

Центральноукраїнський національний технічний університет

Факультет будівництва, транспорту та енергетики

Кафедра "Автоматизації виробничих процесів"

"Допущено до захисту"

Зав.кафедрою АВП

к.т.н., доцент

_____ Дідик О.К.

" _____ " _____ 2024р.

ВИПУСКНА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА **за першим (бакалаврським) рівнем вищої** **освіти**

на тему

«Система автоматичного регулювання оптично керованих активних
індуктивностей на комбінованих транзисторних елементах»

Виконав: здобувач вищої освіти

IV курсу, групи АК-20

ОПП «Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології»

спеціальність 151 «Автоматизація та
комп'ютерно-інтегровані
технології»

_____ Гонеч І. Ю.

Керівник роботи

доцент, к.т.н

_____ Мірошніченко М. С.

" _____ " _____ 2024р.

Рецензент _____

м. Кропивницький

АНОТАЦІЯ

Метою даної бакалаврської роботи є поліпшення технічних характеристик, тобто, збільшення гальванічного розв'язку, розширення функціональних можливостей, ступеню мініатюризації елементів й пристроїв автоматики використанням нових оптоелектронних елементів (тобто комбінованих динамічних оптоелектронів), а також, зв'язків між ними.

ANNOTATION

The purpose of this bachelor's work is to improve the technical characteristics, that is, to increase the galvanic separation, to expand the functional capabilities, to the degree of miniaturization of elements and devices of automation using new optonegatron elements (that is, combined dynamic optonegatrons), as well as connections between them.

ЗМІСТ

Вступ	2
1 Аналіз досягнень у галузі оптонегатроніки	4
1.1. Класифікація оптонегатронів, їх основні параметри	4
1.2. Аналіз пристроїв на статичних оптонегатронах	8
1.3. Пристрої на базі статичних багатоелектродних оптонегатронів	10
2 Аналіз чотириполіусників на транзисторних оптонегатронах	13
2.1. Структура еквівалентної схеми транзисторного оптонегатрона	13
2.2. Дослідження імпедансних характеристик чотириполіусників	21
3 Перетворювачі імітансу на базі транзисторного оптонегатрона	26
3.1. Дослідження основних параметрів перетворювача імітансу	26
3.2. Аналіз коефіцієнту стійкості перетворювача імітансу	29
3.3. Аналіз коефіцієнту підсилення за потужністю	33
4 Елементи і пристрої автоматики на базі транзисторних оптонегатронів	37
4.1. Активні індуктивності на основі оптичної керованості	37
4.2. Аналіз частотно-вибіркових пристроїв	41
4.3. Генераторні давачі оптичного опромінювання	42
4.4. Оптоелектронний перемикач	46
Висновки	48
Література	49

ВСТУП

Ефективність існуючих елементів і пристроїв автоматики ґрунтується на ряді факторів, наприклад наявність нових алгоритмів, використання досягнень технології, застосування нових принципів тощо.

Одним із головних шляхів підвищення ефективності елементів і пристроїв автоматики виступає використання новітніх досягнень напрямів електроніки за їх розробки. “Оптонегатроніка” якраз іє одним з таких напрямів. Використання таких досягнень і проектування електронних пристроїв на основі напівпровідникових приладів за негативного імітансу, які викликані світловим випромінюванням, дозволяє суттєво підвищити ефективність цілого ряду електронних пристроїв.

Прилади за негативного імітансу являються одними з перспективних елементів автоматики та успішно використовуються у електронній апаратурі ще й тому, що за їх застосування значно спрощуються конструювання електронних схем, що дає можливість розробляти апаратуру для надвисоких частот на базі напівпровідникових елементів; одночасно зменшити вагу, габарити та енергетичні затрати апаратури. Уведення поняття узагальненого перетворювача імітансу дозволяє реалізувати будь-яку функцію імітансу, а це є дуже важливим. Тому що за проектування електронних схем зручніше користуватися не стільки фізичними параметрами самого елементу, але його параметрами як 4ох- або 2охполюсника.

