1} \Big) / \left(\sqrt{L_{екв} C_6 C_4 (D_2 + \sqrt{D_1})} \pi R_1(E) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \sqrt{2} \sqrt{L_{екв} C_6 C_4 (D_2 + \sqrt{D_1})} \left(\frac{\partial}{\partial E} R_1(E) \right) / \pi L_{екв} C_6 C_4 R_1^2(E) \right),$$

де

$$D_1 = L_{екв}^2 C_6^2 + 2L_{екв} C_6 C_4 R_1^2(E) - 2L_{екв} C_6^2 C_4 R_1^2(E) + R_1^4(E) C_1^2 + \\ + 2R_1^4(E) C_4^2 C_6 + R_1^4(E) C_4^2 C_6^2;$$

$$D_2 = -L_{екв} C_6 + R_1^2(E) C_4 + R_1^2(E) C_4 C_1.$$

Графік залежності чутливості від величини освітленості представлений на рис. 3.19.

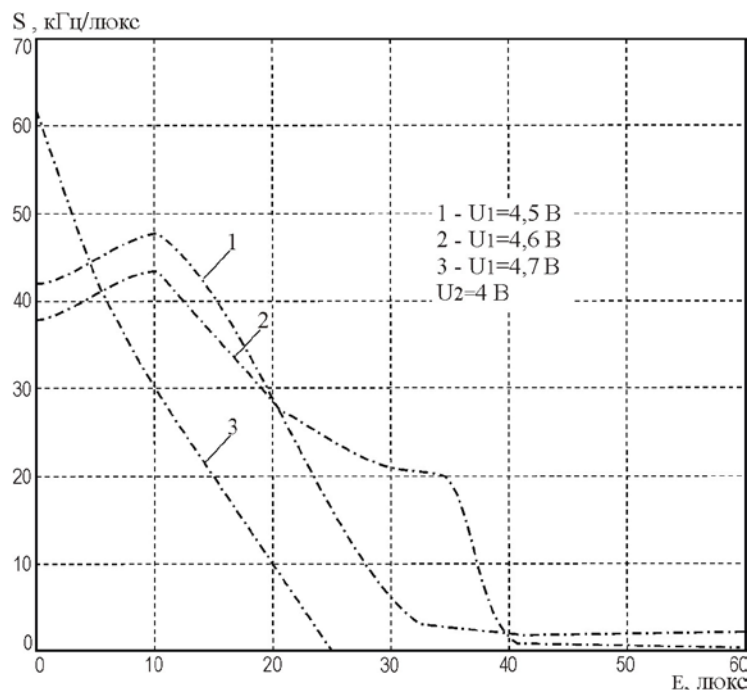


Рисунок 3.19 – Залежність чутливості оптичного перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом від величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

З рис. 3.19 видно, що максимальну чутливість оптичний перетворювач з фоторезистором має при напрузі живлення 4,7 В та напрузі керування 4 В. Із зміною освітленості від 10 до 50 люкс чутливість змінюється від 61 до 2 кГц/люкс.

На рис. 3.20 показана залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень моделі від величини освітленості, розрахована за виразом (2.18).

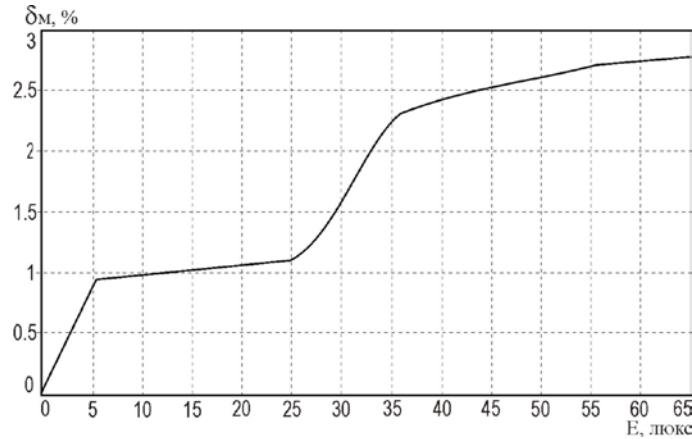


Рисунок 3.20 – Залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень моделі від величини освітленості

З графіка (див. рис. 3.20) видно, що розбіжність експериментальних та теоретичних даних становить $\pm 3\%$.

Залежності частоти генерації оптичного частотного перетворювача від впливу температури наведені на рис. 3.21. Оптимальною напругою керування є величина 3 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 80 °С.

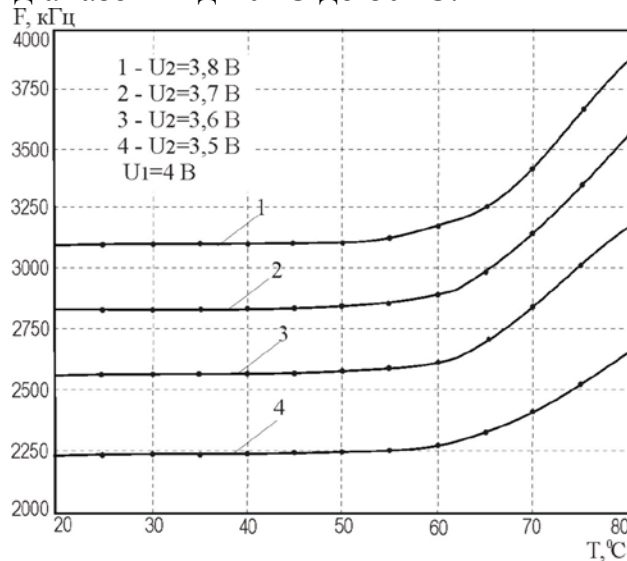


Рисунок 3.21 – Залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни температури

3.3 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача з фото транзистором та активним індуктивним елементом

Підвищення чутливості оптичного частотного перетворювача виготовлення оптичного перетворювача досягається використанням реактивних властивостей біполярного фототранзистора для активного індуктивного елемента.

На рис. 3.22 показана схема оптичного частотного перетворювача з чутливим елементом – фототранзистором VT3, яка складається з МДН-транзистора VT1 та біполярного транзистора VT2, живлення яких здійснюють джерела напруги U1 та U2. Роль індуктивної складової виконує біполярний фототранзистор VT3 з RC-колом, утвореним конденсатором C2 та резистором R4. Таким чином, коливальний контур утворено ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-стік транзисторів VT2 та VT1 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного фототранзистора VT3.

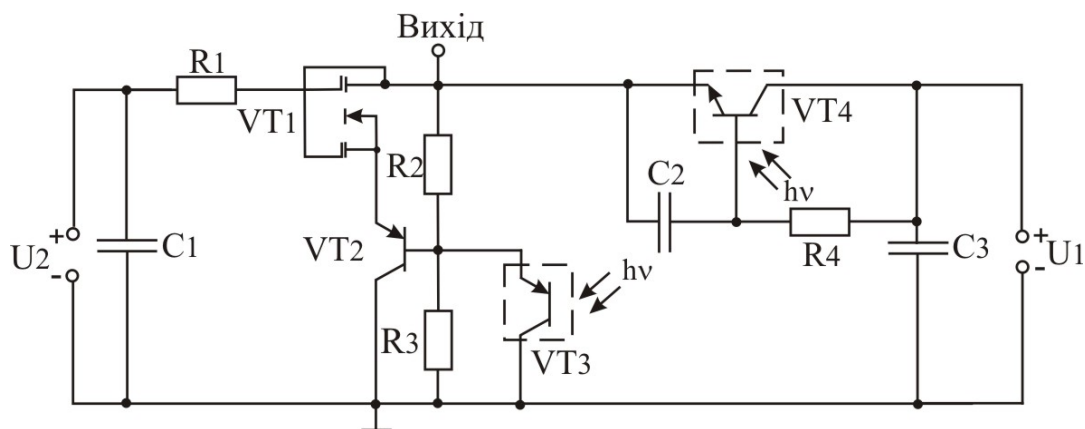


Рисунок 3.22 – Електрична схема оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом

Для визначення вольт-амперної характеристики розглядається еквівалентна схема для постійного струму (рис. 3.23). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики.

В еквівалентній схемі використано такі умовні позначення: R_1 – опір другого затвору МДН-транзистора VT1; R_2 – опір стік–другий затвор двозатворного МДН-транзистора VT1; R_3 , R_6 , R_9 – опори витік–стік двозатворного МДН-транзистора VT1; R_4 – опір резистора

R_1 на схемі на рис. 3.25; R_5 – опір р-п переходу стоку транзистора VT1; R_7 – омичний опір другого затвору двозатворного МДН-транзистора VT1; R_8 – опір підкладки МДН-транзистора VT1; R_{10} – опір витік–перший затвор двозатворного МДН-транзистора VT1; R_{11} – опір витоку МДН-транзистора VT1; R_{12} , R_{17} , R_{21} – опори емітера біполярного транзистора VT2 та фототранзисторів VT2 та VT3 відповідно; R_{13} – опір бази біполярного транзистора VT2; R_{14} , R_{20} , R_{25} – опори колектора біполярного транзистора VT2 та фототранзисторів VT2 та VT3 відповідно; R_{15} – опір резистора R_2 на схемі на рис. 3.25; R_{16} – опір резистора R_3 на схемі на рис. 3.25; R_{18} та R_{22} – шунтуючий опір, що входить до складу фототранзистора VT3 та фототранзистора VT4 відповідно; R_{19} та R_{23} – опір р-п переходу діода, що входить до складу фототранзистора VT3 та фототранзистора VT4 відповідно; R_{24} – опір резистора R_4 на схемі на рис. 3.25.

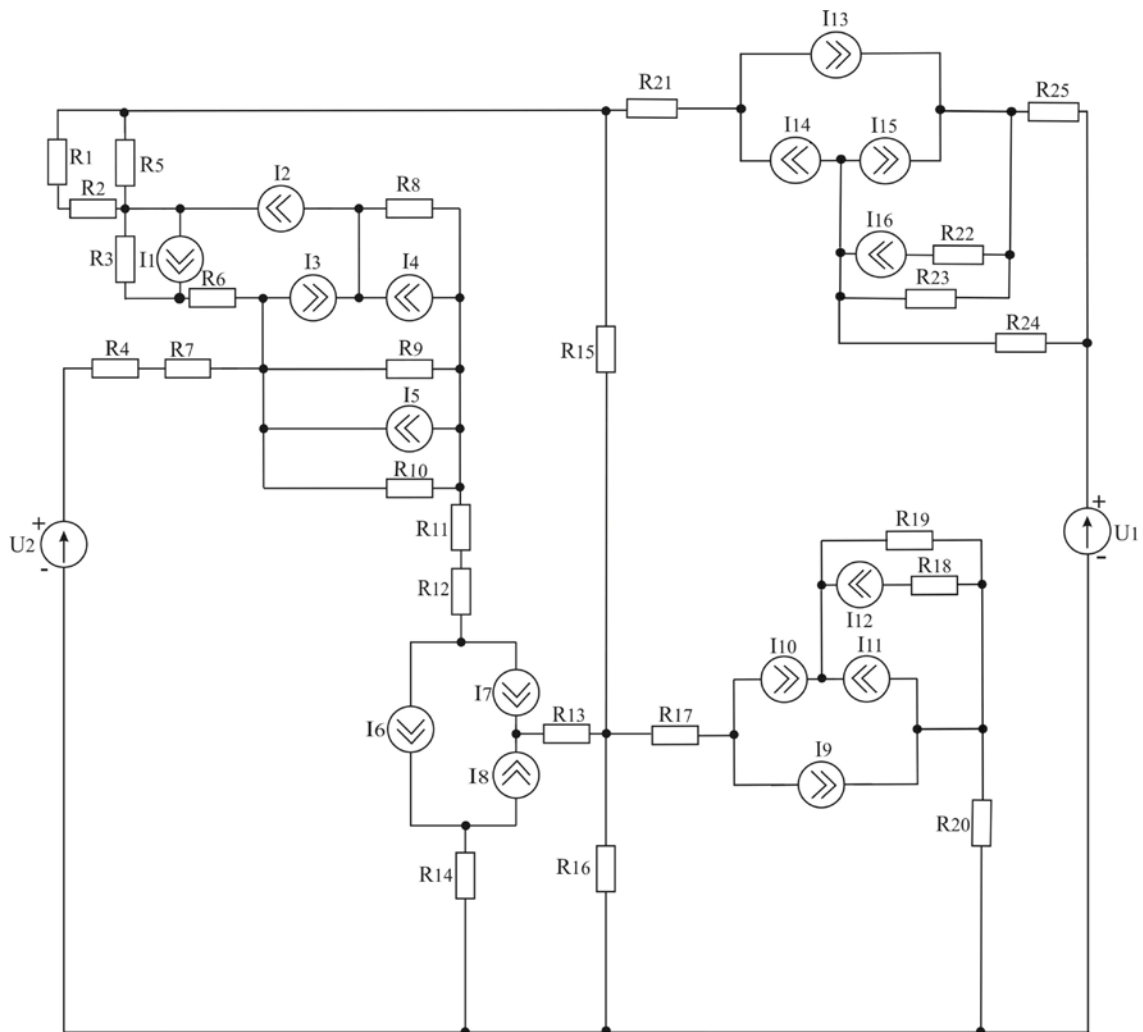


Рисунок 3.23 – Еквівалентна схема оптичного перетворювача з фототранзистором та активною індуктивністю для постійного струму

Перетворимо схему (див. рис. 3.23) у зручнішу для проведення розрахунків (рис. 3.24).

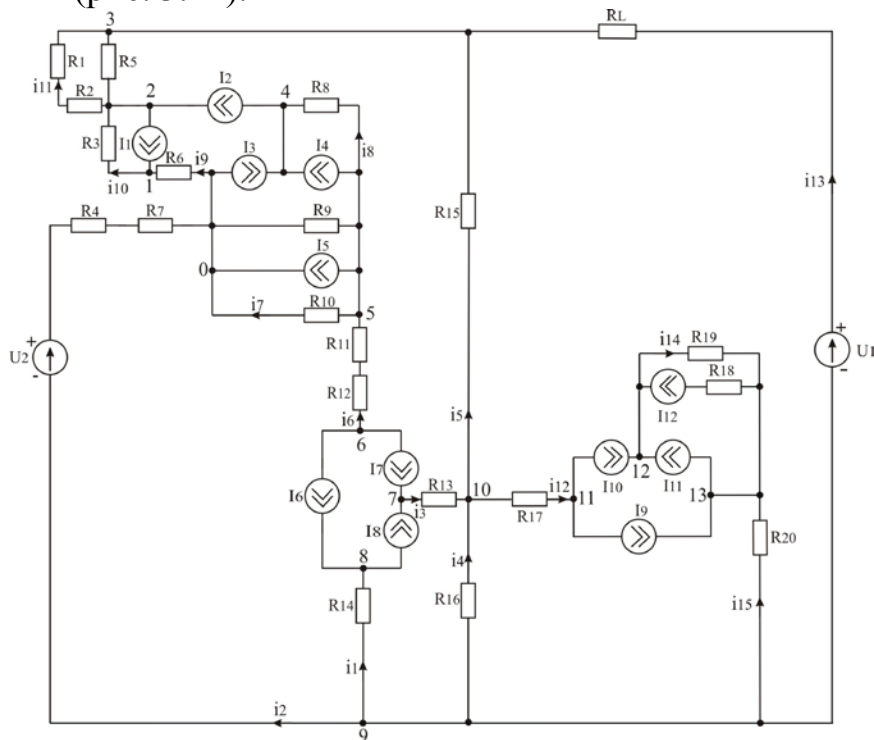


Рисунок 3.24 – Перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача з фототранзистором та активною індуктивністю для постійного струму

Струми біполярного транзистора VT1 та фототранзисторів VT3 та VT4 $I_8 = I_{11} = I_{15}$; $I_7 = I_{10} = I_{14}$; $I_6 = I_9 = I_{13}$ визначаються за формулами (2.1), струми МДН-транзистора $I_1 = I_5$ – за формулою (2.2), I_3 – за формулою (2.3), а струм I_4 – за формулою (2.4), $I_{12} = I_{16}$ – за формулою (2.18).

В схемі на рис. 3.24: R_L – опір активного індуктивного елемента, показано на рис. 3.25.

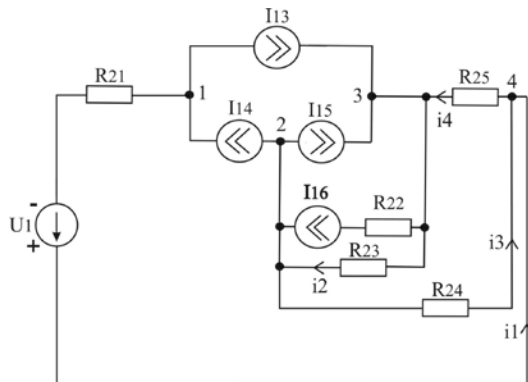


Рисунок 3.25 – Еквівалентна схема активного індуктивного елемента для постійного струму

Відповідно до схеми на рис. 3.25 система рівнянь має вигляд (вузол 1 прийнято за базисний)

$$\begin{cases} -(I_{16} - I_{14} - I_{15}) = -\varphi_2(y_2 + y_3) + \varphi_3 y_2 + \varphi_4 y_3; \\ I_{16} - I_{15} - I_{13} = \varphi_2 y_2 - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4; \\ -U_1 y_1 = \varphi_2 y_3 + \varphi_3 y_4 - \varphi_4(y_4 + y_3 + y_1), \end{cases} \quad (3.12)$$

де провідності гілок i_1 , i_2 , i_3 та i_4 визначаються за формулами:

$$y_1 = 1/R_{21}; \quad y_2 = (R_{22} + R_{23})/(R_{22}R_{23}); \quad y_3 = 1/R_{24}; \quad y_4 = 1/R_{25}.$$

Введемо в систему рівнянь (3.12) заміни:

$$a = -(I_{16} - I_{14} - I_{15});$$

$$b = I_{16} - I_{15} - I_{13};$$

$$c = -U_1 y_1.$$

Тоді система рівнянь (3.12) набуде вигляду

$$\begin{cases} a = -\varphi_2(y_2 + y_3) + \varphi_3 y_2 + \varphi_4 y_3; \\ b = \varphi_2 y_2 - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4; \\ c = \varphi_2 y_3 + \varphi_3 y_4 - \varphi_4(y_4 + y_3 + y_1). \end{cases} \quad (3.13)$$

З першого рівняння системи (3.13) знайдемо φ_2 :

$$\varphi_2 = \frac{a}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_3 y_2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_4 y_3}{y_2 + y_3} \quad (3.14)$$

та підставимо в друге рівняння системи (3.13):

$$b = \frac{a y_2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_3 y_2^2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_4 y_2 y_3}{y_2 + y_3} - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4. \quad (3.15)$$

З рівняння (3.15) знайдемо φ_3 :

$$\begin{aligned} \varphi_3 = & \frac{a y_2}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} - \frac{b}{(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} + \\ & + \varphi_4 \frac{(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Підставимо вираз для φ_3 у рівняння (3.14):

$$\phi_2 = \frac{ay_2^2}{(y_2 + y_3)^2(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} - \frac{by_2}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} +$$

$$+ \frac{a}{y_2 + y_3} + \phi_4 \frac{y_2(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} + \phi_4 \frac{y_3}{y_2 + y_3}. \quad (3.17)$$

Підставимо вирази (3.16) та (3.17) у третє рівняння системи рівнянь (3.13)

$$c - \frac{ay_3}{y_2 + Y_3} - \frac{ady_2^2 y_3}{y_2 + y_3} + bdy_2 y_3 - ady_2 y_4 + \frac{by_4}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} =$$

$$= \phi_4 (y_2 y_3 d(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4) + y_3^2 / (y_2 + y_3) + \frac{y_4(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} -$$

$$-(y_1 + y_3 + y_4)), \quad (3.18)$$

де
$$d = \frac{1}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}.$$

Введемо в рівняння (3.18) позначення

$$f = y_2 y_3 d(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4) + y_3^2 / (y_2 + y_3) +$$

$$+ \frac{y_4(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} - (y_1 + y_3 + y_4). \quad (3.19)$$

З рівняння (3.18) з врахуванням виразу (3.19) визначимо ϕ_4 :

$$\phi_4 = \frac{c}{f} - \frac{ay_3}{f(y_2 + y_3)} - \frac{ady_2^2 y_3}{f(y_2 + y_3)} + \frac{bdy_2 Y_3}{f} - \frac{ady_2 y_4}{f} +$$

$$+ \frac{by_4}{f(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \quad (3.20)$$

Струм i_1 визначається як

$$i_1 = (\varphi_1 - \varphi_4)y_1 = -\varphi_4 y_1.$$

Підставивши в останню формулу φ_4 з виразу (3.20) струм i_1 , отримаємо:

$$i_1 = -\frac{cy_1}{f} + \frac{ay_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} + \frac{ady_2^2 y_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} - \frac{bdy_2 y_3 y_1}{f} + \frac{ady_2 y_4 y_1}{f} -$$

$$- \frac{by_4 y_1}{f(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \quad (3.21)$$

Еквівалентний опір R_L з врахуванням (3.21) визначається

$$R_L = \frac{U_1}{i_1} = \frac{U_1}{\left(-\frac{cy_1}{f} + \frac{ay_3y_1}{f(y_2+y_3)} + \frac{ady_2^2y_3y_1}{f(y_2+y_3)} - \frac{bdy_2y_3y_1}{f} + \frac{ady_2y_4y_1}{f} - \frac{by_4y_1}{f(y_2+y_4-y_2^2/(y_2+y_3))} \right)}$$

Для еквівалентної схеми (див. рис. 3.18) використавши метод вузлових потенціалів та прийнявши вузол 0 в якості базису система рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} A_1 = -\phi_1(y_9 + y_{10}) + \phi_2y_{10}; \\ A_2 = \phi_1y_{10} - \phi_2(y_{10} + y_{11}) + \phi_3y_{11}; \\ A_3 = \phi_2y_{11} - \phi_3B_1 + \phi_9y_{13} + \phi_{10}y_5; \\ A_4 = -\phi_4y_8 + \phi_5y_8; \\ A_5 = \phi_4y_8 - \phi_5B_2 + \phi_6y_6; \\ A_6 = \phi_5y_6 - \phi_6y_6; \\ A_7 = -\phi_7y_3 + \phi_{10}y_3; \\ A_8 = -\phi_8y_1 + \phi_9y_1; \\ A_9 = \phi_8y_1 - \phi_9B_3 + \phi_3y_{13} + \phi_{10}y_4 + \phi_{13}y_{15}; \\ 0 = \phi_3y_5 + \phi_7y_3 + \phi_9y_9 - \phi_{10}B_4 + \phi_{11}y_{12}; \\ A_{10} = \phi_{10}y_{12} - \phi_{11}y_{12}; \\ A_{11} = -\phi_{12}y_{14} + \phi_{13}y_{14}; \\ A_{12} = \phi_9y_{15} + \phi_{12}y_{14} - \phi_{13}(y_{14} + y_{15}), \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\text{де } A_1 = -I_1; A_2 = I_1 - I_2; A_3 = -U_1Y_{14};$$

$$A_4 = I_2 - I_3; A_5 = I_5 + I_4; A_6 = I_6 + I_7;$$

$$A_7 = -I_7 - I_8; A_8 = I_8 - I_6;$$

$$B_1 = y_5 + y_{11} + y_{13}; B_2 = y_6 + y_7 + y_8;$$

$$A_9 = U_1Y_{13} + U_2Y_2;$$

$$B_3 = y_1 + y_2 + y_4 + y_{13} + y_{15};$$

$$A_{10} = I_9 + I_{10}; A_{11} = -(I_{10} + I_{11} + I_{12});$$

$$B_4 = y_3 + y_4 + y_5 + y_{12}.$$

$$A_{12} = I_{12} + I_{11} - I_9;$$

Провідності гілок еквівалентної схеми (див. рис. 3.18) визначаються як

$$y_1 = 1/R_{14}; \quad y_2 = 1/(R_4 + R_7); \quad y_3 = 1/R_{13}; \quad y_4 = 1/R_{16};$$

$$y_5 = 1/R_{15}; \quad y_6 = 1/(R_{11} + R_{12}); \quad y_7 = (R_9 + R_{10})/(R_9R_{10});$$

$$y_8 = 1/R_8; \quad y_9 = 1/R_6; \quad y_{10} = 1/R_3; \quad Y_{12} = 1/R_{17};$$

$$y_{11} = (R_1 + R_2 + R_5)/(R_5(R_1 + R_2)); \quad Y_{13} = 1/R_L;$$

$$y_{14} = (R_{18} + R_{19})/(R_{18}R_{19}); \quad y_{15} = 1/R_{20}.$$

З першого рівняння системи (3.22) знайдемо потенціал ϕ_1 :

$$\phi_1 = \phi_2y_{10}/(y_9 + y_{10}) - A_1/(y_9 + y_{10}).$$

Підставимо вираз для φ_1 в друге рівняння системи рівнянь (3.22) та знайдемо φ_2 :

$$\varphi_2 = A_2 / C_1 + \frac{A_1 y_{10}}{C_1 (y_9 + y_{10})} - \varphi_3 \frac{y_{11}}{C_1}, \quad (3.23)$$

де
$$C_1 = y_{10}^2 / (y_9 + y_{10}) - (y_9 + y_{10}).$$

Підставимо вираз (3.24) в третє рівняння системи рівнянь (3.22):

$$A_3 = \frac{A_2 y_{11}}{C_1} + \frac{A_1 y_{10} y_{11}}{C_1 (y_9 + y_{10})} - \varphi_3 \frac{y_{11}^2}{C_1} - \varphi_3 B_1 + \varphi_9 y_{13} + \varphi_{10} y_5. \quad (3.24)$$

З сьомого рівняння системи рівнянь (3.22) знайдемо φ_7 :

$$\varphi_7 = \varphi_{10} - A_7 / y_3. \quad (3.25)$$

З одинадцятого рівняння системи рівнянь (3.22) знайдемо φ_{11} :

$$\varphi_{11} = \varphi_{10} - A_{10} / y_{12}. \quad (3.26)$$

Підставимо рівняння (3.25) та (3.26) в десяте рівняння системи рівнянь (3.22):

$$0 = \varphi_3 y_5 + \varphi_{10} (y_3 - B_4 + y_{12}) - A_7 + A_{10}. \quad (3.27)$$

З дванадцятого рівняння системи рівнянь (3.22) знайдемо φ_{12} :

$$\varphi_{12} = \varphi_{13} - A_{11} / y_{14}. \quad (3.28)$$

Підставимо рівняння (3.28) в тринадцяте рівняння системи рівнянь (3.22):

$$A_{12} = \varphi_9 y_{15} + \varphi_{13} y_{14} - A_{11} - \varphi_{13} (y_{14} + y_{15}). \quad (3.29)$$

З восьмого рівняння системи рівнянь (3.22) знайдемо φ_8 :

$$\varphi_8 = \varphi_9 - A_8 / y_1. \quad (3.30)$$

Підставимо рівняння (3.30) в дев'яте рівняння системи рівнянь (3.21):

$$A_9 = \varphi_9 (y_1 - B_3) + \varphi_3 y_{13} + \varphi_{10} y_4 + \varphi_{13} y_{15} - A_8. \quad (3.31)$$

З рівняння (3.29) знайдемо φ_{13} :

$$\varphi_{13} = -\varphi_9 + A_{11}/y_{15} + A_{12}/y_{15}. \quad (3.32)$$

Підставимо вираз (3.32) у рівняння (3.31):

$$A_8 + A_9 = \varphi_3 y_{13} + \varphi_9 (y_1 - B_3) + \varphi_{10} y_4 - \varphi_9 y_{15} + A_{11} + A_{12}. \quad (3.33)$$

З виразу (3.33) знайдемо φ_{10} :

$$\varphi_{10} = A_9/y_4 + A_8/y_4 - A_{11}/y_4 - \varphi_3 y_{13}/y_4 - \varphi_9 (y_1 - y_{15} - B_3)/y_4. \quad (3.34)$$

Підставимо рівняння (3.34) в рівняння (3.27):

$$A_7 + A_{10} - A_9 C_2/y_4 + A_8 C_2/y_4 + A_{11} C_2/y_4 = \varphi_3 C_4 + \varphi_9 (y_9 - C_2 C_3), \quad (3.35)$$

де $C_2 = y_3 + y_{12} - B_4$; $C_3 = (y_1 - y_{15} - B_3)/y_4$; $C_4 = y_5 - y_{13} C_2/y_4$.