Оптонегатрони являються багатофункціональними електронними приладами, їх використання дозволяє поліпшити техніко-економічні показники елементів і пристроїв автоматики, одночасно підвищити їх ефективність й створити якісно нові елементи і пристрої на базі оптонегатронів. Але на даний час немає систематичних теоретичних основ побудови елементів і пристроїв автоматики на базі оптонегатронів. Недостатня дослідженість важливих питань чутливості, стійкості, підсилювальних і невзаємних властивостей оптонегатронів у якості

узагальнених перетворювачів імітансу, а також електронних схем на їх базі вказує на необхідність таких досліджень. Актуальними для елементів на основі оптонегатронів виступають проблеми стійкості та чутливості тому, що вони являються потенційно нестійкими, й тому більш чутливі до змін різних параметрів схеми.

1 АНАЛІЗ ДОСЯГНЕНЬ У ГАЛУЗІ ОПТОНЕГАТРОНІКИ

1.1. Класифікація оптонегатронів, їх основні параметри

Технічні параметри систем керування та інформаційних систем у значній мірі визначаються тими пристроями, які входять до них. Їх ефективність у значній мірі залежатиме від використаної елементної бази.

Задля подальшого вдосконалення елементів автоматики слід шукати якісно нові принципи реалізації елементів, які б відрізнялися малим споживанням енергії, підвищеною швидкістю та надійністю, високою чутливістю, точністю, широким робочим діапазоном, відносно малим об'ємом елементів.

У багатьох випадках таким вимогам відповідають оптонегатрони – такі електронні прилади, які за деякого режиму роботи мають негативне значення головного диференційного параметра, поєднаних з оптичними властивостями (негативні, індуктивність, ємність, активний опір).

Елементи автоматики на базі оптонегатронів унаслідок чутливості до оптичного опромінювання, й також наявності негативного основного диференційного параметра, являються потенційно нестійкими, адже за їх розробки важливе місце займають питання підсилювальних та невзаємних властивостей, чутливості, стійкості, характеру перетворення імітансу й впливу на такі параметри оптичного опромінювання.

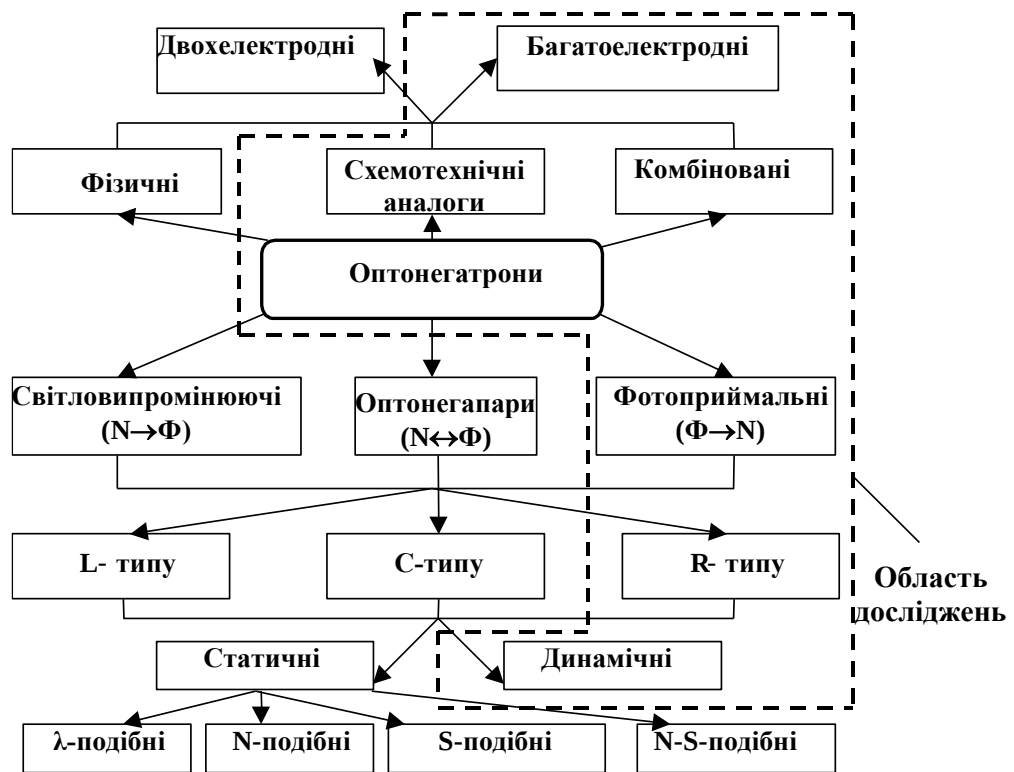
“Оптонегатроніка” – новий науковий напрям, який знаходиться на стику двох базових напрямів – оптоелектроніки та негatronіки [1, 3]. У основі їх розвитку лежать дослідження оптичних властивостей напівпровідникових негatronів – тобто оптонегатронів.