Підставимо рівняння (3.34) у вираз (3.24):

$$A_3 - A_2 y_{11}/C_1 - A_1 y_{10} y_{11}/(C_1 (y_9 + y_{10})) - A_9 y_5/y_4 - A_8 y_5/y_4 + A_{11} y_5/y_4 = -\phi_3 C_5 + \phi_9 (y_{13} - y_5 C_3), \quad (3.36)$$

де $C_5 = (y_{11}^2/C_1 + B_1 + y_{13} y_5/y_4)$.

З рівняння (3.35) знайдемо φ_3 :

$$\phi_3 = A_7/C_4 + A_{10}/C_4 - A_9 C_2/(y_4 C_4) - A_8 C_2/(y_4 C_4) + A_{11} C_2/(y_4 C_4) - \phi_9 (y_9 - C_2 C_3)/C_4. \quad (3.37)$$

Підставимо вираз (3.37) у рівняння (3.36) та знайдемо φ_9 :

$$\phi_9 = \frac{1}{C_5 (y_9 - C_2 C_3)/C_4 + y_{13} - y_5 C_3} (A_3 - A_2 y_{11}/C_1 - A_9 y_5/y_4 - A_8 y_5/y_4 + A_{11} y_5/y_4 + A_7 C_5/C_4 + A_{10} C_5/C_4 - A_9 C_2 C_5/C_4 - A_8 C_2 C_5/(y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5/(y_4 C_4)). \quad (3.38)$$

Рівняння (3.37) з врахуванням рівняння (3.38) набуде вигляду

$$\begin{aligned} \phi_3 = & A_7 / C_4 + A_{10} / C_4 - A_9 C_2 / (y_4 C_4) - A_8 C_2 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 / (y_4 C_4) - \\ & - \frac{(y_9 - C_2 C_3)}{C_5 y_9 - C_2 C_5 C_3 + C_4 y_3 - C_3 C_4 y_5} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + \\ & + A_7 C_5 / C_4 + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)). \end{aligned} \quad (3.39)$$

Вольт-амперна характеристика обчислюється за виразом

$$i_{\text{вих}} = i_{13} = (\phi_9 - \phi_3 + U_1) y_{13}.$$

Підставимо в останній вираз формули (3.38) та (3.39):

$$\begin{aligned} i_{\text{вих}} = & \frac{y_{13}}{C_5 (Y_9 - C_2 C_3) / C_4 + y_{13} - y_5 C_3} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + \\ & + A_7 C_5 / C_4 + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)) - \\ & - A_7 y_{13} / C_4 - A_{10} y_{13} / C_4 + A_9 C_2 y_{13} / (y_4 C_4) + A_8 C_2 y_{13} / (y_4 C_4) - A_{11} C_2 y_{13} / (y_4 C_4) + \\ & + \frac{y_{13} (y_{10} - C_2 C_3)}{C_5 y_9 - C_2 C_5 C_3 + C_4 y_3 - C_3 C_4 y_5} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + A_7 C_5 / C_4 + \\ & + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)) + U_1 y_{13}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Згідно з виразом (3.40) розрахована вольт-амперна характеристика частотного оптичного перетворювача з активним індуктивним елементом. На рис. 3.26 показані теоретичні та експериментальні вольт-амперні характеристики оптичного перетворювача на основі біполярного транзистора КТ363А, МДН-транзистора КП327 і фототранзисторів РТ928-7С (VT3) та ОР 801 (VT3).

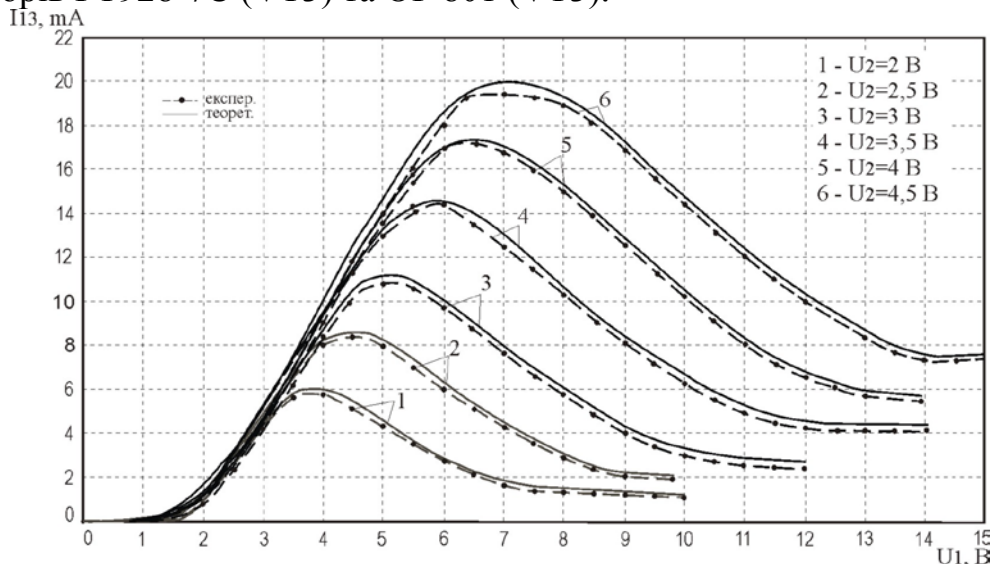


Рисунок 3.26 – Теоретичні та експериментальні ВАХ оптичного частотного перетворювача з фототранзистором та активною індуктивністю

З графіка рис.3.26 видно, що із збільшенням напруги керування U_2 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при напрузі керування $U_2 = 2$ В ділянка від'ємного опору по U_1 лежить в межах 4...7 В, а при $U_2 = 4$ В – в межах 6,5...12 В.

3.4 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом

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

Розрахунки виконано на основі еквівалентних схем біполярного та МДН-транзистора, які складають оптичний перетворювач на рис. 3.27.

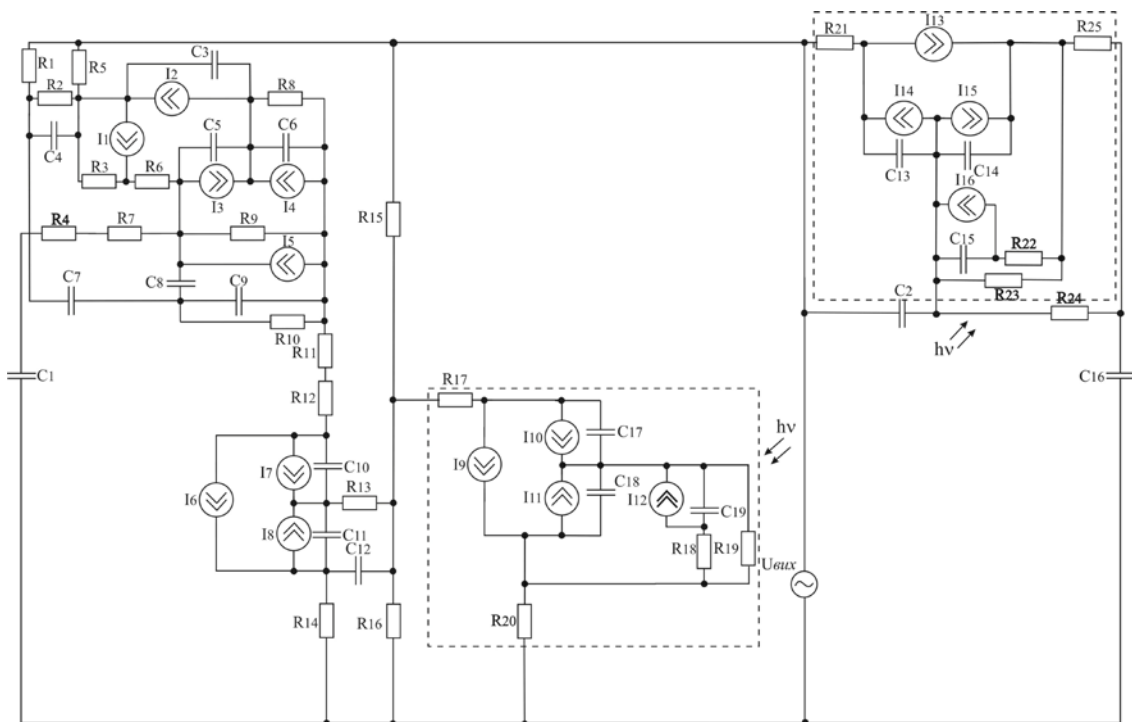


Рисунок 3.27 – Еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом

На схемі на рис. 3.27 використано такі позначення конденсаторів: C_1 , C_2 та C_{16} – ємності конденсаторів C_1 , C_2 та C_3 на схемі на рис. 3.25 відповідно; C_3 та C_5 – ємності підкладка–стік МДН-

транзистора VT1; C_4 та C_9 – ємності перший затвор–стік МДН-транзистора VT1; C_6 – ємність підкладка–витік МДН-транзистора VT1; C_7 – ємність між першим і другим затворами МДН-транзистора VT1; C_8 – ємність затвор–стік МДН-транзистора VT1; C_{10} , C_{11} – ємність переходу база–емітер та база–колектор транзистора VT2 відповідно; C_{12} – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора транзистора VT2; C_{13} , C_{14} – ємність переходу база–емітер та база–колектор фототранзистора VT4 відповідно; C_{15} та C_{19} – ємності p-n переходів діодів фототранзисторів VT4 та VT3 відповідно; C_{17} , C_{18} – ємність переходу база–емітер та база–колектор фототранзистора VT3 відповідно.

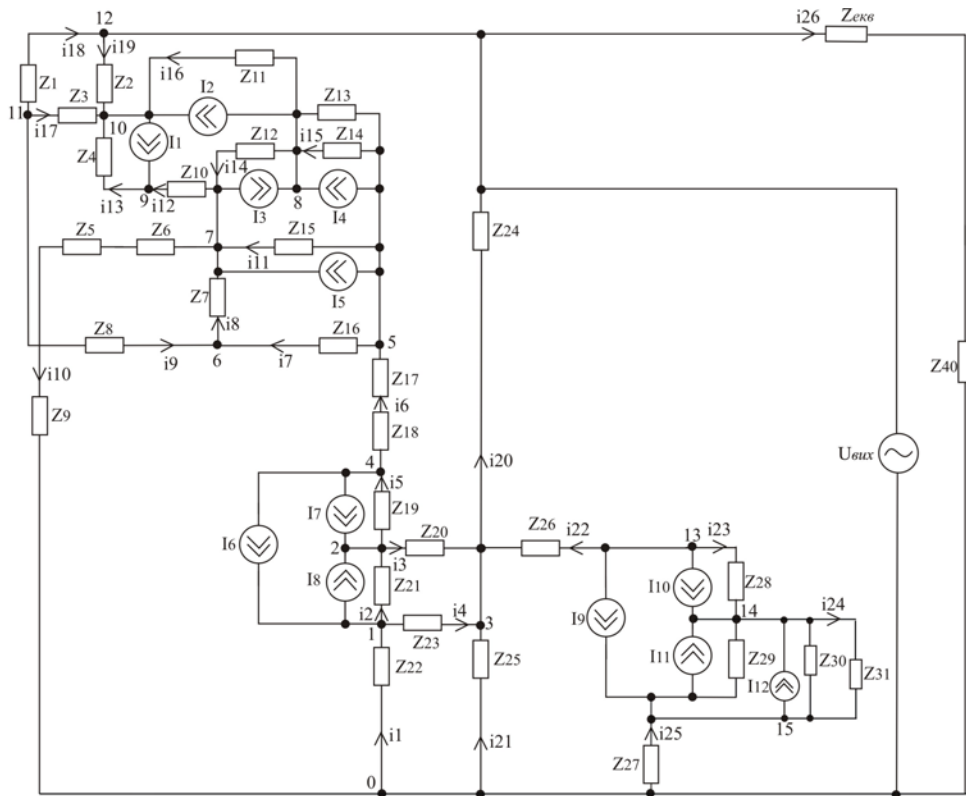


Рисунок 3.28 – Перетворена еквівалентна схема частотного оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу оптичного перетворювача (див. рис. 3.22), на основі еквівалентної схеми, зображеної на рис. 3.28, необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор–стік біполярного транзистора VT2 та МДН-транзистора VT1. Для зручності розрахунків на рис. 3.29 зображена перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача.

Система рівнянь Кірхгофа, складена на основі еквівалентної схеми (рис. 3.29), прийнявши вузол 0 як базисний, має вигляд

$$\begin{cases}
I_8 - I_6 = -\phi_1(y_1 + y_2 + y_4) + \phi_2 y_2 + \phi_3 y_4; \\
-(I_7 + I_8) = \phi_1 y_2 - \phi_2(y_2 + y_3 + y_5) + \phi_3 y_3 + \phi_4 y_5; \\
0 = \phi_1 y_4 + \phi_2 y_3 - \phi_3(y_{20} + y_{21} + y_4 + y_3 + y_{22}) + \phi_{12} y_{20} + \phi_{17} y_{22}; \\
I_7 + I_6 = \phi_2 y_5 - \phi_4(y_5 + y_6) + \phi_5 y_6; \\
I_5 + I_4 = \phi_4 y_6 - \phi_5(y_6 + y_7 + y_{11} + y_{15}) + \phi_6 y_7 + \phi_7 y_{11} + \phi_8 y_{15}; \\
0 = \phi_5 y_7 - \phi_6(y_7 + y_8 + y_9) + \phi_7 y_8 + \phi_{11} y_9; \\
I_3 - I_5 = \phi_5 y_{11} + \phi_6 y_8 - \phi_7(y_8 + y_{10} + y_{11} + y_{12} + y_{14}) + \phi_8 y_{14} + \phi_9 y_{12}; \\
I_2 - I_3 - I_4 = \phi_5 y_{15} + \phi_7 y_{14} - \phi_8(y_{15} + y_{16} + y_{14}) + \phi_{10} y_{16}; \\
-I_1 = \phi_7 y_{12} - \phi_9(y_{12} + y_{13}) + \phi_{10} y_{13}; \\
I_1 - I_2 = \phi_8 y_{16} + \phi_9 y_{13} - \phi_{10}(y_{13} + y_{16} + y_{17} + y_{19}) + \phi_{11} y_{17} + \phi_{12} y_{19}; \\
0 = \phi_6 y_9 + \phi_{10} y_{17} - \phi_{11}(y_9 + y_{17} + y_{18}) + \phi_{12} y_{18}; \\
U_{\text{вих}}(y_{18} + y_{19} + y_{20} + y_{26}) = \phi_3 y_{20} + \phi_{10} y_{19} + \phi_{11} y_{18}; \\
I_{10} + I_9 = \phi_3 y_{22} - \phi_{13}(y_{22} + y_{23}) + \phi_{14} y_{23}; \\
-I_{10} - I_{11} - I_{12} = \phi_{13} y_{23} - \phi_{14}(y_{23} + y_{24}) + \phi_{15} y_{24}; \\
-I_9 + I_{11} + I_{12} = \phi_{14} y_{24} - \phi_{15}(y_{25} + y_{24}).
\end{cases} \quad (3.41)$$

де провідності гілок схеми визначаються за формулами

$$\begin{aligned}
y_1 &= 1/Z_{22}; \quad y_2 = 1/Z_{21}; \quad y_3 = 1/Z_{20}; \quad y_4 = 1/Z_{23}; \quad y_5 = 1/Z_{19}; \\
y_6 &= 1/(Z_{17} + Z_{18}); \quad y_7 = 1/Z_{16}; \quad y_8 = 1/Z_7; \quad y_9 = 1/Z_8; \quad y_{10} = 1/Z_9; \\
y_{11} &= 1/Z_{15}; \quad y_{12} = 1/Z_{10}; \quad y_{13} = 1/Z_4; \quad y_{14} = 1/Z_{12}; \quad y_{16} = 1/Z_{11}; \\
y_{17} &= 1/Z_3; \quad y_{15} = (Z_{13} + Z_{14})/(Z_{13}Z_{14}); \quad y_{18} = Z_1; \quad y_{19} = 1/Z_2; \\
y_{20} &= 1/Z_{24}; \quad y_{21} = 1/Z_{25}; \quad y_{22} = 1/Z_{26}; \quad y_{23} = 1/Z_{28}; \\
y_{24} &= (Z_{29} + Z_{30} + Z_{31})/(Z_{29}Z_{30}Z_{31}); \quad y_{25} = 1/Z_{27}; \quad y_{26} = 1/(Z_{\text{екв}} + Z_{40}).
\end{aligned}$$

Для визначення повного опору активного індуктивного елемента $Z_{\text{екв}}$ скористаємось схемою на рис. 3.29.

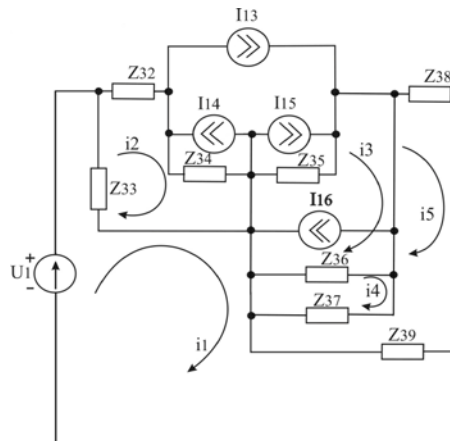


Рисунок 3.29 – Перетворена еквівалентна схема активного індуктивного елемента для змінного струму

Для визначення повного опору складемо систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = i_1(Z_{33} + Z_{39}) - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}; \\ 0 = -i_1Z_{33} + i_2(Z_{32} + Z_{33} + Z_{34}) + Z_{34}(-I_{13} - I_{14} + I_{15}); \\ 0 = -i_2Z_{35} + i_3(Z_{35} + Z_{36}) - i_4Z_{36} + Z_{35}(-I_{13} + I_{16} - I_{15}) - Z_{36}I_{16}; \\ 0 = -i_3Z_{36} + i_4(Z_{37} + Z_{38}) - i_5Z_{39} + Z_{38}I_{16}; \\ 0 = -i_1Z_{39} - i_4Z_{37} + i_5(Z_{37} + Z_{38} + Z_{39}). \end{cases} \quad (3.42)$$

Використаємо в системі рівнянь (3.42) наступні заміни:

$$\begin{aligned} A_1 &= Z_{33} + Z_{39}; & A_2 &= Z_{32} + Z_{33} + Z_{34}; & A_3 &= Z_{34}(-I_{13} - I_{14} + I_{15}); \\ A_4 &= Z_{35} + Z_{36}; & A_5 &= Z_{35}(-I_{13} - I_{15} + I_{16}) - Z_{36}I_{16}; & A_6 &= Z_{37} + Z_{38}; \\ A_7 &= Z_{37} + Z_{38} + Z_{39}. \end{aligned}$$

З їх врахуванням система рівнянь (3.42) набуде вигляду

$$\begin{cases} U_1 = i_1A_1 - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}; \\ 0 = -i_1Z_{33} + i_2A_2 + A_3; \\ 0 = -i_2Z_{35} + i_3A_4 - i_4Z_{36} + A_5; \\ 0 = -i_3Z_{36} + i_4A_6 - i_5Z_{37} + Z_{38}I_{16}; \\ 0 = -i_1Z_{39} - i_4Z_{39} + i_5A_7. \end{cases} \quad (3.43)$$

З другого рівняння системи (3.43) знайдемо i_1 :

$$i_1 = i_2A_2 / Z_{33} + A_3 / Z_{33}. \quad (3.44)$$

Підставимо рівняння (3.44) в перше та п'яте рівняння системи рівнянь (3.43):

$$U_1 = i_2A_1A_2 / Z_{33} + A_1A_3 / Z_{33} - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}; \quad (3.45)$$

$$0 = -i_2A_2Z_{39} / Z_{33} - A_3Z_{39} / Z_{33} - i_4Z_{37} + i_5A_7. \quad (3.46)$$

Визначимо з рівняння (3.45) i_2 :

$$i_2 = U_1 / B_1 + i_5Z_{39} / B_1 - A_1A_3 / (Z_{33}B_1), \quad (3.47)$$

де

$$B_1 = A_1A_2 / Z_{33} - Z_{33}.$$

Підставимо рівняння (3.47) в рівняння (3.46) та знайдемо i_4 :

$$i_4 = -\frac{U_1A_2Z_{39}}{Z_{33}Z_{37}} + \frac{A_1A_2A_3Z_{39}}{Z_{32}^2Z_{36}B_1} - \frac{A_3Z_{38}}{Z_{33}Z_{37}} - i_5 \left(\frac{A_2Z_{39}^2}{Z_{33}Z_{37}B_1} - \frac{A_7}{Z_{37}} \right). \quad (3.48)$$

Підставимо рівняння (3.47) та рівняння (3.48) в третє рівняння системи рівнянь (3.43) та знайдемо i_3 :

$$i_3 = \frac{U_1 Z_{35}}{B_1 A_4} + i_5 \left(\frac{Z_{35} Z_{39}}{B_1 A_4} \right) - \frac{A_1 A_3 Z_{35}}{A_4 Z_{33} B_1} - \frac{A_5}{A_4} - \frac{U_1 A_2 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} + \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_1} - \frac{A_3 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} + i_5 \left(\frac{A_2 Z_{36} Z_{39}^2}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_1} - \frac{A_7 Z_{36}}{A_4 Z_{37}} \right). \quad (3.49)$$

Підставимо рівняння (3.47) та (3.49) в четверте рівняння системи рівнянь (3.43) та знайдемо i_5 :

$$i_5 = -\frac{U_1 B_3}{B_2} - \frac{Z_{36} I_{16}}{B_2} - \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{39}}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} + \frac{A_3 A_6 Z_{39}}{Z_{33} Z_{37} B_2} - \frac{A_1 A_3 Z_{35} Z_{36}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_5 Z_{36}}{A_4 B_2} + \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{39} Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} - \frac{A_3 Z_{39} Z_{38}^2}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_2}, \quad (3.50)$$

де

$$B_2 = -Z_{37} - \frac{Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 B_1} - \frac{A_2 Z_{36}^2 Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_1} + \frac{A_7 Z_{36}^2}{Z_{37} A_4};$$

$$B_3 = \frac{A_2 Z_{36}^2 Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} - \frac{A_2 A_6 Z_{39}}{Z_{33} Z_{37}} - \frac{Z_{35} Z_{36}}{A_4 B_1}.$$

Підставимо рівняння (3.47) в рівняння (3.44):

$$i_1 = U_1 A_2 / (Z_{33} B_1) + i_5 \frac{A_2 Z_{39}}{Z_{33} B_1} - A_1 A_2 A_3 / (Z_{33}^2 B_1). \quad (3.51)$$

Підставимо рівняння (3.50) в рівняння (3.51):

$$i_1 = \frac{U_1 A_2}{Z_{33} B_1} - \frac{A_1 A_2 A_3}{Z_{33}^2 B_1} - \frac{U_1 A_2 Z_{39} B_3}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_2 Z_{36} I_{16} Z_{39}}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}}{Z_{33}^3 Z_{37} B_1 B_2} + \frac{A_2 A_3 A_6 Z_{39}}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_5 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} + \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^3 Z_{37} B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_2}.$$

Еквівалентний опір активного індуктивного елемента визначається як

$$Z_{екв} = U_1 / i_1 = U_1 / \left(\frac{U_1 A_2}{Z_{33} B_1} - \frac{A_1 A_2 A_3}{Z_{33}^2 B_1} - \frac{U_1 A_2 Z_{39} B_3}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_2 Z_{36} I_{16} Z_{39}}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}}{Z_{33}^3 Z_{37} B_1 B_2} + \frac{A_2 A_3 A_6 Z_{39}}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_5 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} + \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^3 Z_{37} B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_2} \right). \quad (3.52)$$

В еквівалентних схемах (див. рис. 3.28 та рис. 3.29) використано такі позначення:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= R_1; Z_2 = R_5; Z_3 = R_2 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2) - jR_2^2 \omega C_4 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2); \\
 Z_4 &= R_3; Z_5 = R_4; Z_6 = R_7; Z_7 = -j / (\omega C_8); Z_8 = -j / \omega (C_7); \\
 Z_9 &= -j / (\omega C_1); Z_{10} = R_6; Z_{11} = -j / (\omega C_3); Z_{12} = -j / (\omega C_5); Z_{13} = R_8; \\
 Z_{14} &= -j / (\omega C_6); Z_{15} = R_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2) - jR_9^2 \omega C_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2); \\
 Z_{16} &= R_{10}; Z_{17} = R_{11}; Z_{18} = R_{12}; Z_{19} = -j / (\omega C_{10}); Z_{20} = R_{13}; \\
 Z_{21} &= -j / (\omega C_4); Z_{22} = R_{14}; Z_{23} = -j / (\omega C_{12}); Z_{24} = R_{15}; Z_{25} = R_{16}; \\
 Z_{26} &= R_{17}; Z_{27} = R_{20}; Z_{28} = -j / (\omega C_{17}); Z_{29} = -j / (\omega C_{18}); \\
 Z_{30} &= R_{18} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2) - jR_{18}^2 \omega C_{19} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2); Z_{31} = R_{19}; \\
 Z_{32} &= R_{21}; Z_{33} = -j / (\omega C_2); Z_{34} = -j / (\omega C_{13}); Z_{35} = -j / (\omega C_{14}); \\
 Z_{36} &= R_{22} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2) - jR_{22}^2 \omega C_{15} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2); Z_{37} = R_{23}; \\
 Z_{38} &= R_{25}; Z_{39} = R_{24}; Z_{40} = -j / (\omega C_{16}).
 \end{aligned}$$

На основі системи рівнянь (3.41) за допомогою програмного пакету Matlab 6.5 розрахована активна та реактивна складові повного опору, теоретичні та експериментальні залежності яких від інтенсивності падаючого світла (довжина хвилі дорівнює 520 нм) показані на рис. 3.30 та 3.31.