Їх класифікацію проводять за:

1. Здатністю оптонегатронів працювати у оптичних режимах: фотоприйому – фотоприймальні оптонегатрони; світловипромінювання – світловипромінюючі оптонегатрони; у режимі оптопари, коли і світловипромінювач і фотоприймач або їх комбінація мають негативний диференціальний опір.

2. Способом реалізації: комбіновані, фізичні, або схемотехнічні аналоги.
3. Числом електродів: двохелектродні, багатоелектродні.
4. Характером вольт-амперної характеристики.
5. Виглядом частотної характеристики: статичні та динамічні.
6. Типом негатрона: R–негатрони, L–негатрони чи C–негатрони.

Класифікація оптонегатронів наведена на рис. 1.1. Усі вони поділяються на 3 групи: комбіновані, фізичні та схемотехнічні аналоги. Негативний диференційний опір і перетворення оптичного випромінювання у оптонегатронах залежать від способу їх реалізації.



а)

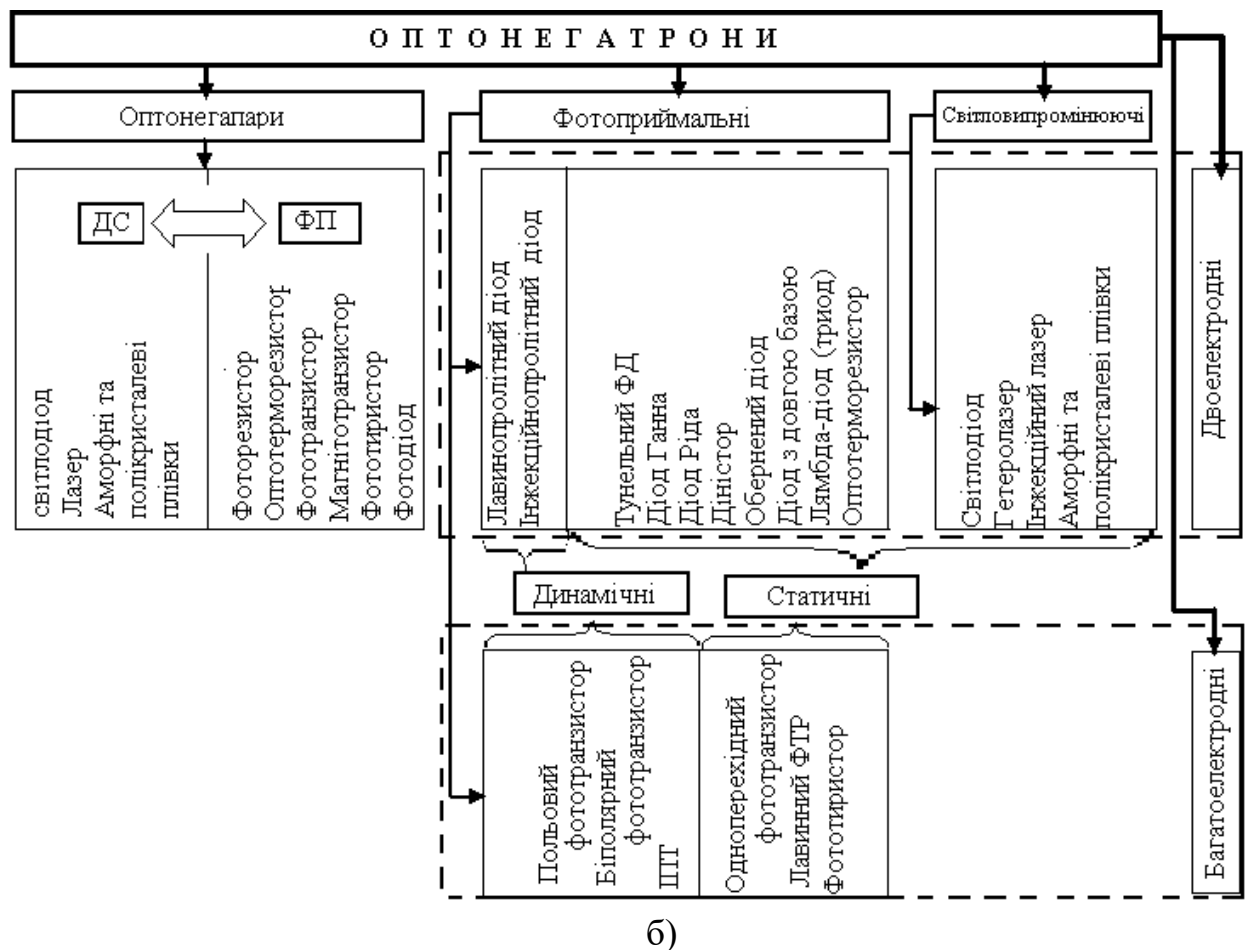


Рис. 1.1. Класифікація опtoneгатронів (а) і їх розширена класифікація (б)