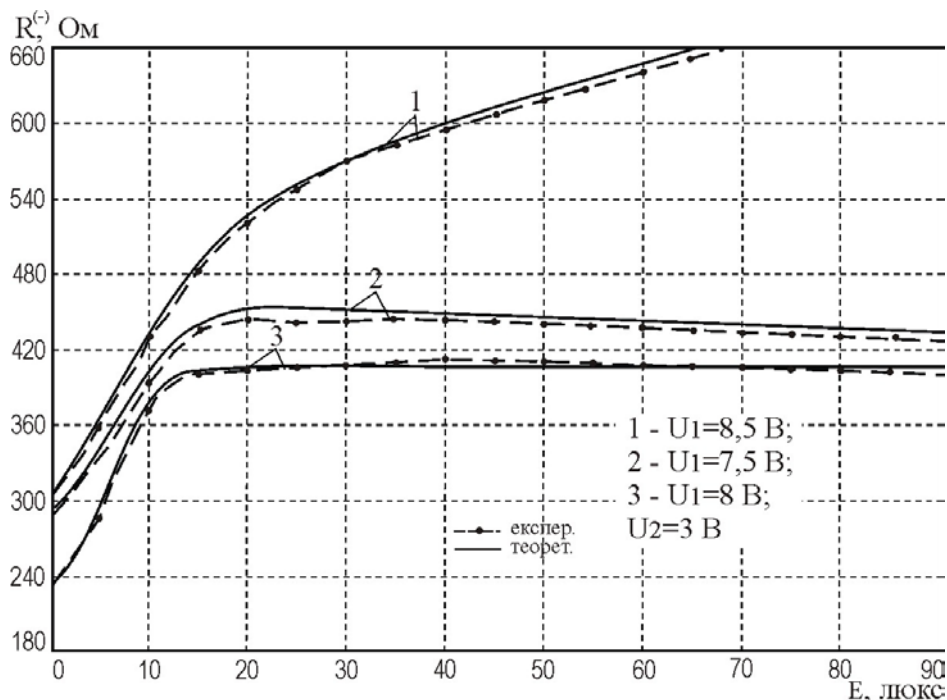


Рисунок 3.30 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520$ нм)

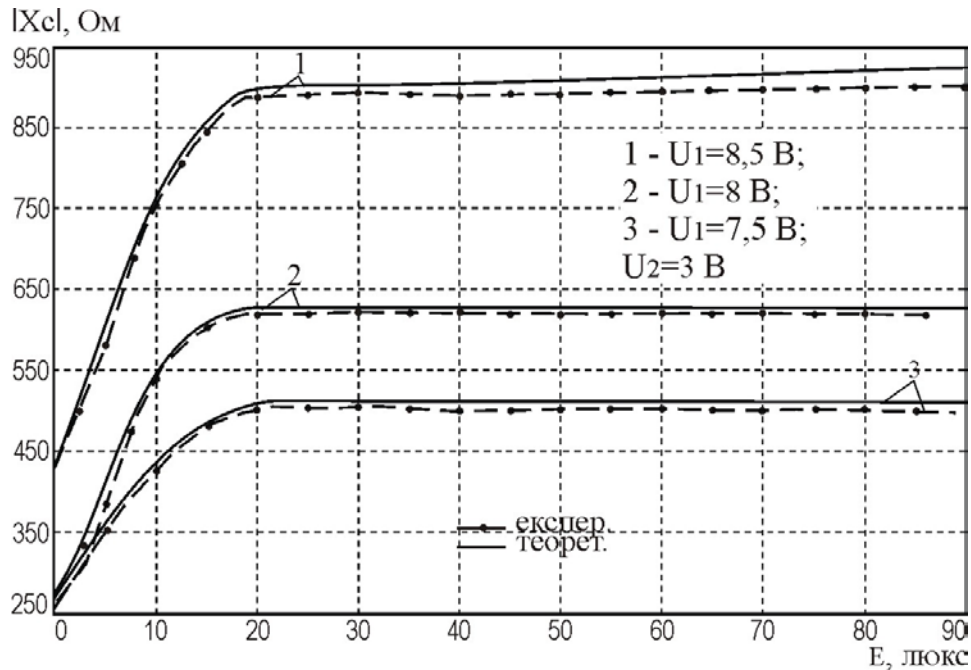


Рисунок 3.31 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору від освітленості ($\lambda = 520 \text{ нм}$)

З рис. 3.30 та 3.31 видно, що із збільшенням освітленості активна і реактивна складова повного опору збільшуються.

Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення U_1 оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом наведені на рис. 3.32 та рис. 3.33.

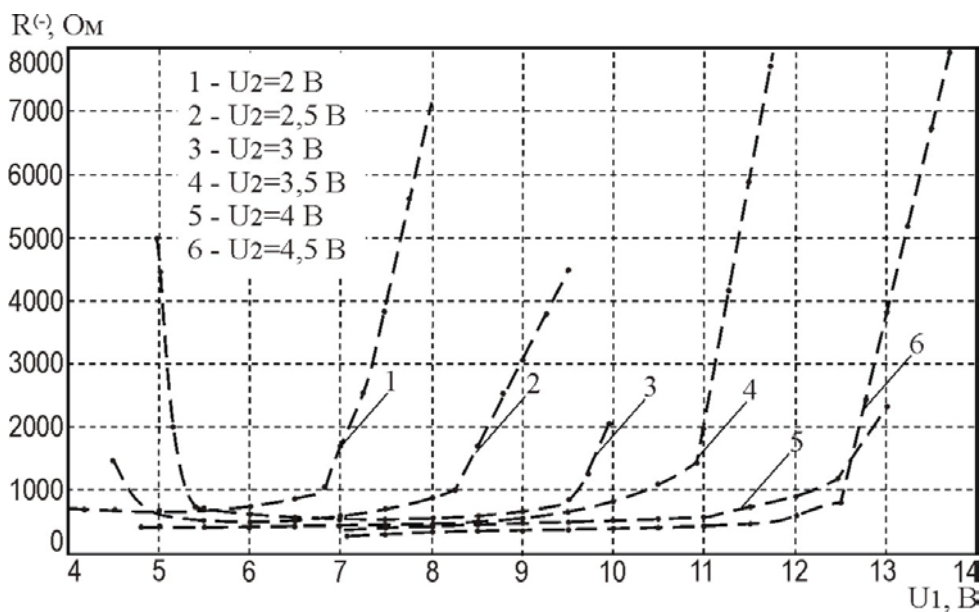


Рисунок 3.32 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

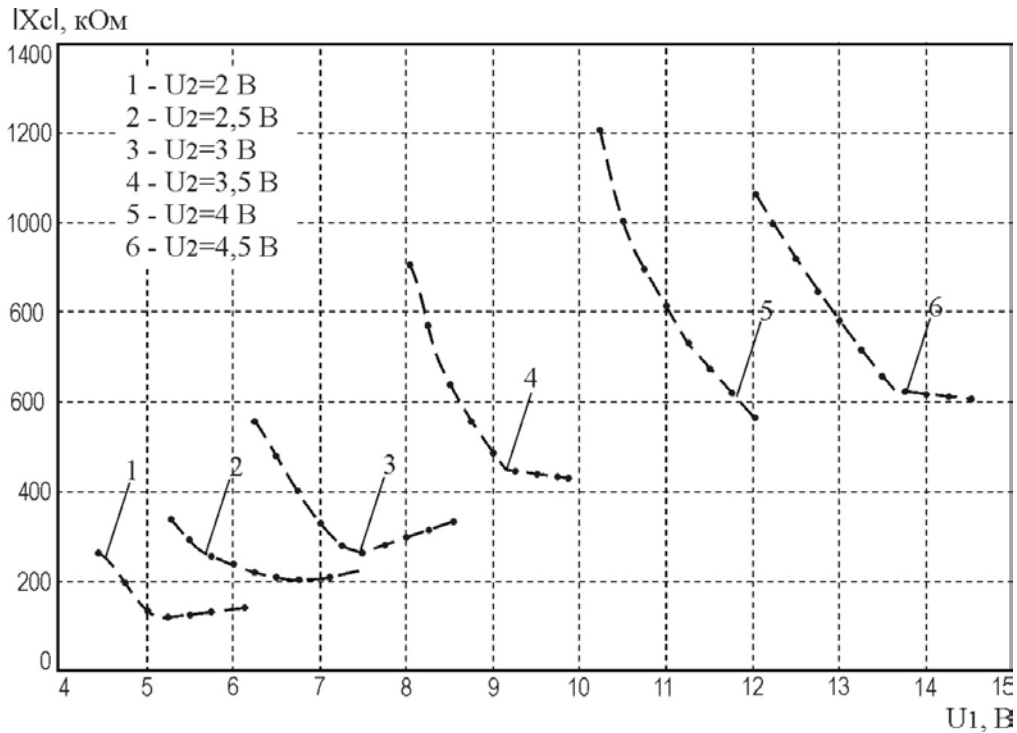


Рисунок 3.33 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення оптичного перетворювача

На рис. 3.34 та 3.35 подані експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом від напруги живлення U_1 та напруги керування U_2 відповідно.

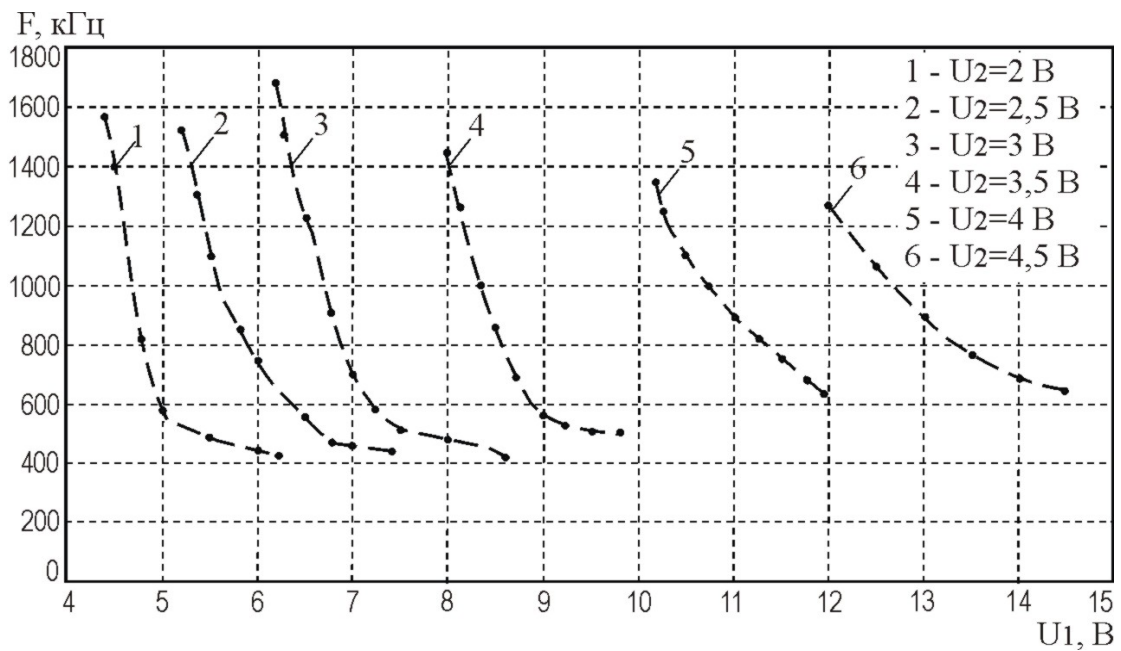


Рисунок 3.34 – Експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від напруги живлення

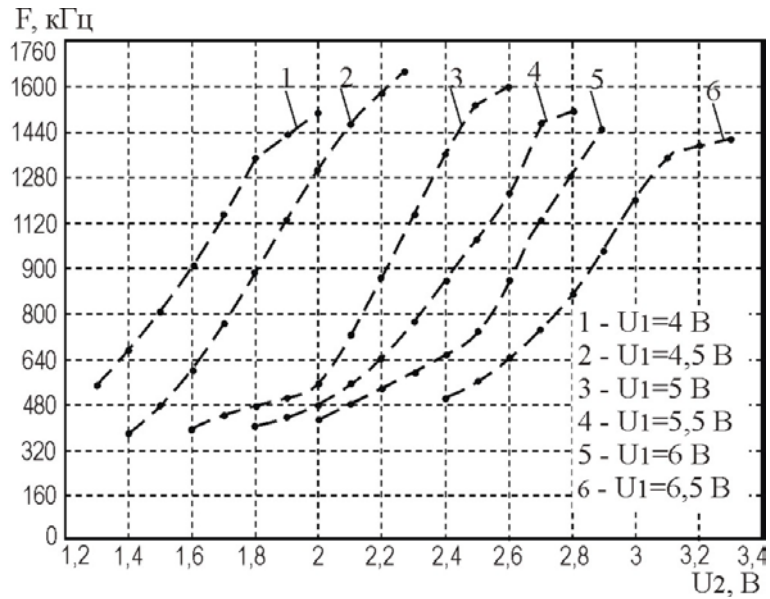


Рисунок 3.35 – Експериментальні частоти генерації оптичного перетворювача від напруги керування

З рис. 3.34 видно, що сприятливим режимом роботи перетворювача, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 3 В.

З рис. 3.35 видно, що в діапазоні напруги живлення від 4 до 14 В генератор стабільно генерує, тому режим роботи оптичного перетворювача слід обирати у цьому діапазоні.

Експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від зміни опору резистора R_2 фазозсувного RC-кола наведені на рис. 3.36 та рис. 3.37.

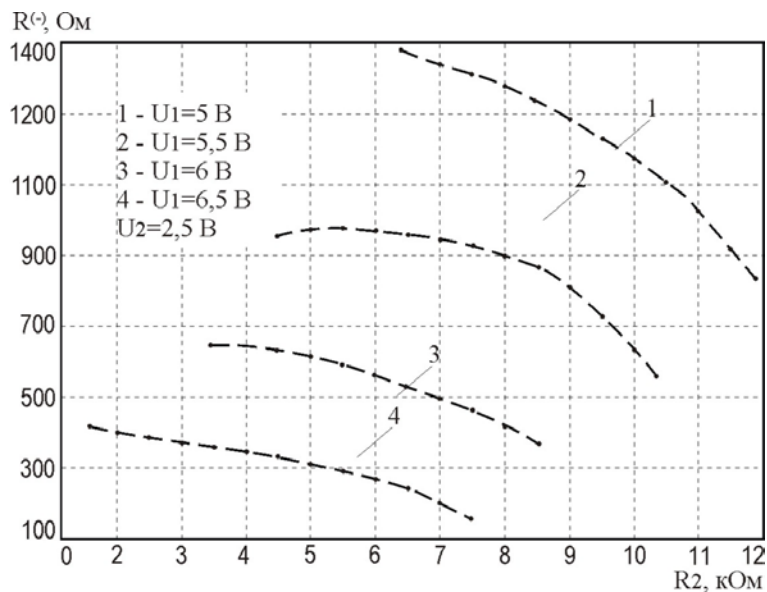


Рисунок 3.36 – Експериментальні залежності активної складової повного опору від опору резистора RC-ланцюга

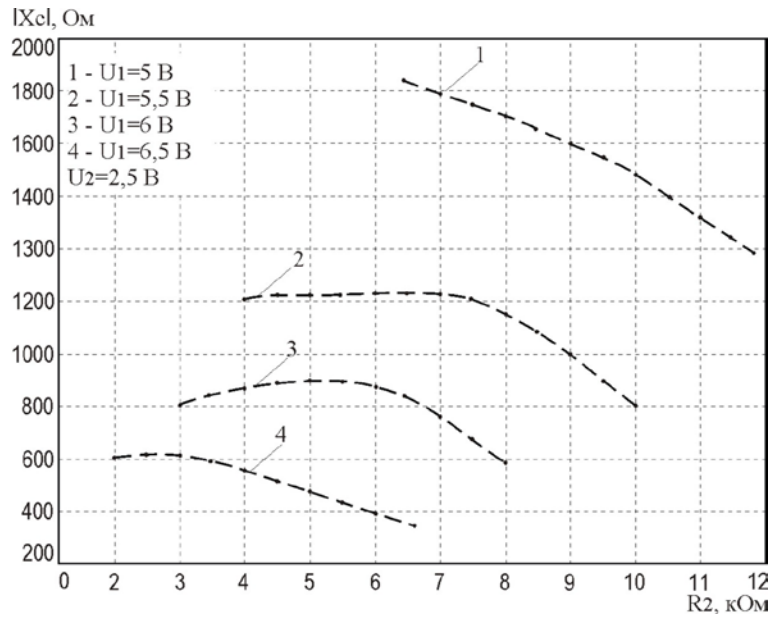


Рисунок 3.37 – Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від опору резистора RC -ланцюга

На рис. 3.38 подані експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни освітленості.

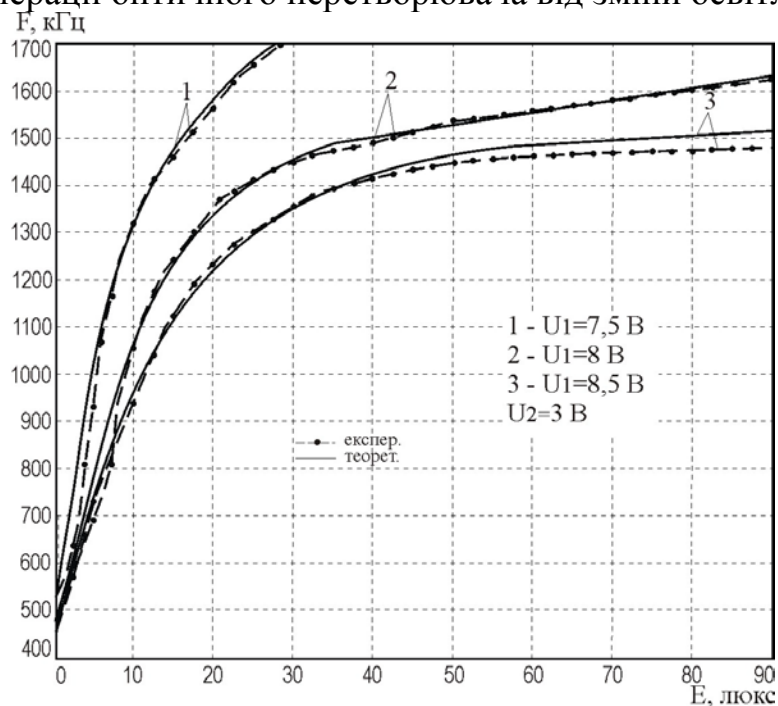


Рисунок 3.38 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом від зміни величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

Як видно з рис. 3.38, частота генерації збільшується зі збільшенням освітленості, а на ділянці від 1 до 40 люкс спостерігається більша залежність частоти генерації від зміни освітленості, також з

рис. 3.38 видно, що експериментальні та теоретичні залежності мають добрий збіг.

Залежність частоти генерації від освітленості оптичного випромінювання визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 3.29) на основі теорії стійкості Ляпунова.

Функція перетворення оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом описується виразом (3.55)

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_{екв}(E)C_{17}(-L_{екв}(E)C_{17} + R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) + R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17} + A)}}{L_{екв}(E)C_{19}(E)C_{17}R_{19}(E)}, \quad (3.53)$$

де $A = \sqrt{L_{екв}^2(E)C_{17}^2 + 2L_{екв}(E)C_{19}^2(E)C_{17}R_{19}^2(E) - 2L_{екв}(E)C_{17}^2C_{19}(E)R_{19}^2(E) + R_{19}^4(E)C_{19}^4(E) + 2R_{19}^4(E)C_{19}^3(E)C_{17} + R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2}$.

У виразі (3.53): $L_{екв}$ – значення активного індуктивного елемента, що визначається із повного опору $Z_{екв}$ у формулі (3.52).

Графік залежності чутливості від величини освітленості показаний на рис. 3.39.

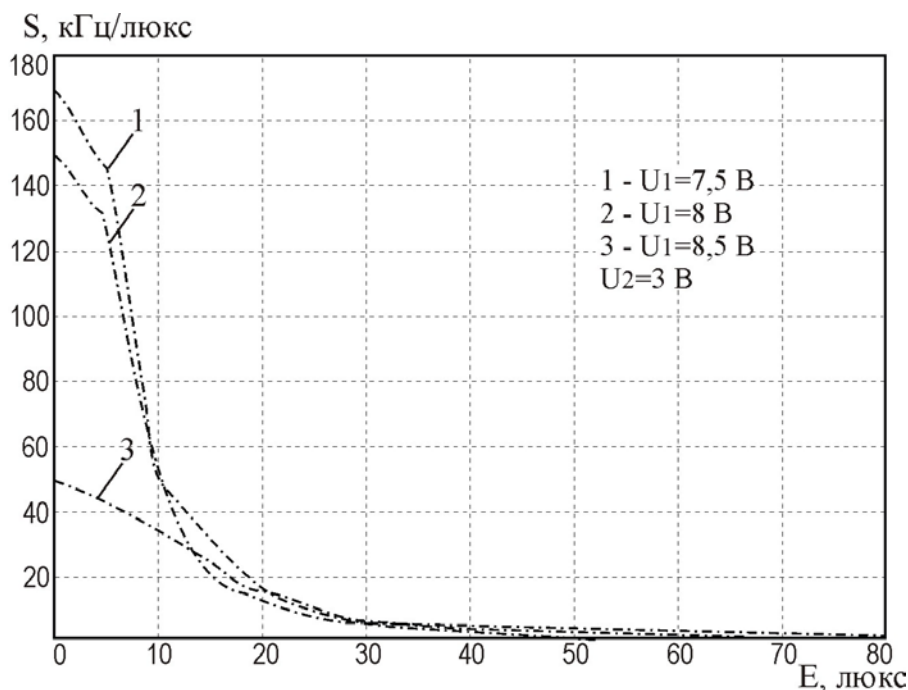


Рисунок 3.39 – Залежність чутливості оптичного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом від величини освітленості ($\lambda = 520$ нм)

З рис. 3.39 видно, що максимальну чутливість оптичний перетворювач з фототранзистором має при напрузі живлення 7,5 В та напрузі керування 2 В. Зі зміною освітленості від 10 до 50 люкс, чутливість змінюється від 170 до 2 кГц/люкс. На основі (3.53) визначено аналітичний вираз для чутливості оптичного частотного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом:

$$\begin{aligned}
S = & \frac{1}{4}\sqrt{2}\left(\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)C_{17}(D_1 + D_2) + L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2\left(-\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right) + 2R_{19}(E)C_{19}^2(E) \times \right. \right. \\
& \times \left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 2R_{19}^2(E)C_{19}(E)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) + 2R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + \\
& + R_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) + \frac{1}{2}(2L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right) + 2R_{19}^2(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right) + \\
& + 4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 4L_{\text{екб}}(E) \times \\
& \times R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) - 2R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right) - 4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}^2 \times \\
& \times \left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) - 2L_{\text{екб}}(E)R_{19}^2(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) + 4R_{19}^3(E)C_{19}^4(E)\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 4R_{19}^4(E)C_{19}^3 \times \\
& \times (E)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) + 8R_{19}^3(E)C_{19}^3(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 6R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right) + \\
& + 4R_{19}^3(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right) + 2R_{19}^4(E)C_{19}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)\left. \right) / D_2 \Big) \Big) / \\
& / \left(\sqrt{L_{\text{екб}}^2(E)C_{19}(E)R_{19}(E)C_{17}^2(D_1 + D_2)} - \frac{1}{2}\sqrt{2} \sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1 + D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)}{L_{\text{екб}}^2(E)R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}}} - \right. \\
& \left. - \frac{1}{2}\sqrt{2} \sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1 + D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)}{L_{\text{екб}}(E)R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}}} - \frac{1}{2}\sqrt{2} \sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1 + D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)}{L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}}} \right),
\end{aligned} \tag{3.54}$$

де $D_1 = -L_{\text{екб}}(E)C_{17} + R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) + R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}$;

$$D_1 = \sqrt{L_{\text{екб}}^2(E)C_{17}^2 + 2L_{\text{екб}}(E)C_{17}R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) - 2L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2R_{19}^2(E)C_{19}(E) + + R_{19}^4(E)C_{19}^4(E) + 2R_{19}^4(E)C_{19}^3(E)C_{17} + R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2}.$$

На рис. 3.40 показана залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень моделі від величини освітленості, розрахована за виразом (2.19).

З графіка (рис. 3.40) видно, що розбіжність експериментальних та теоретичних даних становить $\pm 4,5\%$.

Залежності частоти генерації оптичного частотного перетворювача від впливу температури наведені на рис. 3.41. Оптимальною напругою керування є величина 3,5 В, при якій існує найменша зміна частоти генерації в діапазоні від 20 °С до 80 °С.

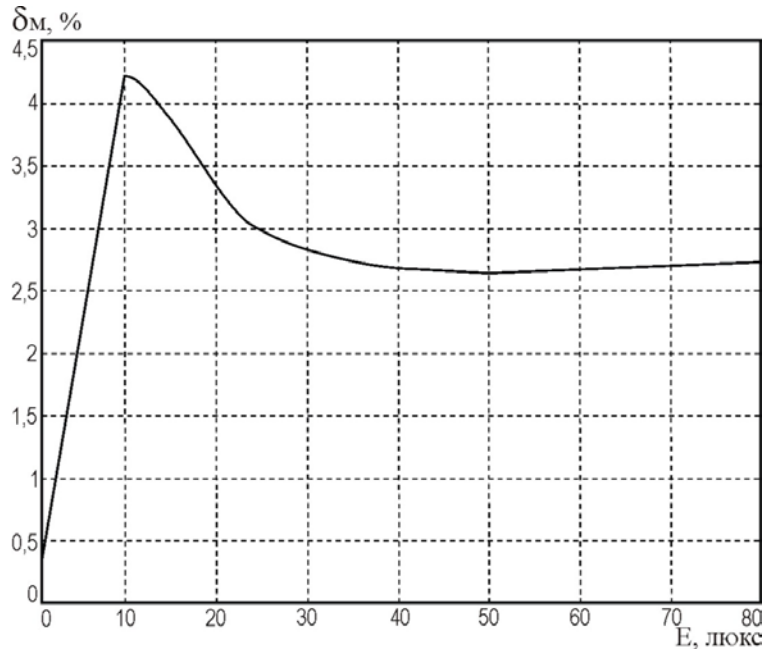


Рисунок 3.40 – Залежність відхилення теоретичної моделі від експериментальних значень моделі від величини освітленості

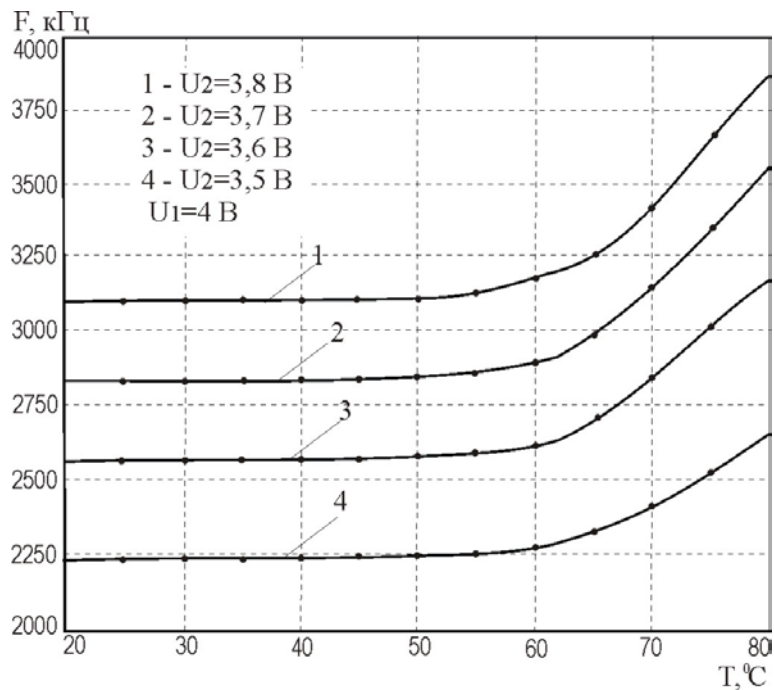


Рисунок 3.41 – Залежності частоти генерації оптичного перетворювача від зміни температури

4 ВИКОРИСТАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ЧАСУ ТРАВЛЕННЯ У ПЛАЗМОХІМІЧНІЙ ТЕХНОЛОГІЇ

4.1 Використання оптичних частотних перетворювачів для визначення часу плазмохімічного травлення

За допомогою плазмохімічного травлення виконують видалення фоторезисту з поверхні підкладки, що являється завершальною операцією фотолітографічної обробки напівпровідникових пластин. Для виконання цієї операції використовують апарат «Плазма – НД 125 ФМ».

Автомат «Плазма – НД 125 ФМ» призначений для плазмохімічного видалення фоторезисту в безперервному режимі з пластин діаметром 100, 125 і 150 мм після травлення у фтор- та хлорвмісній плазмі у напівпровідниковому виробництві.

В основі роботи автомата «Плазма – НД 125 ФМ» лежить принцип використання низькотемпературної плазми для видалення фоторезисту в неперервному режимі із напівпровідникових пластин після їх травлення фтор- та хлорвмісною плазмою. Система керування автоматом здійснюється на базі блока управління «Оріон 4» [123]. Керування технологічним процесом здійснюється за допомогою програми користувача. Введення технологічної програми і запуск автомата в будь-якому режимі здійснюється від персонального комп'ютера.

Касети з пластинами розташовуються на позиції видачі, а порожні касети – на позиції прийому агрегату прийому–видачі пластин. Агрегат прийому–видачі пластин із касети механізму прийому-видачі (рис. 4.1) [123] поштучно кожену пластину завантажує в шлюз завантаження. Затвори шлюзу приводяться в дію стиснутим повітрям. Тиск стиснутого повітря підтримується регулятором тиску і контролюється реле тиску за показниками манометра. Роботою вхідного і вихідного шлюзів управляють вхідний та вихідний клапани шлюзів завантаження, де знаходяться датчики, сигнали яких подаються на входи 1-1, 1-2, 1-3, 1-4, 1-5, 1-6 (табл. 4.1). Агрегат вакуумний створює вакуум в шлюзах завантаження і вивантаження. Розгерметизація шлюзу завантаження відбувається через клапан шлюзу завантаження розгерметизації, при цьому сигнал подається на вхід 1-7 (табл. 4.1).

Після проходження шлюзу завантаження пластина встановлюється в камері обробки на позиції нагрівання. Температура оточуючого середовища на цій позиції регулюється замкнутою системою регулювання температури, що складається з вимірювального автоматичного перетворювача температури (сигнал подається на вхід 8-7) та ав-

томатичного приладу регулювання температури, встановлених в блоці регулювання температури, та нагрівальних ламп термопари.

Після закінчення часу нагрівання механізм куліси (управляється за допомогою датчика, сигнал якого подається на вхід 2-8) переміщує пластину на позицію обробки.

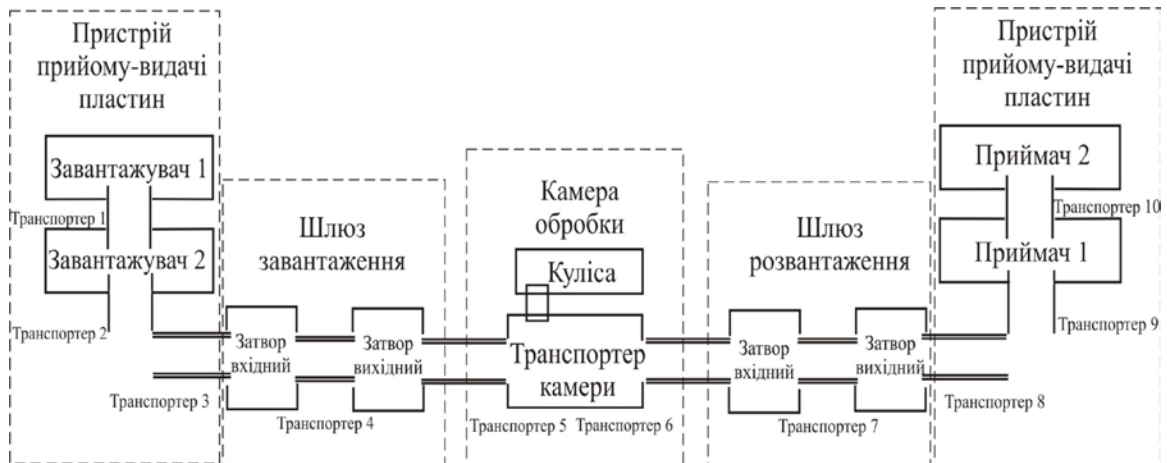


Рисунок 4.1– Блок-схема системи транспортування пластин [106]

Пластина обробляється в середовищі низькотемпературної плазми, яка створюється високочастотним генератором. Пристрій узгодження автоматично забезпечує узгоджений режим роботи генератора. Агрегат вакуумний створює необхідне розрядження в камері обробки. Відкачка камери обробки здійснюється через вакуумний клапан. Цей клапан приводиться в дію електропневмоклапаном. Робочий газ подається в камеру по трьох каналах через вакуумні клапани (виходи 5-7, 5-8, 6-1 в табл. 4.2). Роботою цих клапанів управляють датчики, сигнал яких подається на входи 3-4, 3-5, 3-6 (див. табл. 4.1) відповідно. Тиск робочих газів підтримується регуляторами тиску і контролюється за показниками манометрів. Камера розгерметизовується через клапан камери розгерметизації.

Після обробки механізм куліси переміщує пластину в шлюз розвантажування (див. рис. 4.1). Вхідний і вихідний затвори шлюзу розвантаження приводяться в дію клапанами шлюзу розвантаження вхідного затвору та шлюзу розвантаження вихідного затвору відповідно. Відкачка шлюзу виконується через вакуумні клапани, які управляються електропневмоклапанами. Шлюз розгерметизовується через клапан шлюзу розвантаження розгерметизації, сигнал датчика якого подається на вхід 2-7 (див. табл. 4.1) [123].

Таблиця 4.1 – Перелік датчиків в апараті «Плазма – НД 125 ФМ»

№	Вхід мультимплексора	Датчики	Мультиплексор
1	1-1	Шлюз завантаження, вхідний затвор закритий (затвор закритий – 1; затвор відкритий – 0)	MUX DD1
2	1-2	Шлюз завантаження, вхідний затвор відкритий (затвор закритий – 0; затвор відкритий – 1)	
3	1-3	Шлюз завантаження, вихідний затвор закритий (затвор закритий – 1; затвор відкритий – 0)	
4	1-4	Шлюз завантаження, вихідний затвор відкритий (затвор закритий – 0; затвор відкритий – 1)	
5	1-5	Шлюз завантаження, пластина в шлюзі (пластина в шлюзі – 0; пластина немає в шлюзі – 1)	
6	1-6	Шлюз завантаження, пластина в камері (пластина в камері – 0; пластина немає в камері – 1)	
7	1-7	Шлюз завантаження, розгерметизація (немає вакууму – 1; є вакуум – 0)	
8	1-8	Резервний	
9	2-1	Шлюз розвантаження, вхідний затвор закритий (затвор закритий – 1; затвор відкритий – 0)	MUX DD2
10	2-2	Шлюз розвантаження, вхідний затвор відкритий (затвор закритий – 0; затвор відкритий – 1)	
11	2-3	Шлюз розвантаження, вихідний затвор закритий (затвор закритий – 1; затвор відкритий – 0)	
12	2-4	Шлюз розвантаження, вихідний затвор відкритий (затвор закритий – 0; затвор відкритий – 1)	
13	2-5	Шлюз розвантаження, пластина в шлюзі (пластина в шлюзі – 0; пластина немає в шлюзі – 1)	
14	2-6	Шлюз розвантаження, пластина в камері (пластина в камері – 0; пластина немає в камері – 1)	
15	2-7	Шлюз розвантаження, розгерметизація. Датчик (немає вакууму – 1; є вакуум – 0)	
16	2-8	Датчик куліси (куліса у вихідному положенні – 0; куліса у проміжному положенні – 1)	
17	3-1	Транспортер завантаження, пластина (є пластина – 1; пластина немає – 0)	MUX DD3
18	3-2	Шлюз, вакуум високий (є високий вакуум – 1; немає високого вакууму; – 0)	
19	3-3	Шлюз, вакуум низький (є низький вакуум – 1; немає низького вакууму; – 0)	
20	3-4	Датчик газу 1 (немає вакууму – 0; є вакуум – 1)	
21	3-5	Датчик газу 2 (немає вакууму – 0; є вакуум – 1)	
22	3-6	Датчик газу 3 (немає вакууму – 0; є вакуум – 1)	
23	3-7	Камера, вакуум високий (є високий вакуум – 1; немає високого вакууму; – 0)	
24	3-8	Камера, вакуум низький (є низький вакуум – 1; немає низького вакууму; – 0)	

Продовження табл. 4.1

№	Вхід мультіплектора	Датчики	Мультиплексор
25	4-1	Транспортер розвантаження, пластина (є пластина – 1; пластини немає – 0)	MUX DD4
26	4-2	Повітря (є повітря – 1; немає повітря – 0)	
27	4-3	Азот (є азот – 1; немає азоту – 0)	
28	4-4	Вода тиск (є вода – 1; немає води – 0)	
29	4-5	Регулятор витрати газу 1, несправність (є несправність -1; немає несправності – 0)	
30	4-6	Регулятор витрати газу 2, несправність (є несправність -1; немає несправності – 0)	
31	4-7	Регулятор витрати газу 3, несправність (є несправність -1; немає несправності – 0)	
32	4-8	Вода проток (є злив – 0; немає зливу – 1)	
33	5-1	Завантажувач 1. Крок (є крок – 1; немає кроку – 0)	MUX DD5
34	5-2	Завантажувач 1. Границя (є границя вверху або внизу – 1; немає границі – 0)	
35	5-3	Завантажувач 1. Пластина (є пластина - 0; немає пластини – 1)	
36	5-4	Завантажувач 1. Касета (є касета - 0; немає касети – 1)	
37	5-5	Завантажувач 2. Крок (є крок – 1; немає кроку – 0)	
38	5-6	Завантажувач 2. Границя (є границя вверху або внизу – 1; немає границі – 0)	
39	5-7	Завантажувач 2. Пластина (є пластина - 0; немає пластини – 1)	
40	5-8	Завантажувач 2. Касета (є касета - 0; немає касети – 1)	
41	6-1	Приймач 1. Крок (є крок – 1; немає кроку – 0)	MUX DD6
42	6-2	Приймач 1. Границя (є границя вверху або внизу – 1; немає границі – 0)	
43	6-3	Приймач 1. Пластина (є пластина – 0; немає пластини – 1)	
44	6-4	Приймач 1. Касета (є касета – 0; немає касети – 1)	
45	6-5	Приймач 2. Крок (є крок – 1; немає кроку – 0)	
46	6-6	Приймач 2. Границя (є границя вверху або внизу – 1; немає границі – 0)	
47	6-7	Приймач 2. Пластина (є пластина – 0; немає пластини – 1)	
48	6-8	Приймач 2. Касета (є касета – 0; немає касети – 1)	

Продовження табл. 4.1

№	Вхід мультиплектора	Датчики	Мультиплексор
49	7-1	Обдув (є обдув - 1; немає обдуву – 0)	MUX DD7
50	7-2	Датчик розжарення (є розжарення - 1; немає розжарення – 0)	
51	7-3	Датчик. Анод (висока напруга увімкнена- 1; висока напруга вимкнена – 0)	
52	7-4	Перевантаження по аноду (є перевантаження – 1; немає перевантаження – 0)	
53	7-5	Узгодження автоматоматичне (кнопка натиснута – 1; кнопка не натиснута – 0)	
54	7-6	Датчик. Екранна сітка (напруга увімкнена- 1; напруга вимкнена – 0)	
55	7-7	Камера (обрив датчика) (датчик обірвано – 0; датчик цілий – 1)	
56	7-8	Шлюзи (обрив датчика) (датчик обірвано – 0; датчик цілий – 1)	
57	8-1	Шлюзи (насос увімкнено) (насос увімкнено -1; насос вимкнено -0)	MUX DD8
58	8-2	Шлюзи (клапан вакуумний) (клапан увімкнено -1; клапан вимкнено -0)	
59	8-3	Камера (насос увімкнено) (насос увімкнено -1; насос вимкнено -0)	
60	8-4	Камера (клапан вакуумний) (клапан увімкнено -1; клапан вимкнено -0)	
61	8-5	Високочастотне блокування (всі блокування замкнуті – 1; хоча б одне блокування розімкнуте – 0)	
62	8-6	Камера відкрита (камера відкрита – 0; камера закрита – 1)	
63	8-7	Температура норма (температура в заданих межах – 1; температура поза заданими межами – 0)	
64	8-8	Камера (розгерметизація) (немає вакууму – 1; є вакуум – 0)	

Таблиця 4.2 – Виконавчі пристрої в апараті «Плазма – НД 125 ФМ»

№	Вихід реєстра	Виконавчий елемент	Реєстр
1	1-1	Увімкнення–вимкнення узгоджувального пристрою	RG DD12
2	1-2	Увімкнення–вимкнення розжарення генератора	
3	1-3	Увімкнення–вимкнення в/ч потужності по аноду	
4	1-4	Дистанційне керування (підготовка ланцюгів генератор задля зв'язку з ЕОМ)	
5	1-5	Дистанційне керування	
6	1-6	Генератор екр. сіт. (увімкнення–вимкнення в/ч потужності по екранній сітці)	
7	1-7	Ввімкнення-вимкнення індуктивності	
8	1-8	Повернення кіл генератора у вихідний стан у випадку перевантаження анода	
9	2-1	Керування насосом камери	RG DD13
10	2-2	Керування насосом шлюзів	
11	2-3	Резерв 1	
12	2-4	Резерв 2	
13	2-5	Шлюз завантаження (розгерметизація)	
14	2-6	Шлюз завантаження транспортера (увімкнення–вимкнення)	
15	2-7	Резерв 3 (клапан)	
16	2-8	Резерв ВЧ	
17	3-1	Опускання касети вниз завантажувачем 1	RG DD14
18	3-2	Підняття касети вверх завантажувачем 1	
19	3-3	Опускання касети вниз завантажувачем 2	
20	3-4	Підняття касети вверх завантажувачем 2	
21	3-5	Увімкнення–вимкнення транспортера видачі завантажувача 1	
22	3-6	Увімкнення–вимкнення транспортера видачі завантажувача 2	
23	3-7	Увімкнення–вимкнення проміжного транспортера при завантаженні пластин	
24	3-8	Опускання касети вниз приймачем 1	RG DD15
25	4-1	Підняття касети вверх приймачем 1	
26	4-2	Опускання касети вниз приймачем 2	
27	4-3	Підняття касети вверх приймачем 2	
28	4-4	Увімкнення–вимкнення транспортера прийому приймачем 2	
29	4-5	Увімкнення–вимкнення транспортера прийому приймачем 1	
30	4-6	Увімкнення–вимкнення проміжного транспортера при прийомі пластин	
31	4-7	Шлюз розвантаження (розгерметизація)	
32	4-8	Увімкнення–вимкнення транспортера шлюзу розвантаження	

Продовження табл. 4.2

№	Вихід реєстра	Виконавчий елемент	Регістр
33	5-1	Підняття і опускання вхідного затвору шлюзу завантаження	RG DD15
34	5-2	Підняття і опускання вихідного затвору шлюзу завантаження	
35	5-3	Підняття і опускання вхідного затвору шлюзу розвантаження	
36	5-4	Підняття і опускання вихідного затвору шлюзу розвантаження	
37	5-5	Шлюз завантаження (відкачка)	
38	5-6	Шлюз розвантаження (відкачка)	
39	5-7	Подача газу 1	
40	5-8	Подача газу 2	
41	6-1	Подача газу 3	RG DD16
42	6-2	Камера, відкачка	
43	6-3	Шлюз, відкачка	
44	6-4	Резерв 5	
45	6-5	Камера, розгерметизація	
46	6-5	Управління механізмом куліси	
47	6-7	Увімкнення–вимкнення вхідного транспортера камери	
48	6-8	Увімкнення–вимкнення вихідного транспортера камери	

Із шлюзу розвантаження агрегат прийому–видачі пластин вивантажує кожену пластину в касету механізму прийому-видачі пластин. Після розвантаження всіх пластин виконавчі елементи автомата приводяться у вихідний стан.

Автоматична обробка пластин з врахуванням інформації, отриманої з датчиків, наведених в табл. 4.1, відбувається таким чином. Перед завантаженням першої пластини управляюча програма приводить всі виконавчі елементи у вихідний стан; перевіряє вихідний стан усіх датчиків, наведених в табл. 4.1; вмикає клапани робочих газів ГА31, ГА32 і ГА33, при цьому відбувається перевірка наявності робочих газів за станом датчиків ГА31Д (вхід 3-4 в табл. 4.1), ГА32Д (вхід 3-5 в табл. 4.1) і ГА33Д (вхід 3-6 в табл. 4.1); вмикає насос камери і при цьому перевіряє стан датчика (вхід 8-3 в табл. 4.1); вмикає насос шлюзів і перевіряє стан датчиків (вхід 3-2 та вхід 3-3 в табл. 4.1); вмикає вакуумний клапан відкачки камери і відповідно перевіряє стан датчика (вхід 8-4 в табл. 4.1); перевіряє наявність обдуву (датчик обдуву, сигнал з якого подається на вхід 7-1 в табл. 4.1); двічі приводить в

дію механізм куліси з метою виявлення пластини в камері і при наявності пластин, вони вивантажуються; вмикає реле розжарювання і перевіряє відповідний датчик підтвердження (вхід 7-2 в табл. 4.1); вмикає датчик дистанційного керування та реле дистанційної установки (вихід 1-5 в табл. 4.2); через 5 хв. в робочому режимі перевіряє межі заданих технологічних параметрів (тиск в камері та шлюзах, витрата газу по трьох каналах, температура), вмикає реле АНОД (вихід 1-3 в табл. 4.2) з наступною перевіркою відповідного датчика підтвердження (вхід 7-3 в табл. 4.1) та наявності узгодження (вхід 7-5 в табл. 4.1); через 1 хв. перевіряє межі прямої та відбитої потужності.

Після виконання підготовчої частини управляючої програми автомат «Плазма – НД 125 ФМ» працює таким чином. Вмикається двигун першого завантажувача і спрацьовує датчик завантажувач 1 Границя (вхід 5-2 в табл. 4.1). Двигун першого завантажувача зупиняється після спрацювання датчиків завантажувач 1 Крок (вхід 5-1 в табл. 4.1) та датчик завантажувач 1 Пластина (вхід 5-3 в табл. 4.1). Також міняє свій стан датчик завантажувач 1 Касета (вхід 5-4 в табл. 4.1).

Керуюча програма встановлює контрольний час для пошуку несправностей в транспортній і вакуумній системах автомата. Якщо по закінченні контрольного часу не спрацьовує певний датчик, то управляюча програма створює відповідне повідомлення.

Спрацьовування датчиків завантажувач 1 Пластина та завантажувач 1 Касета обумовлює вмикання двигуна транспортера першого завантажувача (вихід 3-5 в табл. 4.2). Коли датчик завантажувач 1 Пластина повертається у вихідний стан, відбувається запуск двигуна транспортера другого завантажувача (вихід 3-6 в табл. 4.2), двигуна проміжного транспортера (вихід 3-7 в табл. 4.2). Одночасне повернення датчика завантажувач 1 Пластина у вихідний стан дозволяє вмикання клапана шлюзу завантаження (сигнал з датчика потрапляє на вхід 1-2), який перекриває об'єм шлюзу завантаження від іншої частини вакуумної системи, і цим створює умови для проведення розгерметизації шлюзу завантаження, і через деякий час (порядку 0,5 с) клапан розгерметизації шлюзу завантаження (сигнал з датчика потрапляє на вхід 1-4). По закінченню часу розгерметизації (контрольного часу) змінює свій стан вакуумний датчик, сигнал з якого подається на вхід 8-2. Тим часом, пластина, переміщуючись по транспортеру завантажувача, викликає зміну стану датчика завантажувач 2 Пластина (сигнал з датчика потрапляє на вхід 5-7). При розвантаженні пластин із касети першого завантажувача зміна стану датчика завантажувач 2 Пластина використовується лише для контролю справності транспортної системи. Коли пластина переміщається по проміжному транспортеру агре-

гату прийому–видачі пластин, спрацьовує датчик Транспортер завантаження пластини (сигнал з датчика потрапляє на вхід 3-1). Зміна стану цього датчика дозволяє вмикання двигуна транспортера шлюзу завантаження. Сигнал на виконавчий пристрій подається з виходу 2-6 (див. табл. 4.2). Зміна стану датчика шлюзу завантаження розгерметизація, сигнал з якого свідчить, що відбулась розгерметизація шлюзу завантаження, і потрапляє на вхід 1-7 (табл. 4.1) викликає вмикання клапанів шлюзу завантаження, сигнал на які подається з виходів 5-1 та 5-2 (табл. 4.2). Пластина поступає в шлюз завантаження, при цьому змінюється стан датчика Шлюз завантаження пластина в шлюзі (вхід 1-5, табл. Д.1). Ця зміна дозволяє відключити двигуни транспортерів (сигнали подаються з виходів 3-5, 3-6, 3-7 табл. 4.2), а двигун транспортера шлюзу завантаження відключається приблизно через 0,5 с (щоб пластина встигла пройти вхідний затвор шлюзу завантаження). Після закінчення цього часу знімається напруга з клапанів вхідного затвору шлюзу завантаження і вхідний затвор шлюзу завантаження закривається. Після закриття цього затвору датчики вхідного затвору шлюзу завантаження (вхід 1-1 та вхід 1-2 в табл. 4.1) повертаються у вихідний стан (контрольний час). Зміна стану цих датчиків дозволяє вмикання клапанів відкачки шлюзу розвантаження, починається відкачка шлюзу завантаження (контрольний час). Змінюється стан датчика Шлюз клапан вакуумний (вхід 8-2, табл. 4.1). Ця зміна не створює впливу на виконавчі елементи, змінюються стани датчиків Шлюз вакуум високий та Шлюз вакуум низький (сигнали подаються на входи 3-2 та 3-3 відповідно). Таким чином, відбувається зміна уніфікованого каналового сигналу постійного струму від 0 до 10 В (аналоговий вихід вакуумметра) відповідно до зміни тиску в шлюзах. Після зміни стану датчика Шлюз вакуум низький або при досягненні заданого порогу тиску (контрольний час), а також при умові, що механізм куліси здійснив повний хід, тобто датчик Куліси (вхід 2-8, табл. 4.1) двічі змінив свій стан і в цей момент часу знаходиться у вихідному стані (останнє свідчить про те, що пластина в позиції нагрівання немає), відкривається вихідний затвор шлюзу завантаження – вмикається клапан вихідного затвору шлюзу завантаження, відключається клапан відкачки шлюзу розвантаження, і вмикається клапан відкачки шлюзу завантаження. Датчики 1-1 і 1-2 змінюють свій стан (контрольний час). Цією зміною обумовлено вмикання двигуна транспортера шлюзу завантаження (сигнал подається з виходу 2-6) і двигуна вхідного транспортера камери (сигнал подається з виходу 6-7, табл. 4.2). Пластина по транспортеру шлюзу завантаження переміщається на вхідний транспортер камери.

Після повернення датчика «Шлюз завантаження пластина в камері» (сигнал подається на вхід 1-6, табл. 4.1) у вихідний стан (контрольний час) управляюча програма формує:

1) сигнал увімкнення двигуна першого завантажувача (сигнал подається з виходу 5-5) і починається завантаження іншої пластини. По цьому сигналу починається завантаження другої і всіх наступних пластин з першої та другої касет;

2) сигнал відключення двигуна транспортера шлюзу, а двигун вхідного транспортера камери (вихід 6-7, табл. 4.2) залишається увімкненим до кінця циклу, тобто до моменту вивантаження останньої пластини;

3) запуск часової затримки (час гарантованого проходження пластиною вихідного затвору шлюзу вивантаження). По закінченні цієї затримки знімається напруга з клапанів «Шлюз завантаження вихідний затвор закритий» (вхід 1-3, табл. 4.1), і вихідний затвор шлюзу закривається. При цьому датчики затворів шлюзу завантаження (входи 1-1 і 1-2, табл. 4.1) приймають вихідний стан (контрольний час), відключається клапан «Шлюз завантаження розгерметизації», сигнал на який подається з виходу 2-5 (див. табл. 4.2).

Пластина встановлюється на позицію нагріву і витримуються на цій позиції протягом часу t_1 (час попереднього нагріву).

З позиції нагріву механізм куліси переміщує першу пластину на позицію обробки. На початку дії механізму куліси спрацьовує датчик куліси. Спрацьовування цього датчика дозволяє вмикання двигуна вихідного транспортера камери і двигуна транспортера шлюзу розвантаження. Механізм куліси повертається у вихідний стан, датчик куліси також приймає вихідний стан (контрольний час).

Протягом часу t_2 відбувається обробка пластини в плазмовому середовищі. Після закінчення плазмової обробки знову вмикається механізм куліси. Попередня пластина переноситься з позиції обробки на вихідний транспортер камери, а наступна – на позицію обробки. Пластина, переміщуючись по вихідному транспортеру камери, викликає спрацьовання датчика «Шлюз завантаження пластина в камері» (контрольний час). Зміна стану цього датчика дозволяє увімкнення нормально відкритого клапана відкачки шлюзу розвантаження і запуск невеликої часової затримки (приблизно 0,5 с), що необхідна для спрацьовання клапану «Шлюз розвантаження відкритий» (сигнал з виходу 4-7, табл. 4.2). Після закінчення цієї затримки відкривається вхідний затвор шлюзу розвантаження – на клапани вхідного затвору шлюзу розвантаження подається живлення. Коли затвор відкритий, датчики стану вхідного затвору шлюзу розвантаження (вхід 2-1 та 2-2, табл. 4.1) змінюють свій стан (контрольний час). Транспортер шлюзу

розвантаження переносить пластину в шлюз. В шлюзі розвантаження спрацьовує датчик «Шлюз розвантаження пластина в шлюзі» (вхід 2-5, табл. 4.1). По зміні стану датчика управляюча програма запускає невелику часову затримку (приблизно 0,5 с). Протягом цього часового проміжку пластина починає рухатись по транспортеру шлюзу розвантаження. Після закінчення цієї затримки обидва транспортери вмикаються, і знімається напруга з клапанів вхідного затвору шлюзу розвантаження, сигнал на який подається з виходу 5-3 (табл. 4.2). Затвор закривається і датчики вхідного затвору шлюзу розвантаження (входи 2-1 та 2-2, табл. 4.1) повертаються у вихідний стан (контрольний час). Тим часом механізм куліси повертається у вихідний стан, датчик куліси також набуває вихідного стану (контрольний час).

Повернення датчиків вхідного затвору шлюзу розвантаження у вихідний стан формує сигнал подачі живлення на нормально закритий клапан розгерметизації шлюзу розвантаження (сигнал з виходу 2-5, табл. 4.2). Коли закінчується розгерметизація шлюзів розвантаження, датчик «Шлюз завантаження розгерметизація» (сигнал на вхід 1-7, табл. 4.1) міняє свій стан (контрольний час), що створює необхідну умову для підняття вихідного затвору шлюзу розвантаження. Затвор піднімається і спрацьовують датчики вихідного затвору шлюзу розвантаження (сигнал на входи 2-3, 2-4 табл. 4.1), що викликає увімкнення двигунів транспортера шлюзу розвантаження (сигнал з виходу 4-8, табл. 4.2), проміжного транспортера агрегату прийому-видачі пластин (сигнал з виходу 4-6, табл. 4.2) і транспортера приймача 2 пластин (сигнал з виходу 4-6, табл. 4.2).

Пластина, рухаючись по транспортеру шлюзу розвантаження, повертає датчик «Шлюз розвантаження пластина в шлюзі» (сигнал на вхід 2-5, табл. 4.1) у вихідний стан, а її просування по проміжному транспортеру агрегату прийому-видачі пластин викликає спрацювання датчика «Транспортер розвантаження, пластина» (сигнал на вхід 4-1, табл. 4.1), таким чином датчик повертається у вихідний стан після проходження пластиною його зони дії. Після проходження пластини датчиків «Шлюз розвантаження пластина в шлюзі» (сигнал на вхід 2-5, табл. 4.1) і «Транспортер розвантаження, пластина» (сигнал на вхід 4-1, табл. 4.1) (контрольний час) управляюча програма здійснює відключення живлення клапанів «Шлюз розвантаження вихідний затвор закритий» (сигнал на вхід 2-3, табл. 4.1). Вихідний затвор шлюзу розвантаження закривається, датчики вихідного затвору шлюзу розвантаження (сигнал на входи 2-1 та 2-2, табл. 4.1) приймають вихідний стан (контрольний час), що є причиною подачі живлення на нормально відкритий клапан відкачки шлюзу завантаження (сигнал із виходу 5-5, табл. 4.2) і відключення клапану розгерметизації (сигнал із виходу

4-7, табл. 4.2). Клапан відкачки шлюзу завантаження закривається, забезпечуючи цим збереження вакууму в шлюзі завантаження і камері обробки. Крім цього, управляюча програма запускає часову затримку (час закриття клапана відкачки шлюзу завантаження). Після закінчення цієї затримки знімається живлення з клапана відкачки шлюзу розвантаження (сигнал із виходу 5-6, табл. 4.2), клапан відкривається і починається відкачка шлюзу розвантаження. По мірі зниження тиску в шлюзі розвантаження спрацьовує блокування вакуумметра, датчики високого та низького вакууму шлюзу (сигнал на входи 3-2 та 3-3, табл. 4.1), і змінюється уніфікований аналоговий сигнал постійного струму 0-10 В (аналоговий вихід вакуумметра) відповідно тиску в шлюзах. Після зміни стану датчика низького вакууму шлюзу (сигнал на вхід 3-3, табл. 4.1) або при досягненні заданого тиску (контрольний час) знімається напруга з клапана відкачки шлюзу завантаження (сигнал із виходу 5-5, табл. 4.2) і він відкривається.

Пластина по транспортеру приймача 2 (рис. 4.1) поступає в касету приймача 2. Спрацьовує датчик «Приймач 2 пластина» (сигнал на вхід 6-7, табл. 4.1) (контрольний час), і ця зміна викликає вмикання двигуна приймача 2 (сигнал із виходу 4-2, табл. 4.2) і відключення двигуна транспортера прийому приймача 2 (сигнал із виходу 4-4, табл. 4.2). Касета починає підніматись вгору. По мірі руху касети вгору датчики «Приймач 2 пластина», «Приймач 2 крок», «Приймач 2 границя» (сигнал на входи 6-7, 6-5, 6-6 відповідно табл. 4.1) міняють свій стан. Коли касета піднімається на один крок, датчики «Приймач 2 пластина» і «Приймач 2 границя» повертаються у вихідний стан, що фіксує сигнал відключення живлення двигуна транспортера прийому приймачем 2 (сигнал із виходу 4-4, табл. 4.2).

Аналогічним чином відбувається завантаження, обробка і розвантаження інших пластин.

Після розвантаження останньої пластини завантажувач 1 і завантажувач 2 повертаються у вихідний стан, тобто вмикаються двигуни, завантажувач 1 вгору (сигнал із виходу 3-2, табл. 4.2) і завантажувач 2 вгору (сигнал із виходу 3-4, табл. 4.2) працюють до моменту установки датчиків завантажувач 1 границя та завантажувач 1 пластина (сигнал на входи 5-2, 5-3 відповідно табл. 4.1), завантажувач 2 границя та завантажувач 2 пластина (сигнал на входи 5-6, 5-7 відповідно табл. 4.1) у вихідний стан.

Пластина знаходиться в камері обробки протягом часу t_2 , який задається користувачем за допомогою ПК. Час обробки пластин залежить від матеріалу фоторезисту та товщини його нанесення, тому він для кожної пластини є різним. Отримання об'єктивної інформації про стан процесу плазмохімічного травлення стає можливим завдяки

використанню оптичних частотних перетворювачів спектру випромінювання плазми в системі визначення часу тривалості плазмохімічних процесів. Блок-схема такої системи показана на рис. 4.2 [51].

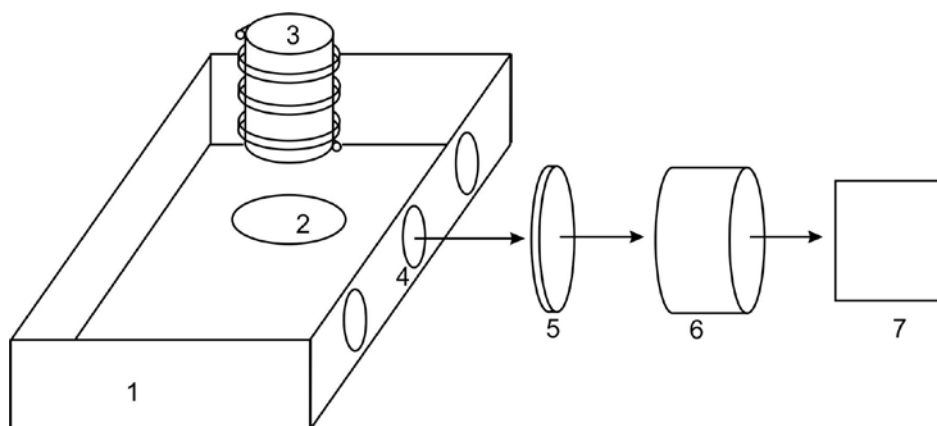


Рисунок 4.2 – Система емісійно-спектрального визначення часу плазмохімічного процесу травлення: 1 – плазмовий реактор; 2 – пластина; 3 – індуктор; 4 – вікно; 5 – інтерференційний фільтр; 6 – фотоперетворювач; 7 – частотомір

В ході проведеного експерименту досліджувався спектр власного випромінювання нерівноважної плазми. Основним інформативним елементом був обраний спектр випромінювання окису вуглецю CO, який є продуктом взаємодії хімічно активних частинок кисневої плазми і органічної сполуки, якою є фоторезист марки ФП-383. Зокрема досліджувалась зміна інтенсивності спектральної смуги CO ($B^1\Sigma^+ \rightarrow A^1\Pi$) [101] системи Ангстрема на довжині хвилі 519,8 нм (рис. 1.9).

Для виділення смуги CO із загального спектру використовувався інтерференційний фільтр з ($\lambda = 520$ нм), а вимірювання освітленості проводилось за допомогою радіовимірювальних оптичних перетворювачів на основі біполярного і МДН-транзисторів транзисторів (рис. 2.1, 2.14, 3.1 та 3.17), в яких зміна провідності первинного фоточутливого елемента під дією світла перетворюється в ефективну зміну частоти.

Зміна частоти генерації від тривалості процесу травлення для фотоперетворювачів, наведених на рис. 2.1, 2.14, 3.1 та 3.17, показана на рис. 4.3–4.6 відповідно.

Як бачимо з рис. 4.3–4.6, чутливість перетворювачів становить від 1,3 кГц/с до 6 кГц/с для різних режимів роботи перетворювачів. Максимальну чутливість 6 кГц/с має перетворювач з фоторанзистором та активною індуктивністю, що безперечно дозволяє з значно більшою точністю визначати момент закінчення процесу

плазмового травлення за зменшенням частоти генерації до фонового рівня, який відповідає значенню частоти на нижньому стабільному рівні частотної характеристики.

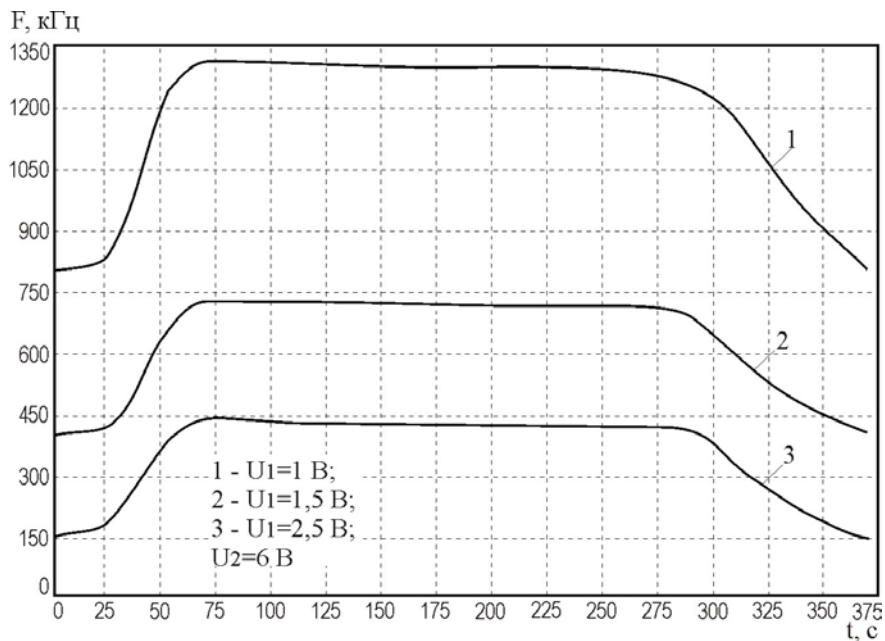


Рисунок 4.3 – Зміна частоти генерації в часі під час процесу зняття фоторезисту (для різних робочих точок фотоперетворювача з фоторезистором)

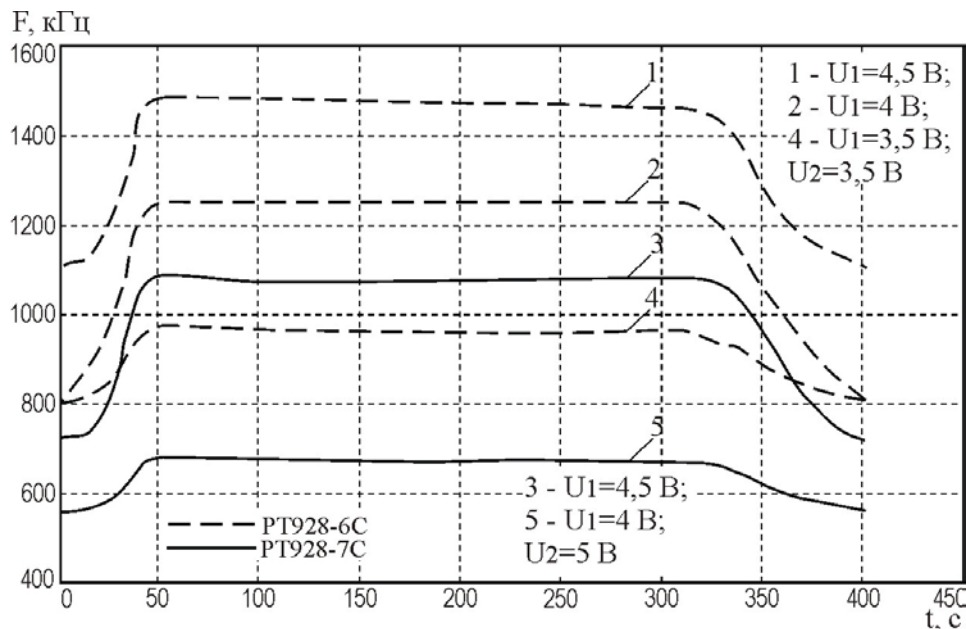


Рисунок 4.4 – Зміна частоти генерації в часі під час процесу зняття фоторезисту (для різних робочих точок фотоперетворювача з фототранзистором)

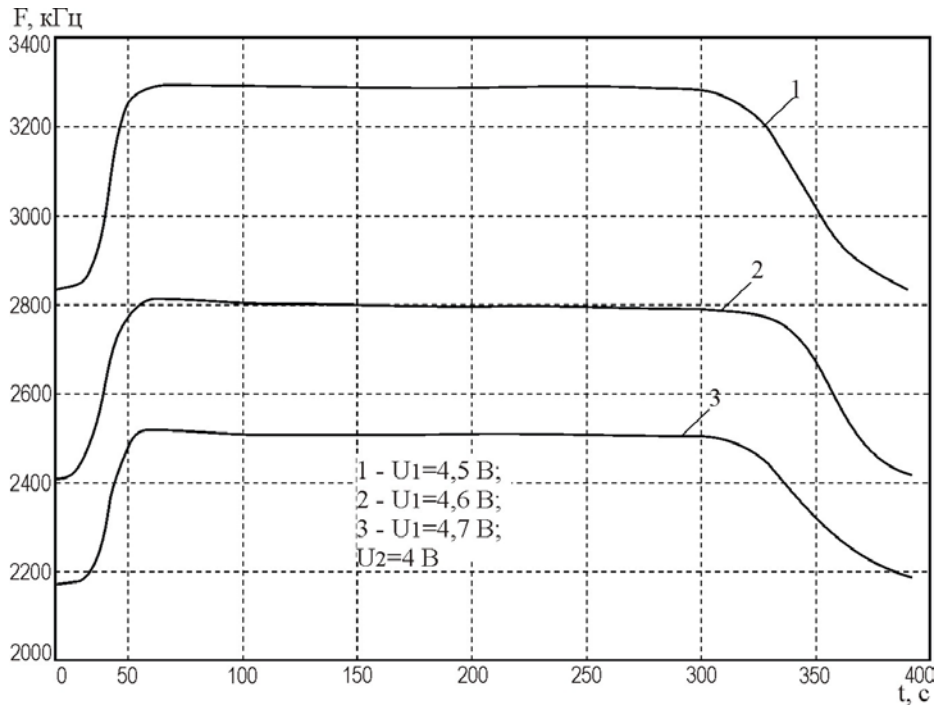


Рисунок 4.5 – Зміна частоти генерації в часі під час процесу зняття фоторезисту (для різних робочих точок фотоперетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом)

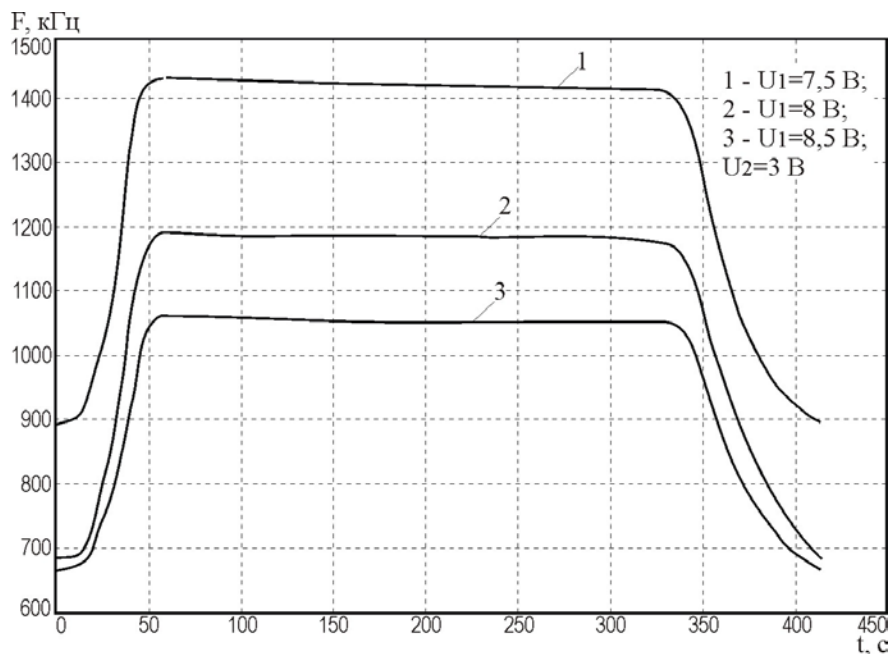


Рисунок 4.6 – Зміна частоти генерації в часі під час процесу зняття фоторезисту (для різних робочих точок фотоперетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом)

4.2 Використання мікропроцесорів в системі визначення часу процесу плазмохімічного травлення

Розвиток методів сучасної техніки неможливий без створення складних автоматизованих вимірювальних систем. Великий обсяг вимірювальних операцій і їх трудомісткість змушують приділяти серйозну увагу автоматизації процесу вимірювань. Основними напрямками автоматизації процесу вимірювань є: автоматизоване керування приладами; підвищення точності вимірювання приладів шляхом автоматичної корекції їх характеристик; розширення функціональних можливостей апаратури.

Високий рівень автоматизації процесу вимірювань став можливий із застосуванням сучасних електронно-обчислювальних засобів, міні- та мікроЕОМ, сполучених з вимірювальними приладами або вбудованих в них. Взаємодія приладів і ЕОМ здійснюється через пристрої сполучення – інтерфейси ЕОМ. ЕОМ забезпечують: підвищення продуктивності процесу вимірів завдяки автоматизації керування приладами; виключення численних ручних комутацій органів управління і Perez'єднання об'єктів; збільшення точності вимірювань; обробку експериментальних даних і їх виведення для індикації або реєстрації [122].

При сполученні з досить потужним обчислювальним управляючим пристроєм функціональні можливості вимірюваних засобів розширюються. Стає можливим використання ЕОМ для аналізу експериментальних даних з введенням додаткових даних.

Використання вбудованих мікропроцесорів істотно спрощує роботу з приладами. Контрольно-вимірювальна техніка займає одне з перших місць з ефективності використання мікропроцесорів. Мікропроцесорні системи стали органічною частиною електронних вимірювальних приладів, які застосовуються для вимірювання параметрів електричних сигналів, а також неелектричних фізичних величин. Використання мікропроцесорів у вимірювальній техніці у багато разів підвищило точність приладів, значно розширило їхні функціональні можливості, спростило керування їх роботою, підвищило надійність, швидкодію, призвело до створення програмованих, повністю автоматизованих приладів. Завдяки застосуванню мікропроцесорів стало можливим створення вимірювально-обчислювальних комплексів - автоматизованих засобів вимірювань, призначених для дослідження, контролю та випробувань складних об'єктів [117].

Мікропроцесорна система, введена до складу багатофункціонального засобу вимірювання, перетворює його в програмно-керований пристрій. Функціональні можливості такого пристрою визначаються виконуваною програмою і можуть бути легко змінені при переході до іншої програми, що зберігається в постійному запам'ятовуючому пристрої.

Підвищення точності вимірювальних приладів досягається за рахунок автоматичної компенсації (виключення) систематичної похибки, зокрема автоматичної установки нуля перед початком вимірювань, автоматичного виконання градувальної 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 у 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 вимірюваної фізичної величини на дисплеї. Хоча вимірювання за своєю природою залишаються непрямыми, експериментатор сприймає їх як прямі.

Функціональні можливості вбудованих у прилади обчислювальних засобів безперервно розширюються з розвитком елементної бази цифрової техніки, особливо мікропроцесорів.

Розроблено вимірювальний блок для визначення моменту закінчення процесу плазмохімічного травлення у складі системи управління плазмохімічним процесом. Структурна схема блока у складі такої системи подана на рис. 4.7.

Принципова схема структурної схеми (див. рис. 4.7) показана на рис. 4.8. Вимірювальна система, принципова схема якої показана на рис. 4.8, містить блок для здійснення вимірювання освітленості безпосередньо в об'єкті вимірювання, який складається з 16-розрядного мікроконтролера АТmega8, інтерфейсу програмування контролера, кварцового генератора, також містить систему запуску нагрівача оптичного частотного перетворювача та термостат, який підтримує його стабільну роботу в межах $53\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Інформація з датчиків, що входять до складу апарата «Плазма – НД 125 ФМ», надходить на мікроконтролер через оптопари 1-64 та мультиплектори DD1-DD8. Ко-

манди з мікроконтролера надходять на виконавчі пристрої через регістри *DD12-DD17* та оптопари 65-112.

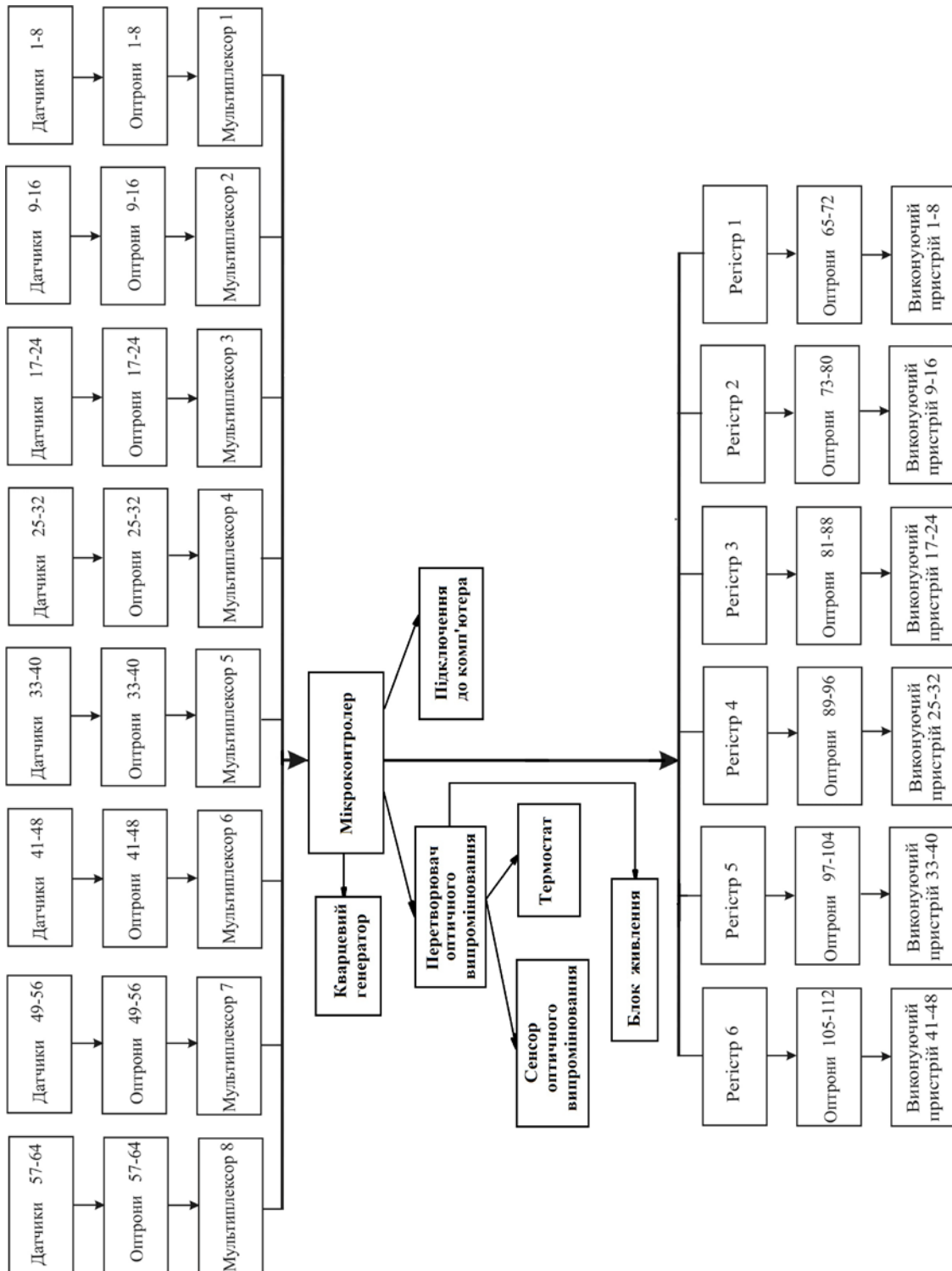


Рисунок 4.7 – Структурна схема системи управління плазмохімічним процесом видалення фоторезисту

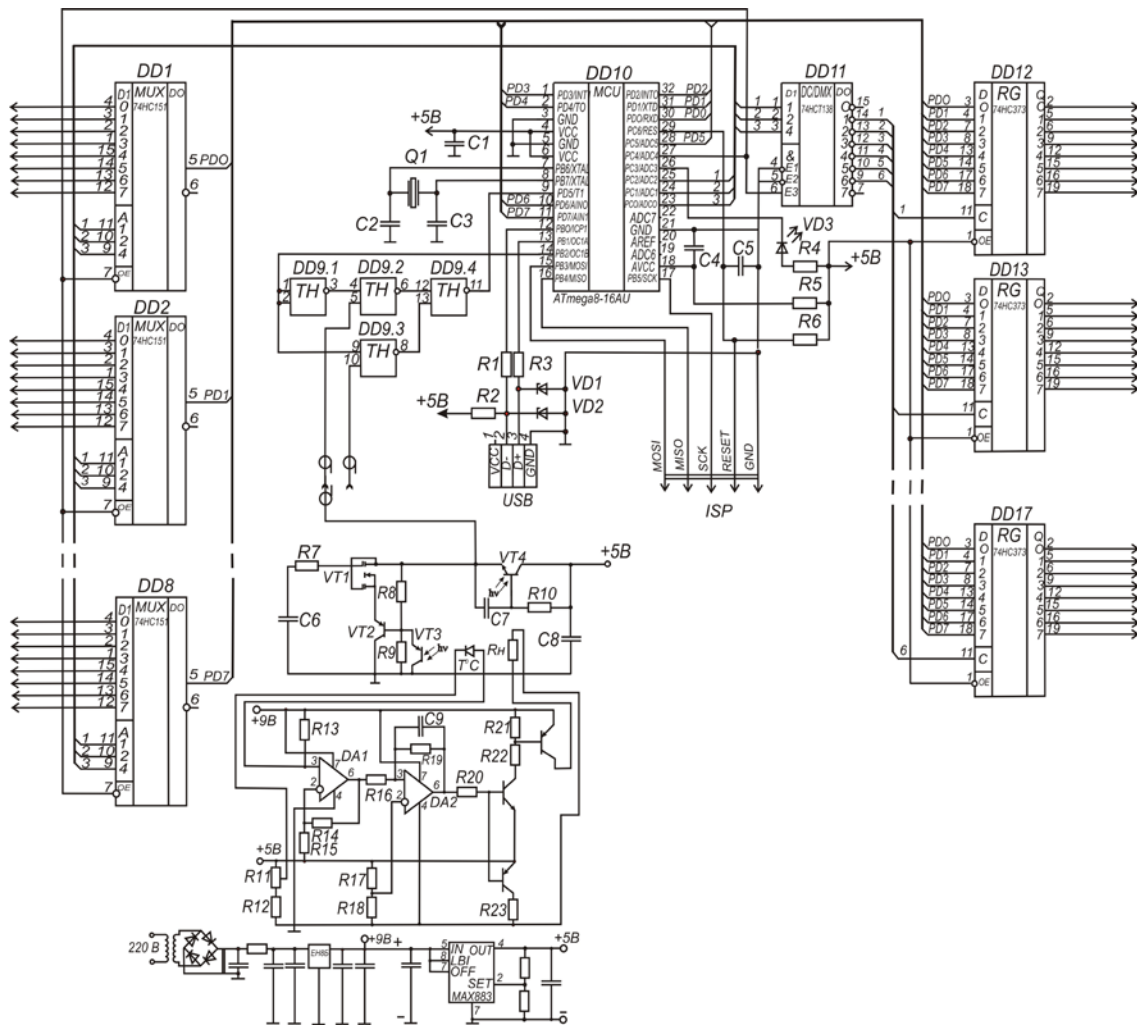


Рисунок 4.8 – Принципова схема вимірювальної системи управління плазмохімічним процесом видалення фоторезисту

Перелік датчиків 1–64 та виконавчих пристроїв 1–48 наведений в таблицях 4.1 та 4.2 [123]. Вимірювання величини освітленості випромінювання плазми здійснюється частотним перетворювачем з фототранзистором, що виступає в якості чутливого елемента та фоточутливим активним індуктивним елементом. На рис. 4.9 показана апроксимована залежність частоти генерації від величини освітленості цього перетворювача.

Апроксимована функція описується аналітичною функцією виду

$$y = a_0 + a_1x - a_2x^2 + a_3x^3 - a_4x^4 + a_5x^5,$$

де y – визначений параметр (частота генерації); x – параметр впливу (величина освітленості); $a_0; a_1; a_2; a_3; a_4; a_5$ – коефіцієнти.

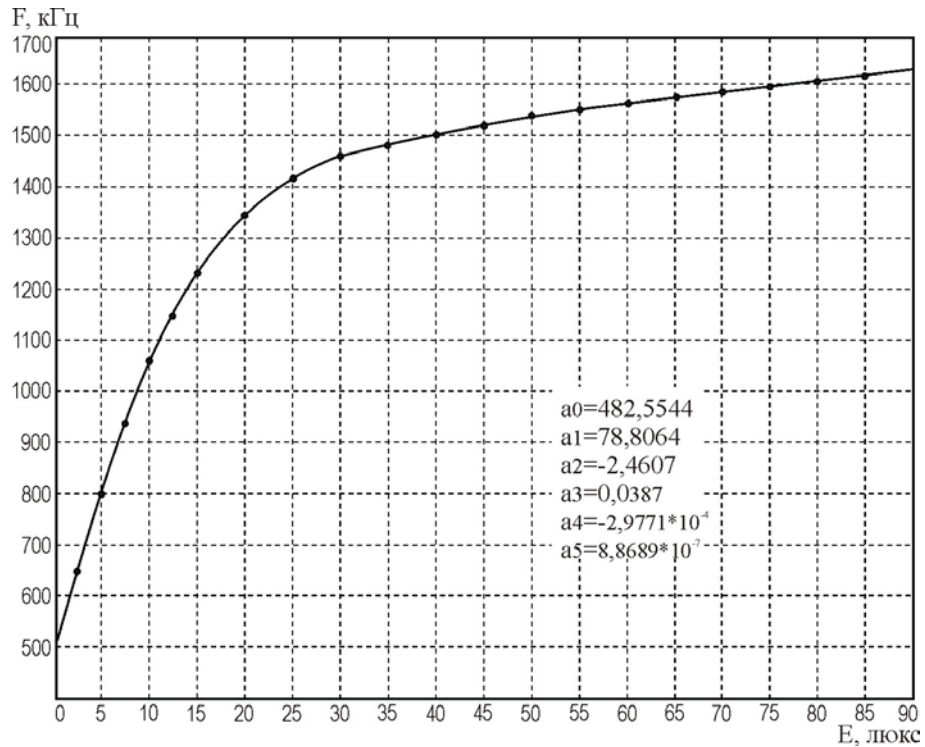


Рисунок 4.9 – Апроксимована залежність функції перетворення частотного оптичного перетворювача

4.3 Розрахунок похибок пристрою визначення часу травлення

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 вимірів впливають зовнішні та внутрішні завади, кліматичні умови, поріг чутливості вимірюваного приладу, а також фізіологічна обмеженість можливостей людини, яка приймає участь у процесі вимірювань. Вимірювання вважається закінченим, якщо цілком визначене не тільки значення фізичної величини, а і можливий ступінь його відхилення від істинного значення [124].

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).

Похибки квантування вимірювального каналу, який складається з оптичного частотного перетворювача та електронно-лічильного частотоміра, визначається як [125]

$$\delta_{кв} = \frac{1}{N_x} 100 \%, \quad (4.1)$$

де N_x – кількість імпульсів, що заповнили часовий інтервал, сформований із коливань високостабільного по частоті генератора, визначається як [125]

$$N_x = \frac{n^2}{f_{kv}(n-1)} F(t_{mp}), \quad (4.2)$$

де $F(t_{mp})$ – вимірювана частота, яка залежить від зміни освітленості випромінювання плазми під час процесу травлення (див. рис. 4.5); 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 імпульсу стробування.

Похибка квантування вимірюваного каналу, що містить перетворювач з фоторезистором і активним індуктивним елементом, розрахована за виразом (4.1) з врахуванням виразу (4.2), де $f_{kv} = 16$ МГц і $T_{vim} = 0,1$ с [126], наведена на рис. 4.10.

З рис. 4.10, видно, що похибка квантування у вимірювальному діапазоні освітленості змінюється від $4 \cdot 10^{-4} \%$ до $4,5 \cdot 10^{-4} \%$.

Для АЦП врівноважувального перетворення кількість імпульсів, що заповнили часовий інтервал, визначається як [127]

$$N'_x = \frac{2^n}{U_{зр}} U_{\phi n}(t_{mp}), \quad (4.3)$$

де $U_{\phi n}(t_{mp})$ – напруга на виході фотоприймача; n – розрядність АЦП; $U_{зр}$ – напруга зразкового джерела напруги.

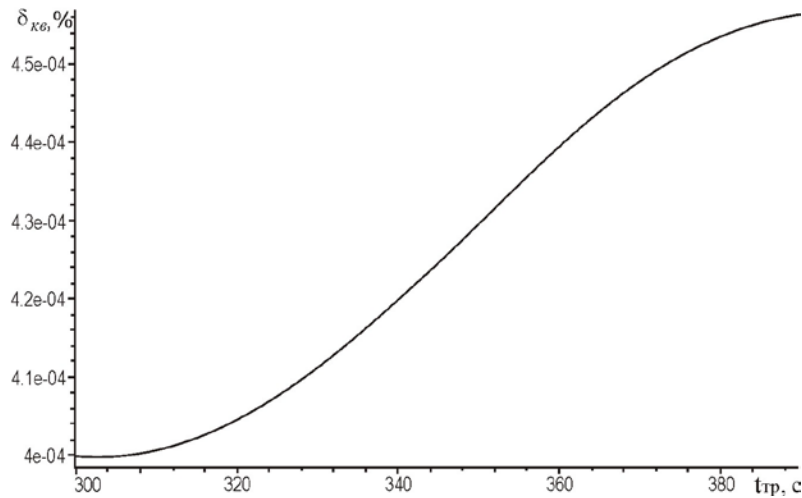


Рисунок 4.10 – Похибка квантування вимірювального каналу, що складається з частотного фотоперетворювача з фоторезистором та частотоміра

На рис. 4.11 наведена похибка квантування вимірювального каналу, що складається з аналогового фотоприймача та 16-ти розрядного АЦП К1108ПВ1А з $U_{зр} = 2,5 B$, розрахована за формулою (4.1) з врахуванням виразу (4.3).

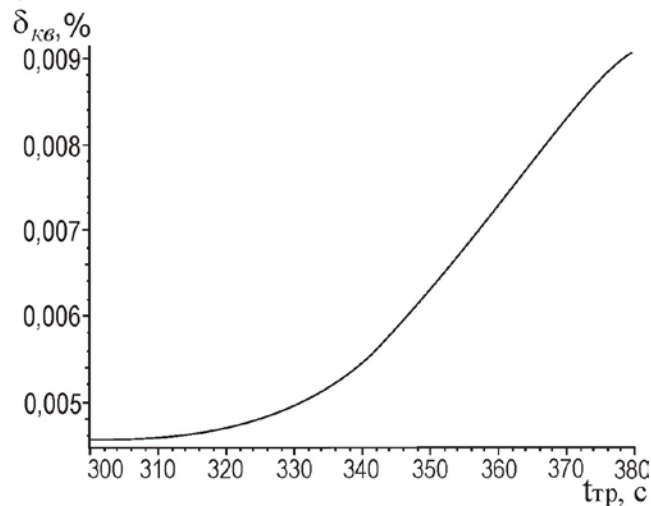


Рисунок 4.11 – Похибка квантування вимірювального каналу, що складається з аналогового фотоперетворювача та АЦП

З рис. 4.11, видно, що похибка квантування у вимірювальному діапазоні освітленості змінюється від $5 \cdot 10^{-3} \%$ до $9 \cdot 10^{-3} \%$ і в 10 разів більша за похибку вимірювального каналу з частотним перетворювачем.

На рис. 4.12 наведені чутливості вимірювальних каналів з частотним перетворювачем (крива 2) та аналоговим фотоперетворювачем (крива 1), розраховані за виразом [127]

$$S = \frac{\partial N_x}{\partial t_{mp}}$$

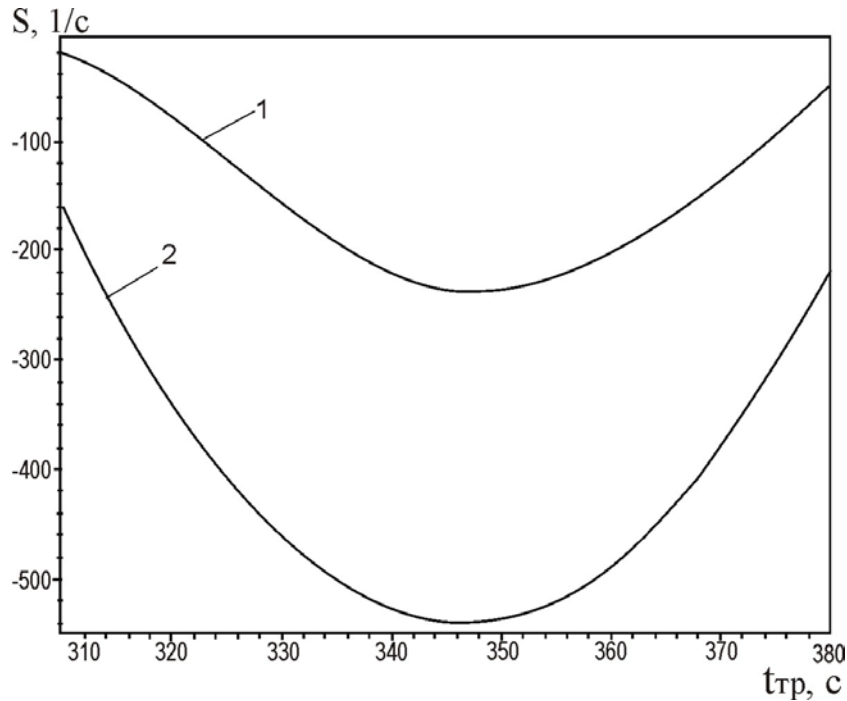


Рисунок 4.12 – Чутливості вимірювальних каналів:
 1 – для аналогового фотоперетворювача та АЦП;
 2 – для частотного перетворювача та частотоміра

З рис. 4.12 видно, що чутливість каналу з частотним оптичним перетворювачем з фототрезистором змінюється від 200 1/с до 500 1/с протягом процесу, що перевищує чутливість каналу з фотоприймачем та АЦП, яка змінюється в діапазоні від 10 1/с до 200 1/с. Також було визначено чутливість каналу з частотним оптичним перетворювачем з фототранзистором, яка змінюється від 200 1/с до 1000 1/с протягом процесу.

Залежність похибки квантування та чутливості вимірювального каналу з частотним оптичним перетворювачем та частотоміром від напруги живлення перетворювача та величини імпульсу стробування при вимірюванні величини освітленості в діапазоні від 0 до 50 люкс наведена на рис. 4.13 та 4.14 відповідно.

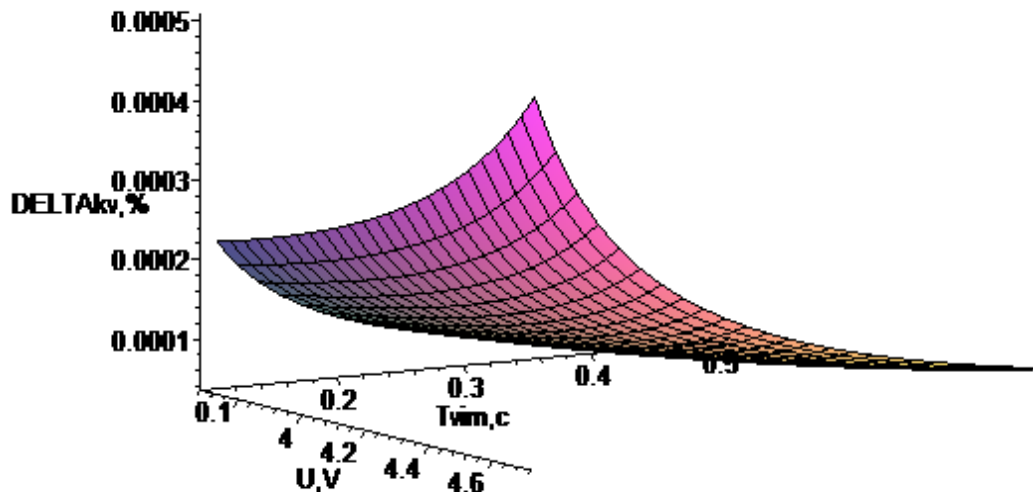


Рисунок 4.13 – Залежність похибки квантування вимірювального каналу від напруги живлення та величини імпульсу стробування

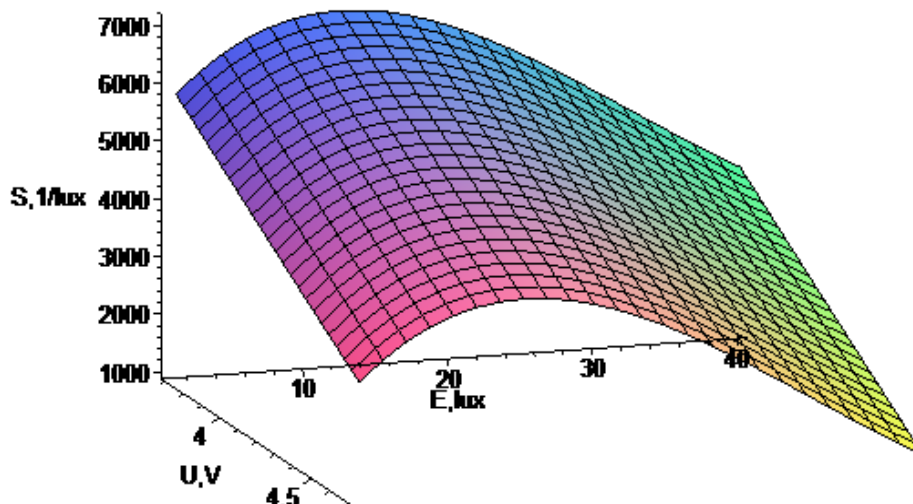


Рисунок 4.14 – Залежність чутливості вимірювального каналу від напруги живлення

З рис. 4.13 та 4.14 видно, що із збільшенням напруги живлення похибка квантування зростає від $3 \cdot 10^{-4} \%$ до $5 \cdot 10^{-4} \%$, а чутливість – в діапазоні від 0 до 50 люкс зменшується. Таким чином, напруга живлення, яка забезпечує максимальну чутливість та мінімальну похибку, становить 3,8 В. Крім того, з рис. 4.13 видно, що збільшення величини імпульсу стробування дає можливість значно зменшити похибку квантування.

На рис. 4.15 показана зміна чутливості при вимірюванні величини освітленості в діапазоні від 0 до 50 люкс від величини імпульсу стробування для перетворювача з фоторезистором та активним індуктивним елементом.

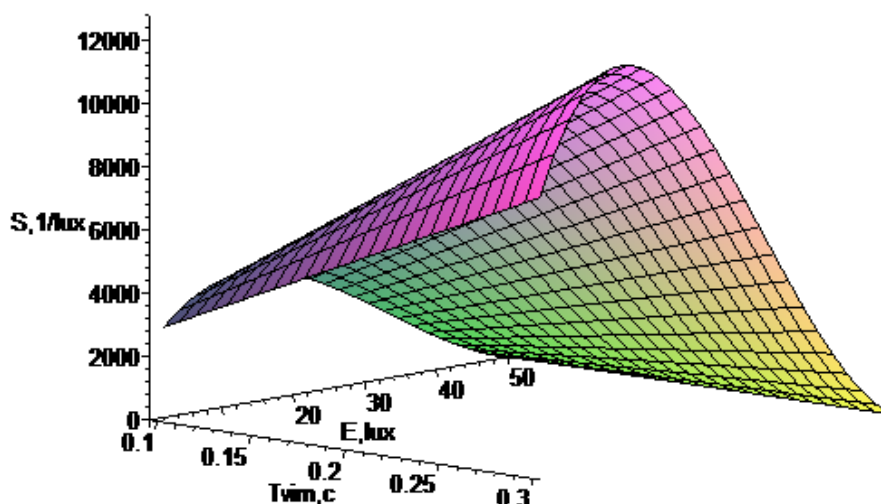


Рисунок 4.15 – Залежність чутливості вимірювального каналу від величини імпульсу стробування

З рис. 4.15 видно, що максимальна чутливість при величині імпульсу стробування 0,1 с становить 4000 1/с, а збільшення величини імпульсу стробування дає можливість підвищити чутливість вимірювання.

Залежність похибки квантування та чутливості вимірювального каналу з частотним оптичним перетворювачем та частотоміром при вимірюванні величини освітленості в діапазоні від 0 до 50 люкс від величини опору резистора фазозсувного кола активного індуктивного елемента перетворювача та величини імпульсу стробування наведена на рис. 4.16 та 4.17 відповідно.

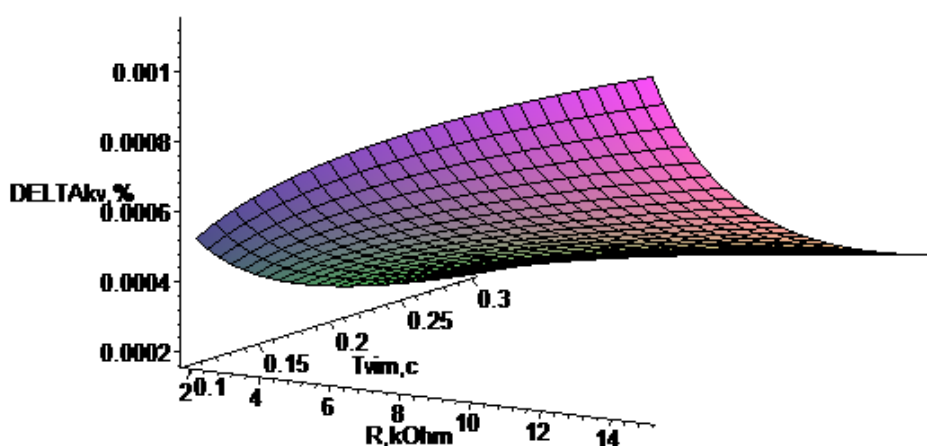


Рисунок 4.16 – Залежність похибки квантування вимірювального каналу від опору резистора фазозсувного кола та величини імпульсу стробування

З рис. 4.16 та 4.17 видно, що із збільшенням опору резистора похибка квантування зростає від $6 \cdot 10^{-4}$ до $1 \cdot 10^{-3}$ при імпульсі стробування 0,1 с, а чутливість зменшується від 4000 до 500 1/люкс. Таким

чином, резистор вибирають з мінімальним опором 5 кОм, при якому існує генерація, для забезпечення максимальної чутливості та мінімальної похибки.

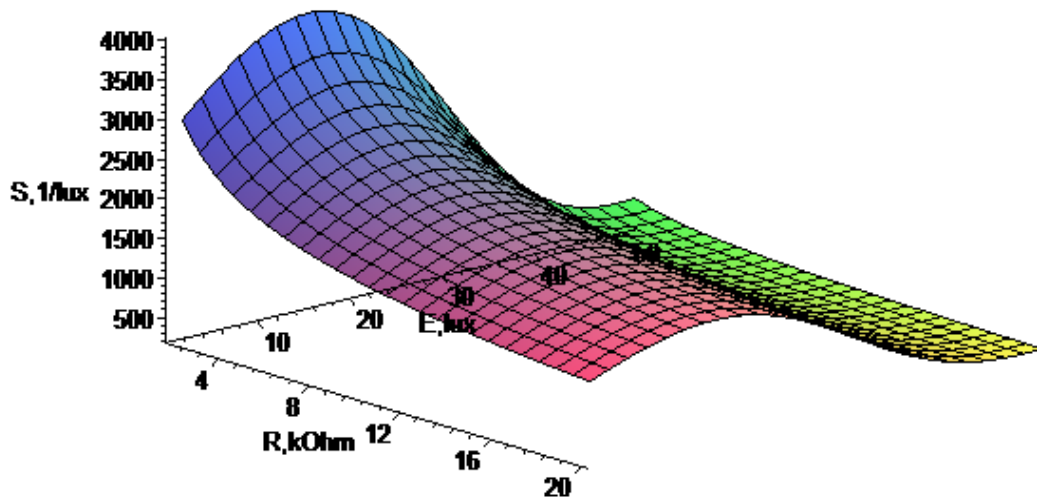


Рисунок 4.17 – Залежність чутливості вимірювального каналу від опору резистора фазозсувного кола

Залежність похибки квантування та чутливості вимірювального каналу з частотним оптичним перетворювачем з фоторезистором та частотоміром при вимірюванні величини освітленості в діапазоні від 0 до 50 люкс від величини ємності конденсатора фазозсувного кола активного індуктивного елемента перетворювача та величини імпульсу стробування наведена на рис. 4.18 та 4.19 відповідно.

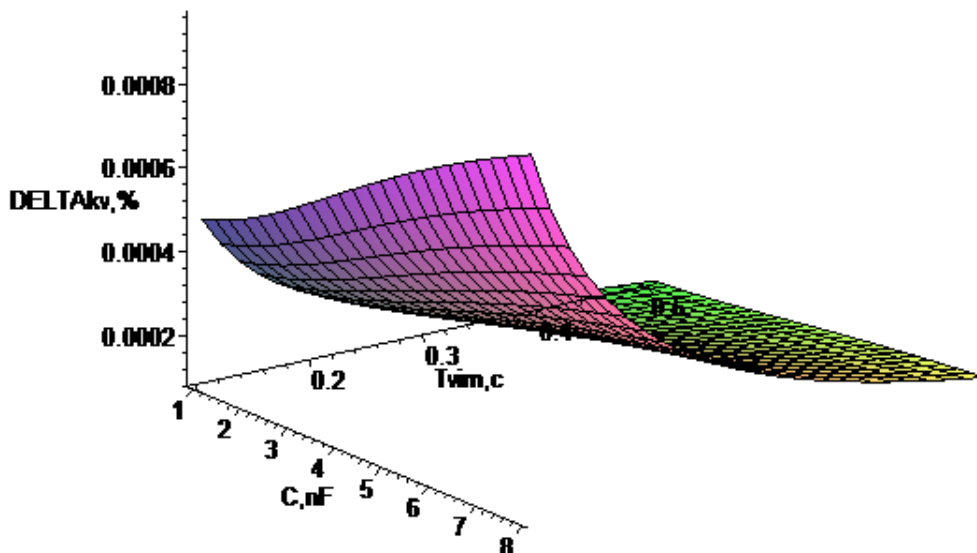


Рисунок 4.18 – Залежність похибки квантування вимірювального каналу від ємності конденсатора фазозсувного кола та величини імпульсу стробування

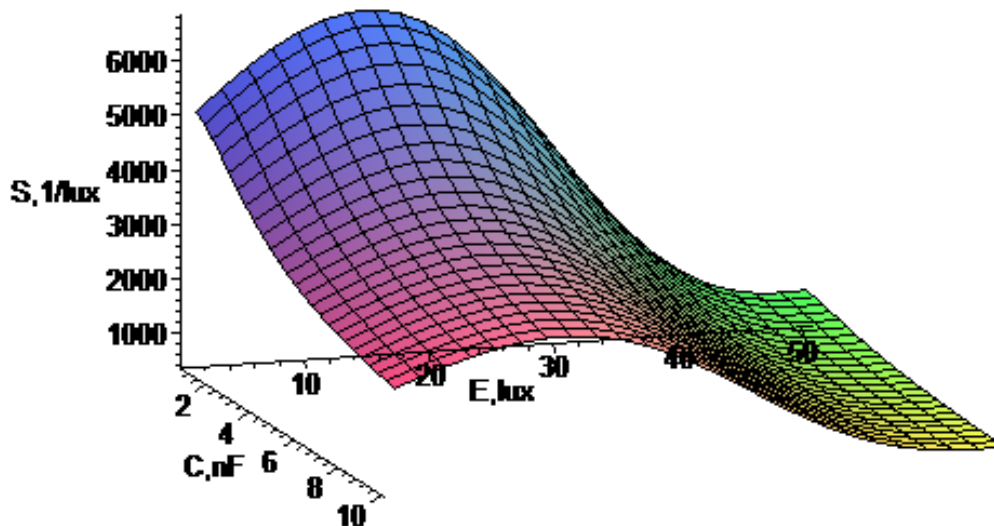


Рисунок 4.19 – Залежність чутливості вимірювального каналу від ємності конденсатора фазозсувного кола

З рис. 4.18 та 4.19 видно, що із збільшенням ємності конденсатора похибка квантування зростає від $5 \cdot 10^{-4}$ до $9 \cdot 10^{-4}$ при імпульсі стробування 0,1 с, а чутливість зменшується від 6000 до 200 1/люкс. Таким чином, конденсатор вибирають з мінімальною ємністю 2 нФ, при якій існує генерація, для забезпечення максимальної чутливості та мінімальної похибки.

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 [128].

Вибір алгоритмів обчислень виходить із умови, щоб абсолютна похибка обчислень не перевищувала [129]

$$\Delta_0 = 2^{-n}, \quad (4.4)$$

де n – розрядність мікропроцесора, якщо $n = 16$, тоді інструментальна похибка округлення становить

$$\Delta_0 = 2^{-16} = 1,526 \cdot 10^{-3} \text{ \%}.$$

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 [128]

$$D_y \cong \frac{2^{-2n}}{12} = \frac{\Delta_0^2}{12},$$

$$D_y \cong \frac{2^{-2 \cdot 16}}{12} = \frac{(2^{-16})^2}{12} = 1,94 \cdot 10^{-11}.$$

Математичне сподівання інструментальної похибки округлення визначається виразом [128]

$$M_y = [2^{-(n+l+1)}].$$

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, близькій 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 такі 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 [128]

$$\Delta = \Delta_{МПЗВ} + \frac{dx}{dt} \delta_t,$$

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 неможливо 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 [128]

$$\delta_{КЧ} = \frac{1}{f_x T_{вим}} \cdot 100 \%, \quad (4.5)$$

де f_x – вимірювана частота, що відповідає верхній межі 1650 кГц для схеми з фототранзистором та активним індуктивним елементом.

Згідно з виразом (4.5), розраховане значення похибки квантування частотоміра набуває значення $\delta_{КЧ} = 6,06 \cdot 10^{-4} \%$.

Розглянемо похибки, які виникають в результаті зміни частоти генерації з коливанням напруги живлення для оптичного перетворювача з фототранзистором та активною індуктивністю.

Для визначення похибки зміни частоти генерації з коливанням напруги живлення δ_{U_1} для схеми з фототранзистором використана залежність, яка наведена на рис. 3.26 при напрузі керування $U_2 = 3$ В. Діапазон зміни напруги живлення становить $U_1 = 2,4$ В, цьому діапазоні відповідає діапазон частоти 1290 кГц. Визначимо величину похибки від коливання напруги живлення при 1 % зміні $U_1 = 0,024$ В, в цій 1 % зміні напруги живлення відповідає частота генерації 1923 Гц. З врахуванням вище наведених величин, похибка коливання напруги живлення становить

$$\delta_{U_1} = \frac{f_1}{f_H} \cdot 100 \%, \quad (4.6)$$

де f_1 – частота генерації при 1 %-й зміні напруги живлення, Гц; f_H – несуча частота, Гц.

$$\delta_{U_1} = (1623 \cdot 100 \%) / 450200 = 0,43 \%.$$

Для стабілізації напруги живлення використаємо стабілізатор напруги LM 32 [130]. Визначимо величину δ_{U_1} після використання вищенаведеного стабілізатора. Лінійна стабілізація LM 323 становить 5 мВ, їй відповідає частота генерації 923 Гц

$$\delta_{U_1} = (923 \cdot 100 \%) / 450200 = 0,21 \%. \quad (4.7)$$

Ці розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги значно зменшить коливання напруги живлення, і відповідно зменшиться похибка коливання напруги живлення з 0,43 % до 0,21 %.

Далі визначимо величину похибки δ'_{U_1} для перетворювача із фототранзистором та пасивною індуктивністю. Для цього використано залежність на рис. 2.27 при напрузі керування $U_2 = 5$ В. Діапазон зміни напруги живлення становить 2,3 В, йому відповідає діапазон частоти 251 кГц. Визначимо δ'_{U_1} при 1 % зміні напруги живлення, в цьому випадку $U_2 = 0,023$ В, а $f_1 = 1251$ Гц.

$$\delta'_{U_1} = (1251 \cdot 100 \%) / 547130 = 0,23 \%.$$

Визначимо величину цієї похибки після застосування стабілізатора напруги LM 323 [130], лінійна стабілізація якого становить 5 мВ, $f_1 = 721$ Гц.

$$\delta'_{U_1} = (721 \cdot 100 \%) / 547130 = 0,13 \%. \quad (4.8)$$

Наведені розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги доцільне, тому що похибка від коливання напруги живлення значно зменшується: з 0,23 % до 0,13 %.

Оцінка похибки вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора δ_1 , визначається згідно з виразом [22]:

$$\delta_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\rho^2 A_0}{(R'_g)^2} \left[\frac{\frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0^2}{192} (27 Q a_1 a_2 - 32 a_2^2) + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3)}{\omega_0} + \frac{\frac{A_0^2}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4)}{\omega_0} \right], \quad (4.9)$$

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:

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R'_g/R_H + R_L R'_g/\rho_2)}}{5a_5}}, \quad (4.10)$$

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:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5; \\ a_2 = S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4; \\ a_3 = 4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3; \\ a_4 = S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2; \\ a_5 = -6S_3(1-\gamma), a_6 = S_3; \\ S_1 = \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}; \\ S_2 = \frac{2\beta^6(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}; \\ S_3 = \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}. \end{array} \right. \quad (4.11)$$

У виразі (4.11) 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 (див. рис. 3.20), ω_0 – циклічна частота, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Згідно з виразами (4.10) та (4.11) отримані такі числові значення:

$$a_1 = -2,0846; \quad a_2 = -2,6565; \quad a_3 = 12,6977; \quad a_4 = 0,6404; \quad a_5 = -15,7638;$$

$$a_6 = S_3 = 7,2907; \quad S_1 = 6,0389; \quad S_2 = -13,547; \quad A_0 = 0,51; \quad \alpha = 0,79;$$

$$\beta = 0,54; \quad \gamma = 0,64; \quad R_g^l = 1018 \text{ Ом}; \quad \rho = 430 \text{ Ом}; \quad R_L = 13,2 \text{ Ом};$$

$$\omega_0 = 3077200 \text{ Гц}.$$

З врахуванням значень, розрахованих на основі виразів (4.10, 4.11), похибка вимірювання (4.9), яка виникає в результаті нестабільності частоти генератора, становить $\delta_1 = 1,13 \cdot 10^{-3} \%$.

Результативна похибка визначається виразом [131]

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_0^2 + \delta_{KЧ}^2 + \delta_{U_1}^2 + \delta_1^2}. \quad (4.12)$$

На основі розв'язання виразів (4.4)–(4.12) отримані такі значення статичних похибок вимірювального блока величини освітленості:

$$\Delta_0 = 1,526 \cdot 10^{-3} \%;$$

$\delta_{KЧ} = 6,06 \cdot 10^{-4} \%$; $\delta_{U_1} = 0,21 \%$; $\delta_1 = 1,13 \cdot 10^{-3} \%$. Згідно з виразом (4.12) розрахована сумарна похибка, яка становить $\delta_{\Sigma} = 0,21 \%$.

Граничне значення сумарної похибки набуває значення $\pm 3 \delta_{\Sigma} = \pm 0,63 \%$.

Якщо вимірюваною величиною є функція часу, то внаслідок інерційності засобів вимірювання та інших причин виникає динамічна похибка засобів вимірювання, яка є складовою загальної похибки [131]. Для розроблених радіовимірювальних оптичних перетворювачів час включення складає близько 20 нс, тому динамічна похибка, що

виникає в результаті зміни освітленості, на п'ять порядків менша, ніж статичні похибки самого перетворювача. В цьому випадку динамічні похибки не вносять суттєвого впливу на результативну похибку перетворювача, тому в роботі вони не розглядаються.

В табл. 4.3 наведено формули для визначення метрологічних характеристик оптичних частотних перетворювачів, які складаються з швидкості зміни чутливості \dot{S} , прискорення зміни чутливості \ddot{S} , коефіцієнта впливу величин на вихідний параметр $\dot{\beta}$, коефіцієнта впливу впливової величини на номінальну чутливість α , номінальної функції перетворення Y_H , похибки нелінійності Δ_H , мультиплікативної похибки Δ_m , адитивної похибки Δ_a [132].

Таблиця 4.3 – Вихідні рівняння статичних метрологічних похибок

Найменування метрологічних характеристик	Вихідні рівняння
1. Швидкість зміни чутливості	$\dot{S} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial^2 x}{\partial x^2} \right]$
2. Прискорення зміни чутливості	$\ddot{S} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial^3 y}{\partial x^3} \right]$
3. Коефіцієнт впливу впливових величин на вихідний параметр	$\dot{\beta} = \left[\frac{\partial y}{\partial k} \right]$
4. Прискорення коефіцієнту впливу впливових величин на вихідний параметр	$\ddot{\beta} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial^2 y}{\partial k^2} \right]$
5. Коефіцієнт впливу впливової величини на номінальну чутливість	$\alpha = \left[\frac{\partial^2 y}{\partial x \partial k} \right]$
6. Номінальна функція перетворення	$Y_H = Sx + \dot{S} x^2 + \ddot{S} x^3$
7. Похибка нелінійності	$\Delta_H = \dot{S} x^2 + \ddot{S} x^3$
8. Мультиплікативна похибка	$\Delta_m = \alpha x(k - k_n)$
9. Адитивна похибка	$\Delta_a = \beta(k - k_n) + \dot{\beta}(k - k_n)^2$

Відповідно до функції перетворення (3.26) на рис. 4.20–4.26 наведені графічні зображення розрахованих величин, які наведено в табл. 4.3 [131], для оптичного частотного перетворювача з фототранзистором та активним індуктивним елементом в діапазоні зміни величини освітленості від 0 до 80 люкс.

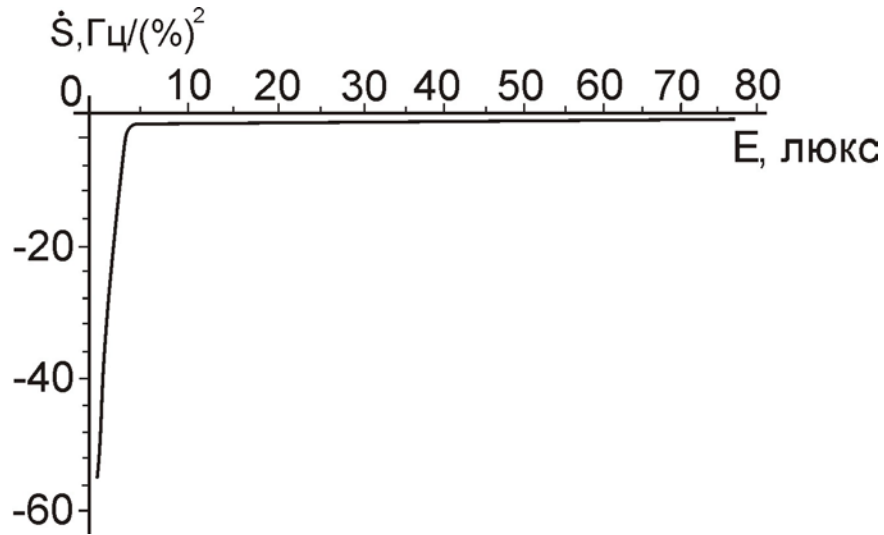


Рисунок 4.20 – Швидкість зміни чутливості

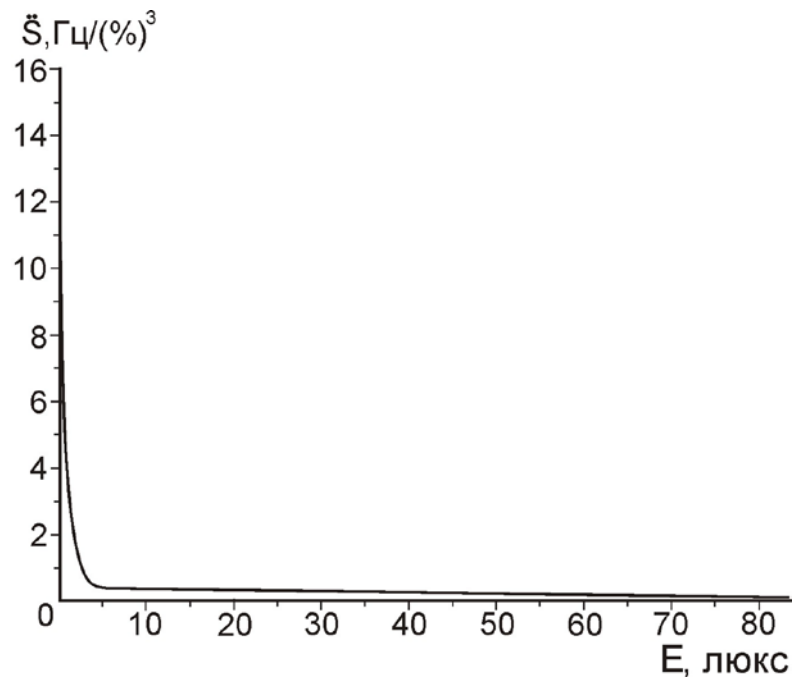


Рисунок 4.21 – Прискорення зміни чутливості

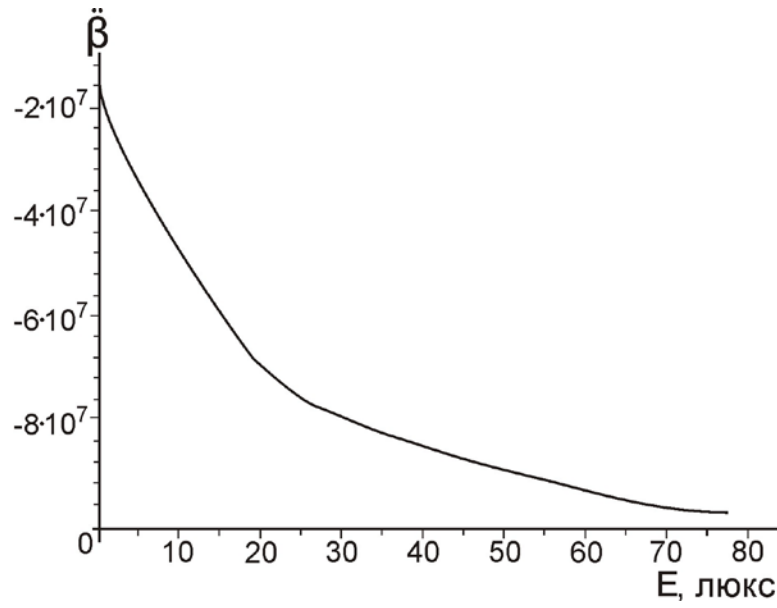


Рисунок 4.22 – Коефіцієнт впливу впливових величин на вихідний параметр

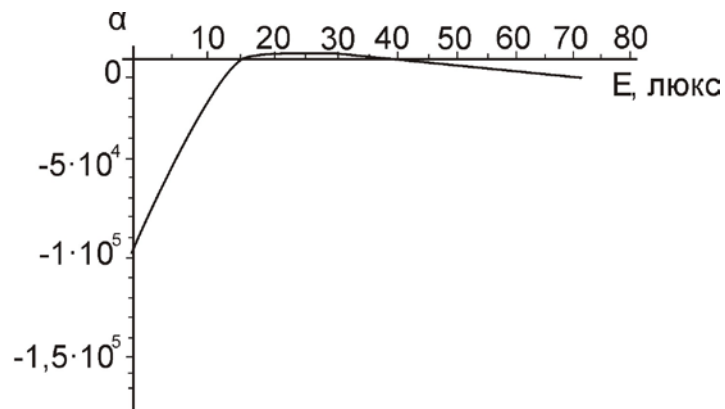


Рисунок 4.23 – Коефіцієнт впливу впливових величин на номінальну чутливість

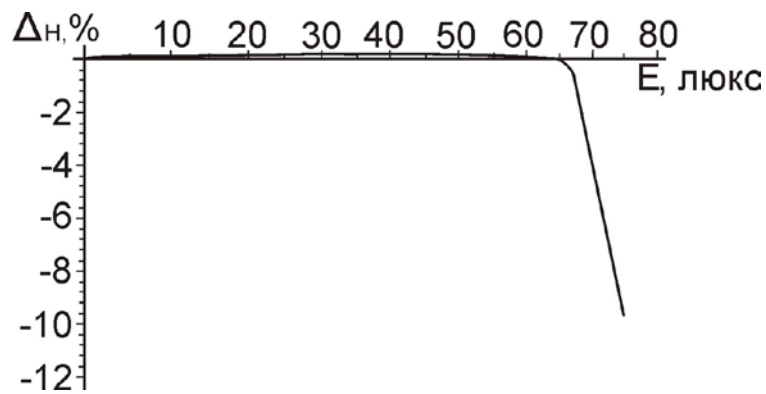


Рисунок 4.24 – Похибка нелінійності

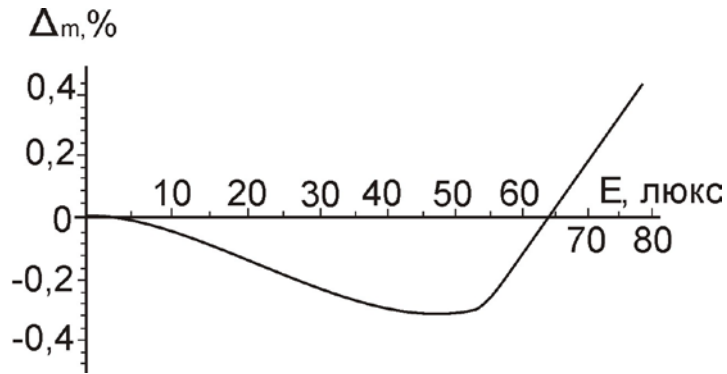


Рисунок 4.25 – Мультиплікативна похибка

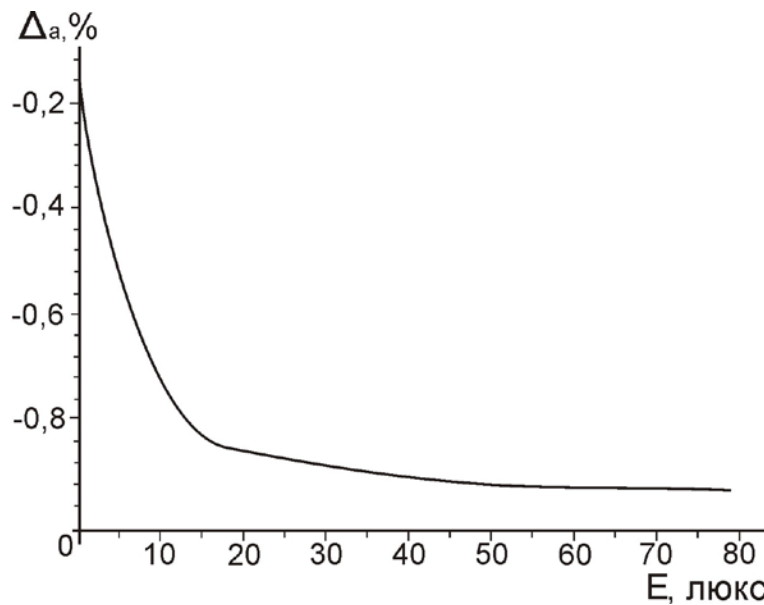


Рисунок 4.26 – Адитивна похибка

Для визначення виграшу завадостійкості частотної модуляції в порівнянні з амплітудною виграш амплітудної модуляції буде дорівнювати одиниці [133]:

$$B_{AM} = \frac{\gamma_{вихAM}}{\gamma_{вхAM}} = 1,$$

де $\gamma_{вихAM}$ – відношення потужностей сигналу та завади на виході перетворювача при амплітудній модуляції; $\gamma_{вхAM}$ – відношення потужності корисного сигналу до потужності завади на вході перетворювача.

Отже, при амплітудній модуляції відношення сигнал/шум на виході та вході перетворювача однакові.

При частотній модуляції величина сигналу на виході перетворювача буде пропорційною девіації частоти вхідного сигналу. Тоді відношення потужностей сигналу та завади на виході приймача [132]

$$\gamma_{вbxЧМ} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta\omega} \right)^2 \gamma_{вxЧМ},$$

де $\Delta\omega$ та $\delta\omega$ – максимальна зміна частоти сигналу при корисній та паразитній частотних модуляціях.

Отже, виграш, що забезпечується частотною модуляцією [133],

$$B_{ЧМ} = \frac{\gamma_{вbxЧМ}}{\gamma_{вxЧМ}} = \left(\frac{\Delta\omega}{\delta\omega} \right)^2. \quad (4.13)$$

На рис. 4.27 показана залежність виграшу завадостійкості від освітленості, розрахована за виразом (4.13).

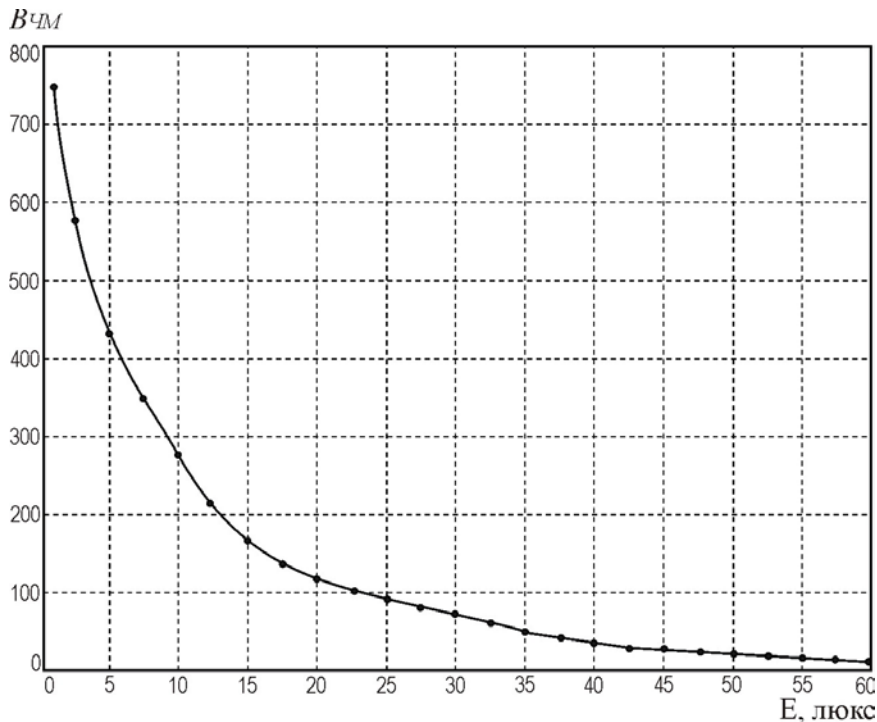


Рисунок 4.27 – Виграш завадостійкості в залежності від освітленості

З рис. 4.27 видно, що при частотній модуляції в діапазоні від 1 до 60 люкс виграш завадостійкості змінюється від 750 до 10.

Розраховано узагальнені показники технічної досконалості оптичних перетворювачів [20], за якими розроблені радіовимірювальні оптичні перетворювачі кращі в 1,35 рази в порівнянні з існуючими, найкращою структурою за чутливістю є структура з активним індуктивним елементом. Результати розрахунків наведені в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Порівняння існуючих оптичних перетворювачів та частотних перетворювачів на основі транзисторних структур з від’ємним опором

Тип датчику	ELPT 5529	S2381	BP104	TSL-257	OP 505W	ELPD 15-22	S 9705	Оптичний перетворювач на основі реактивних властивостей транзисторів
Фірма	Everlight	Hamamatsu	OSRAM	TAOS	Optek	Everlight	Hamamatsu	-
Струм споживання, мА	20	2,5	1,5	1,9	1,5	1,9	1,5	1...6
Напруга живлення, В	5	2,9	5	2,7...5,5	5,0	5	2,7...5,5	2,5...8
Вихідна напруга, В	1,15	-	1,3	1,3...2,7	-	2,3	4,5/0,5	5
Діапазон температур, °С	-25...+75	-20...+85	-40...+100	0...+70	-40...+100	-25...+80	-30...+80	-40...+100
Відносна чутливість, %	9	2	2	9	6	2	14	25
Розміри, мм	5×5×19	15×18×15	5×3×1	5×3×16	13×14×1	3×3×1	6×4×13	15×10×2
Нелінійність	0	1	0	1	0	0	1	0
Діапазон робочих частот, Гц	10 ³	10 ³	10 ⁵	10 ³	10 ⁴	10 ³	10 ⁴	10 ⁶
Виграш завадостійкості	1	1	1	1	1	1	-	10...750
Комплексний показник технічного рівня	2,25	2,05	2,38	2,28	2,17	2,15	2,02	1,53

ЛІТЕРАТУРА

1. Викулин И. М. Полупроводниковые датчики / И. М. Викулин, В. И Стафеев. – М. : Советское радио, 1975. – 104 с.
2. Викулин И. М. Физика полупроводниковых приборов / И. М. Викулин, В. И Стафеев. – М. : Радио и связь, 1990. – 263 с.
3. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 1. – 2002. – 475 с.
4. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 2. – 2003. – 592 с.
5. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 3. Книга 1. – 2007. – 246 с.
6. Мікроелектронні сенсори фізичних величин : навчальний посібник / [за ред. З. Ю. Готри]. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 3. Книга 2. – 2007. – 364 с.
7. 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.
8. Кошовий М. Д. Построение информационно-измерительных систем с коммутацией каналов / [М. Д. Кошовий, А. Г. Михайлив, А. С. Кулик, Т. Г. Рожнова] // Вісник Харківського державного технічного університету сільського господарства. – 2003. – Вип. 19. – С. 141–145.
9. Костенко В. Л. Исследование твердотельных структур для датчиков специализированных информационно-измерительных систем / В. Л. Костенко, Р. В. Нягу // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2007. – Спецвипуск. – С. 185–187.
10. Кухарчук В. В. Елементи контролю динамічних параметрів електронних машин / Василь Васильович Кухарчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 127 с.

11. Манойлов В. Ф. Неинвазивный метод определения вязкостных свойств крови по параметрам пульсовой волны / В. Ф. Манойлов, Т. Н. Никитчук // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: 15-я международная Крымская конференция, 12–16 сентября 2005 г.: матер. конф. – Севастополь, 2005. – Т. 2. – С.902 – 903.
12. Скрипник Ю. О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НДЧ-діапазону / Ю. О. Скрипник, В. Ф. Манойлов, О. П. Яненко. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.
13. Вимірювання температури: теорія та практика / [А. Т. Луцик, О. П. Гук, О. І. Лах, Б. І. Стадник]. – Львів : Бескід БІТ, 2006. – 559 с.
14. Енциклопедія термометрії / [Луцик А. Т., Буняк Л. К., Рудавський Ю. К., Стадник Б. І.]. – Львів : Видавництво національного університету «Львівська політехніка», 2003. – 414 с.
15. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / Владимир Степанович Осадчук. – К. : Вища школа, 1987. – 155 с.
16. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів та транзисторних схем / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 275 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. Сенсори вологості / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 208 с.
19. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 2007 с.
20. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 162 с.
21. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / Александр Владимирович Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 129 с.

22. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Олександр Володимирович Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 302 с.

23. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. – 184 с.

24. Пістун Е. П. Нормування витрат змінного перепаду тиску / Е. П. Пістун, Л. В. Лесовой. – Львів : Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв, 2006. – 570 с.

25. 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.

26. Бабичев Г. Г. Вертикальный двухколлекторный транзистор с ускоряющими полями в базе и эмиттере / Г. Г. Бабичев, С. И. Козловский, В. А. Романов // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33. – № 3. – С. 370–379.

27. Кремниевый однопереходной тензотранзистор / [Г. Г. Бабичев, С. И. Козловский, В. А. Романов, Н. Н. Шаран] // Журнал технической физики. – 2002. – Т. 72. – № 2. – С. 66 – 71.

28. Скрипник Ю. А. Частотно-дисперсійні аналізатори складу та властивостей матеріалів та речовин / Ю. А. Скрипник, Д. Б. Головка, К. Л. Шевченко. – К. : МП ЛЕСЯ, 2002. – 182 с.

29. Скрипник Ю. А. Методи і засади частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів / Ю. А. Скрипник, Д. Б. Головка. – К. : Фаза-ЛТД, 2000. – 198 с.

30. Шарапов В. М. Трехкоординатный пьезоэлектрический акселерометр / В. М. Шарапов, А. Н. Гурский, Н. Ю. Плосконос / Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2007. – Спецвипуск. – С. 258–260.

31. Шарапов В. М. Симметричный биморфный пьезокерамический преобразователь с линейной амплитудно-частотной характерис-

тикой / В. М. Шарапов, Ю. Ю. Балковская / Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2002. – № 3. – С. 43–46.

32. Арутюнян В. М. Микроэлектронные технологии – магистральный путь для создания химических твердотельных сенсоров / В. М. Арутюнян // Микроэлектроника. – 1991. – № 4. – С. 337–355.

33. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х томах / Ж. Аш. – М. : Мир, 1992. – Т. 1. – 424 с.

34. Бутурлин А. Н. Микроэлектронные датчики влажности. Сборник обзоров / А. Н. Бутурлин, С. А. Крутоверцев, Ю. Д. Чистяков // Зарубежная электроника. – 1984. – № 9. – С. 3–54.

35. Бутурлин А. Н. Влияние режимов получения на структуры пиролитических пленок оксида олова и на их газочувствительные свойства / А. Н. Бутурлин, Т. А. Габузьян, Н. А. Голованов // Полупроводниковые материалы. Сб. научн. тр. – М. : МИЭТ. – 1984. – С. 95–98.

36. Виглеб Г. Датчики / Г. Виглеб. – М. : Мир, 1989. – 196 с.

37. Кремлевский П. П. Расходомеры и счетчики количества / П. П. Кремлевский. – М. : Машиностроение, 1975. – 776 с.

38. Кремлевский П. П. Расчет и конструирование расходомеров / П. П. Кремлевский. – М. : Машиностроение, 1978. – 224 с.

39. Новицкий П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кноринг, В. С. Гутников. – М. : Энергия, 1970. – 424 с.

40. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин / А. М. Туричин. – М. : Госэнергоиздат, 1959. – 684 с.

41. Измерение параметров цифровых интегральных микросхем / Под ред. чл. кор. АН Литовской ССР Д. Ю. Эйдукаса и канд. техн. наук Б. В. Орлова. – М. : Радио и связь, 1982. – 367 с.

42. Філінюк М. А. Аналіз впливу зворотного зв'язку на параметри негатрону в польовому транзисторі / М. А. Філінюк, О. О. Лазарев // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 6. – С. 94–97.

43. Филинюк Н. А. Краткий исторический обзор развития научного направления «Негатроника» / Николай Антонович Филинюк //

Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 3. – С. 38–43.

44. Філінюк М. А. Дослідження енергетичних властивостей не-лінійної індуктивності / М. А. Філінюк, О. О. Лазарєв // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 2. – С. 44–46.

45. Осадчук В. С. Оптичний емісійно-спектральний контроль процесів травлення в низькотемпературній плазмі / В. С. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Даниленко // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2005. – № 2. – С. 173–180.

46. Мікроелектронний оптичний перетворювач для контролю плазмохімічних процесів / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька] // Вісник Хмельницького національного університету. – 2008. – № 6. – С. 117–121.

47. Визначення вольт-амперної характеристики частотного оптичного перетворювача для контролю плазмохімічних процесів / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька] // Перспективні напрацювання науки і техніки: IV міжнародна науково-практична конференція, 07–15 листопада 2008 р.: матеріали конф. – Пшемишль, 2008. – С. 75–80.

48. Осадчук В. С. Оптичний мікроелектронний перетворювач з фототранзистором для контролю плазмохімічних процесів / В. С. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька // Вісник Хмельницького національного університету. – 2009. – № 5. – С. 226–231.

49. Оптичний мікроелектронний оптичний перетворювач з активним індуктивним елементом для контролю плазмохімічних процесів / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька] // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2009. – № 6. – С. 94–100.

50. Вольт-амперна характеристика частотного оптичного перетворювача з фототранзистором для контролю плазмохімічних процесів / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька] // Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомуніка-

цій та приладобудування: 4-та міжнародна науково-технічна конференція, 8–9 жовтня 2009 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2009. – С. 81.

51. Осадчук В. С. Частотний оптичний перетворювач для контролю плазмохімічних процесів / В. С. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька // Вісник Хмельницького Національного Університету. – 2008. – № 4. – С. 160–163.

52. Оптичний перетворювач з частотним виходом / [В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька] // Современные проблемы и пути их решения в науке, транспорте, производстве и образовании: междунар. научно-техн. конференция, 15–25 декабря 2008 г.: материалы конф. – Одесса, 2008. – С. 6–9.

53. Пат. України № 4229, H01L 21/302. Пристрій для визначення моменту закінчення процесу плазмового травлення / Кравченко Ю. С., Даниленко О. О.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № 2004032002; заявл. 18.03.04; опубл. 17.01.05, Бюл. № 1.

54. Пат. України № 9698, H01L 21/302. Пристрій для визначення моменту закінчення процесу плазмового травлення / Кравченко Ю. С., Даниленко О. О.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № 200502275; заявл. 14.03.05; опубл. 17.10.05, Бюл. № 10.

55. Пат. України № 4413, H01L 21/302. Пристрій для визначення моменту закінчення процесу плазмового травлення / Кравченко Ю. С., Даниленко О. О.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № 20040503420; заявл. 06.05.04; опубл. 17.01.05, Бюл. № 1.

56. Пат. України № 9700, H01L 21/302. Пристрій для визначення моменту закінчення процесу плазмового травлення / Кравченко Ю. С., Даниленко О. О.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200502296; заявл. 14.03.05; опубл. 17.10.05, Бюл. № 10.

57. Даниленко О. О. Математична модель емісійно-спектрального частотного перетворювача / Ю. С. Кравченко, О. О. Даниленко // Фотоніка-ОДС-2005: 3-тя міжнародна науково-технічна конференція, 27–28 квітня 2005 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2005. – С. 218.

58. Даниленко О. О. Математична модель емісійно-спектрального частотного перетворювача [Електронний ресурс] /

Ю. С. Кравченко, О. О. Даниленко // Наукові праці. – 2007. – № 1. – Режим доступу до журн.: http://www.nbu.gov.ua/e-journals/vntu/2007-1/ru/07kusefc_ru.pdf.

59. Осадчук О. В. Оптический перетворювач для визначення часу плазмохімічних процесів / О. В. Осадчук, Ю. С. Кравченко, О. О. Селецька // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія: міжнародна науково-технічна конференція. – Вінниця, 19–21 травня 2010 р.: тези доповіді. – Вінниця, 2010. – С. 279.

60. Таруи Ясуо. Основы технологии СБИС: пер.с япон. / Ясуо Таруи; [под. ред. В. Г. Ржанова] – М. : Радио и связь, 1985. – 480 с.

61. Данилин В. С. Применение низкотемпературной плазмы для травления и очистки материалов / В. С. Данилин, В. Ю. Киреев. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 264 с.

62. Орликовский А. А. Диагностика in situ плазменных технологических процессов микроэлектроники: Современное состояние и перспективы. Часть IV / А. А. Орликовский, К. В. Руденко, Я. Н. Суханов // Микроэлектроника. – 2001. – Т. 30. – № 6. – С. 403–433.

63. Орликовский А. А. Проблемы плазмохимического травления / А. А. Орликовский, Д. И. Словецкий // Микроэлектроника. – 1987. – № 6. – Т. 16. – С. 497–512.

64. Контроль процессов травления материалов в низкотемпературной газоразрядной плазме / [В. С. Данилин, В. Ю. Киреев, В. А. Каплин и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1980. – № 1. – С. 13–28.

65. Исследование и контроль плазмохимических процессов / [Н. К. Юдина, М. С. Чупахин, Э. А. Лебедев, Н. Н. Федоров] // Зарубежная электронная техника. – 1980. – Вып. 3 (223). – С. 3–54.

66. Руденко К. В. Диагностика плазменных технологических процессов микро- и наноэлектроники: автореф. дис. на соискание ученой степени докт. физ.-мат. наук : спец. 05.27.01 «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах» [Электронный ресурс] / Константин Васильевич Руденко. – М., 2007. – 45 с. – Режим доступу до автореф.:

http://vak.ed.gov.ru/common/img/uploaded/files/vak/announcements/fiz_mat/RydenkoKV.pdf

67. Пат. України № 6260, С23F 1/00. Пристрій для плазмохімічного травлення матеріалів / Будянський О. М., Покроєв А. Г., Фареник В. І., Плетньов В. М.; заявник та патентовласник Харк. держц. техн. ун-т. – № 4351608/SU; заявл. 28.12.87; опубл. 29.12.94, Бюл. № 8.

68. Контроль процессов травления материалов в низкотемпературной газоразрядной плазме / [В. С. Данилин, В. Ю. Киреев, В. А. Каплин, Э. М. Врублевський] // Приборы и техника эксперимента. – 1980. – № 1. – С. 13–28.

69. Новосядлый С. П. Плазменная технология формирования субмикронных структур БИС / С. П. Новосядлый // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 6. – С. 57–63.

70. Дудин С. В. Оборудование для зондовой диагностики и контроля плазменных технологических процессов / С. В. Дудин, А. П. Яцков, В. И. Фареник // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – № 3. – С. 43–49.

71. Чан П. Электрические зонды в неподвижной и движущейся плазме / П. Чан, Л. Тэлбот, К. Турян. – М. : Мир, 1978. – Т. 1. – 234 с.

72. Чан П. Электрические зонды в неподвижной и движущейся плазме. / П. Чан, Л. Тэлбот, К. Турян. – М. : Мир, 1978. – Т. 2. – 256 с.

73. Алексеев Б. В. Зондовый метод диагностики плазмы. / Б. В. Алексеев, В. А. Котельников. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 142 с.

74. Козлов О. В. Электрический зонд в плазме / О. В. Козлов. – М. : Атомиздат, 1989. – 135 с.

75. Чен Ф. Электрические зонды / Ф. Чен. // В кн.: Диагностика плазмы. – М. : Мир, 1967. – 438 с.

76. Пат. України № 41790, H01L 21/02. Спосіб плазмохімічного травлення напівпровідникових пластин / Каракулова А. І., Кравченко С. Ю., Кравченко Ю. С.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200814785; заявл. 22.12.08; опубл. 10.06.09, Бюл. № 11.

77. Пат. України № 31519, H01L 21/302. Спосіб визначення моменту закінчення процесу плазмохімічного травлення / Кравченко Ю. С., Дудник Д. П.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200714245; заявл. 17.12.07; опубл. 10.04.08, Бюл. № 7.

78. Зондовая диагностика плазмы вч и свч источников в иммерсионном ионном имплантере [Электронный ресурс] / [С. Н. Аверкин, А. П. Ершов, А. А. Орликовский и др.] // XXX Международная (Звенигородская) конференция по физике плазмы и УТС: междунар. науч.-техн. конференция, 24–28 февр. 2003 г.: тезисы докл., 2003. – Режим доступа до журн.: <http://www.fpl.gpi.ru/Zvenigorod/XXX/Pt/ru/AZ-Sukhanov.doc>

79. Дудин С. В. Исследование ионно-пучковой плазмы, создаваемой широким потоком ионов низкой энергии / С. В. Дудин. – Харьков : Препринт НФТЦ, 1994. – 124 с.

80. Дудин С. В. Экспериментальное исследование ионно-пучковой плазмы / С. В. Дудин, А. В. Зыков, В. И Фареник. – Харьков : Препринт НФТЦ, – 1994. – 143 с.

81. Дудин С. В. Специфика диагностики параметров плазмы электрическими зондами в процессах ионно-лучевого и плазмохимического травления / С. В. Дудин // В сб.: Ионно-лучевая обработка материалов в микро- и нанoeлектронике. – М. : Наука, 1999. – С. 86–116.

82. Мяконьких А. В. Мониторинг плазмохимических процессов формирования микро- и наноструктур методами зондовой диагностики: автореф. дис. на соискание ученой. степени канд. физ.-мат. наук. наук : спец. 05.27.01 «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах» [Электронный ресурс] / Андрей Валерьевич Мяконьких. – М., 2009. – 26 с. – Режим доступа:

<http://www.ftian.ru/dissoviet/avtorefmyakonkikh.pdf>

83. Зондовые измерения параметров плазмы в сверхзвуковом потоке [Электронный ресурс] / [А. Ф. Александров, А. П. Ершов, С. А. Каменщиков и др.] // XXXV Международная (Звенигородская) конференция по физике плазмы и УТС: междунар. науч.-техн. конфере-

нция, 11–15 февр. 2008 г.: тезисы докл., 2008. – Режим доступа : <http://www.fpl.gpi.ru/Zvenigorod/XXXV/Pt/ru/MY-Surkont.doc>

84. Диагностика плазмы: Пер. с англ. / Под ред. Р. Хадлстоуна, С. Леонарда. – М. : Мир, 1967. – 515 с.

85. Ельяшевич М. А. Атомная и молекулярная спектроскопия / М. А. Ельяшевич. – М. : Изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 892 с.

86. Словецкий Д. И. Механизмы химических реакций в неравновесной плазме / Д. И. Словецкий. – М. : Наука, 1980. – 310 с.

87. Лисица В. С. Новые проблемы в спектроскопической диагностике плазмы / В. С. Лисица. [Электронный ресурс] // XXXIV Международная (Звенигородская) конференция по физике плазмы и УТС: междунар. науч.-техн. конф, 12–16 февр. 2007 г.: тезисы докл., 2007. – Режим доступа: <http://www.fpl.gpi.ru/Zvenigorod/XXXIV/R/ru/RF-Lisitsa.doc>

88. Вардапетян Р. П. Лазерная оптико-акустическая спектроскопия плазмы / Р. П. Вардапетян // Физика плазмы. – 1990. – Вып.7. – Т. 16. – С. 98–99.

89. Spectroscopic Study of Radiofrequency Oxygen Plasma Stripping of Negative Photoresists / [E. O. Degenkolb, C. J. Mogab, M. R. Goldrick, J. R. Griffiths] // Applied Spectroscopy. – 1976. – V. 30. – № 5. – P. 520–527.

90. Harshbarger W. R. Spectroscopic Analysis of R.F. Plasmas / W. R. Harshbarger, R. A. Porter // Solid State Technology. – 1978. – V. 21. – № 4. – P. 99–103.

91. Kadou H. End Point Detection in Plasma Etching by Optical Emission Spectroscopy / H. Kadou, T. Takachi // J. Electrochem. Soc. – 1980. – V. 127. – № 1. – P. 234–235.

92. Пат. Японії № 57-028334, H01L 21/302. Пристрій контролю процесу плазмового травлення / Мітсубісі денкі к. к. – 1989.

93. Пат. США № 5045149, H01L 21/302. Пристрій контролю процесу плазмового травлення / Хітачі лтд. – 1992.

94. Пат. України № 22675 H01L 21/306. Спосіб плазмового травлення оптично прозорих плівок оксиду індію та олова / Кравчен-

ко Ю. С., Плахотнюк М. М.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200706553; заявл. 11.06.07; опубл. 10.10.07, Бюл. № 16.

95. Curtis B. J. Optical End-Point Detection for the Plasma Etching of Aluminium / B. J. Curtis // *Solid State Technology*. – 1980. – Vol. 23. – № 4. – P. 129–132.

96. Curtis B. J. Some Experiments in Aluminium CCl_4 Plasma Etching with an Oscillating Quartz Microbalance / B. J. Curtis, H. R. Brunner // *ISPC – 5: 5 Int. Symp. Plasma Chem.*, Edinburgh, 10–14 Aug., – 1981. – P. 318–323. – Proc. 4 Symp. Plasma Process, San Francisco, Calif., Pennington, N.-J., 1983, May 8–13. – P. 300–309.

97. Пат. Японії № 58-56341, H01L 21/302. Пристрій контролю процесу плазмового травлення / Мацусіта денкі сангьо к. к. – 1990.

98. Смоланов Н. А. Оптическая диагностика катодной низкотемпературной плазмы в технологии получения нитрид-карбидтитановых соединений [Электронный ресурс] / Н. А. Смоланов, Н. А. Панькин, О. Ф. Четвертакова // XXXVI Международная (Звенигородская) конференция по физике плазмы и УТС: междунар. науч.-техн. конф, 9–13 февр. 2009 г.: тезисы докл., 2009. – Режим доступа: <http://www.fpl.gpi.ru/Zvenigorod/XXXVI/Pt/ru/ON-Smolanov.doc>

99. Пат. Японії № 56-129325, H01L 21/302. Пристрій для процесу сухого травлення / Фудзіцу к. к. – 1989.

100. Босяков М. Н. Спектральный метод контроля плазмохимического процесса удаления фоторезиста / М. Н. Босяков, А. А. Лабуда, Н. Н. Никифорова // *Электронная промышленность*. – 1979. – Вып. 7. – С. 27–30.

101. Таблицы спектральных линий / [А. Н. Зайдель, В. К. Прокофьев, С. М. Райский и др.] – М. : Наука, 1969. – 784 с.

102. *Donnees Spectroscopiques Concernant les Molecules Diatomiques* / Red. Generale B.Rosen. – Paris : Hermann & C°, 1951. – 366 p.

103. Пат. Японії № 60-60727, H 01L 21/302; G 01R 19/00. Спосіб і пристрій для визначення моменту закінчення травлення. – 1985.

104. Pat. USA № 4289188, H01L 21/306; C23F 1/00. Method and Apparatus for Monitoring Etching / Mizutani T. and all. – 1981.

105. Пат. Японії № 58-43521, H 01L 21/302; C 23F 4/00; G 02B 5/22. Спосіб визначення моменту закінчення сухого травлення. – 1983.

106. Пат. України № 26976, H01L 21/302. Спосіб визначення моменту закінчення процесу плазмохімічного травлення / Кравченко С. Ю., Кравченко Ю. С., Осадчук В. С., Осадчук О. В.; заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – № u200706553; заявл. 11.06.07 ; опубл. 10.10.2007, Бюл. № 16.

107. Гусев В. В. Индикаторы спектрального контроля плазмохимических процессов / В. В. Гусев, В. М. Долгополов, В. И. Иванов // Электронная промышленность. – 1983. – Вып. 6 (123). – С. 47–48.

108. Гусев В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев – М. : Высшая школа, 1982. – 495 с.

109. Дулин В. Н. Электронные и квантовые приборы / В. Н. Дулин. – М. : Энергия, 1972. – 220 с.

110. Лавриненко В. Ю. Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам / В. Ю. Лавриненко. –К. : Техника, 1984. –410 с.

111. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника / Ю. Р. Носов. – М. : Сов. Радио, 1977. – 231 с.

112. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов / Я. А. Федотов. – М. : Высшая школа, 1980. – 390 с.

113. 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.

114. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т. 1 / С. Зи. – М. : Мир, 1984.– 456 с.

115. Ферри Д. Электроника ультрабольших интегральных схем / Д. Ферри, Л. Эйкерс, Э. Гринич. – М. : Мир, 1991. – 327 с.

116. Нерретер В. Расчет электрических цепей на персональных ЭВМ / В. Нерретер. – М. : Энергоатомиздат, 1991. – 224 с.

117. Мирский Г. Я. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986. – 440 с.
118. Свечников С. В. Элементы оптоэлектроники / С. В. Свечников. – М. : Сов. Радио, 1971. – 312 с.
119. Батушев В. А. Электронные приборы / В. А. Батушев – М. : Высшая школа, 1980. – 378 с.
120. 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.
121. Матсон Э. А. Конструирование и расчет микросхем и микроэлементов ЭВА. Учебное пособие / Э. А. Матсон, Д. В. Крыжановский, В. И. Петкевич. – Минск : Высшэйшая школа, 1979. – 192 с.
122. Коледов Л. А. Технология и конструкции микросхем, микропроцессоров и микросборок / Л. А. Коледов. – М. : Радио и связь, 1989. – 400 с.
123. Автомат плазмохимического удаления фоторезиста «Плазма – НД 125 ФМ». Утп. ПД. 3-003 / Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 3.240. 296. ТО. 1987.
124. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебное пособие / [Под. ред. В. Ф. Нефедова] – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
125. Кукуш В. Д. Электрорадиоизмерения : учеб. пособие для вузов / В. Д. Кукуш. – М. : Радио и связь, 1985. – 368 с.
126. USB-частотомір / [О. В. Осадчук, С. В. Барабан, О. С. Звягин, Р. В. Криночкін] // Матеріали 6-ї міжнародної науково-практичної конференції «Дні науки – 2010». – 2010. – С. 32–34.
127. Метрологія та вимірювальна техніка / [В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, Л. В. Грумінська]. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 252 с.
128. Пождаренко В. О. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка / В. О. Пождаренко, В. В. Кухарчук. – К. : НМК ВО, 1991. – 240 с.

129. Шагурин Н. Н. Микропроцессоры и микроконтроллеры фирмы Motorola : справочное пособие / Н. Н. Шагурин. – М. : Радио и связь, 1998. – 560 с.

130. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейный ИС / Дж. Гринфилд. – М. : Мир, 1992. – 545 с.

131. Электрические измерения : учебник для вузов. Изд. 4-е / [Под. ред. А. В. Фремке]. – М. : Энергия, 1973. – 474 с.

132. Кухарчук В. В. Оцінка статичних метрологічних характеристик опосередкованих вимірювань / В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. О. Поджаренко // Вісник Державного університету «Львівська політехніка». Автоматика, вимірювання та керування. –2001. – № 420. – С. 37–45.

133. Кузьмин И. В. Основы теории информации и кодирования : учебник для вузов / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус. – К. : Высшая школа, 1986. – 238 с.

Наукове видання

**Осадчук Володимир Степанович,
Осадчук Олександр Володимирович,
Селецька Олена Олександрівна**

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ОПТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ДЛЯ МІКРОЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНОЛОГІЇ**

Монографія

Редактор Н. Мазур

Оригінал-макет підготовлено О. В. Осадчуком

Підписано до друку 09.01.2013 р.
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 9,24
Наклад 100 прим. Зам № 2013-003

Вінницький національний технічний університет,
КІВЦ ВНТУ,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-85-32.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті,
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-81-59

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.