Характерними представниками опtoneгатронів являються напівпровідникові структури зі плівками полікристалічного кремнію, фототиристори і одноперехідні фототранзистори, які мають за різного освітлення вольт-амперні характеристики, наведені на рис. 1.2.

Оопtoneгатрони поділяють на дві групи. Першу складають схемотехнічні аналоги опtoneгатронів, в них реалізація негативного диференційного опору і процес перетворення світлового потоку відбувається різними компонентами схеми, для прикладу, за рахунок уведення до схеми схемотехнічного аналога світловипромінюючих або фоточутливих компонентів (рис. 1.3а). У другу відносять аналоги, реалізація негативного диференційного опору у яких та функція перетворення світлового потоку здійснюють повністю чи частково одними

й тими ж елементами схеми (рис. 1.36).

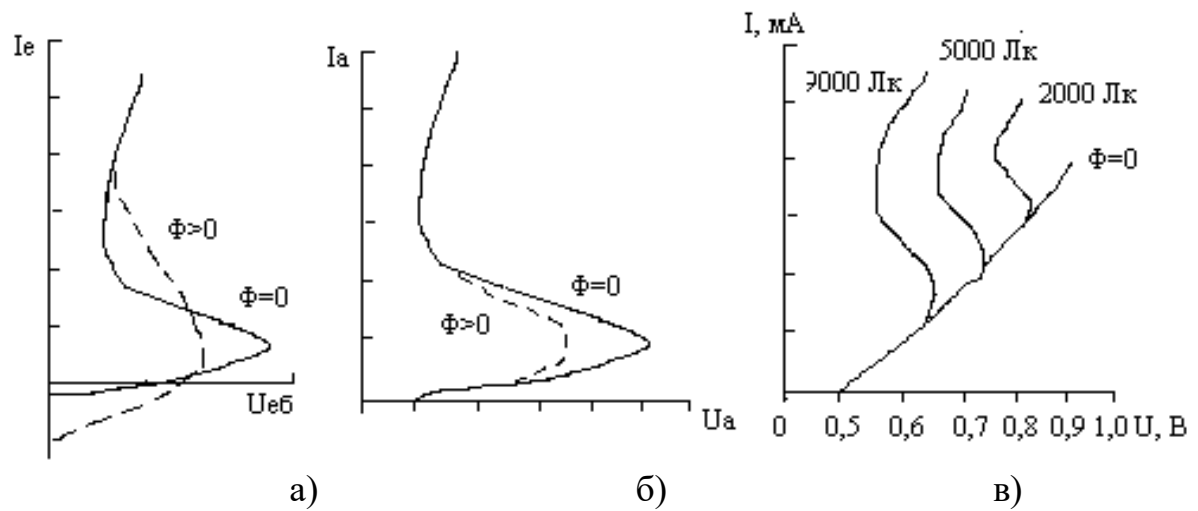


Рис. 1.2. Вольт-амперні характеристики фізичних оптонегатронів:

а) одноперехідний фототранзистор; б) фототристор; в) монокремнієвий перехід

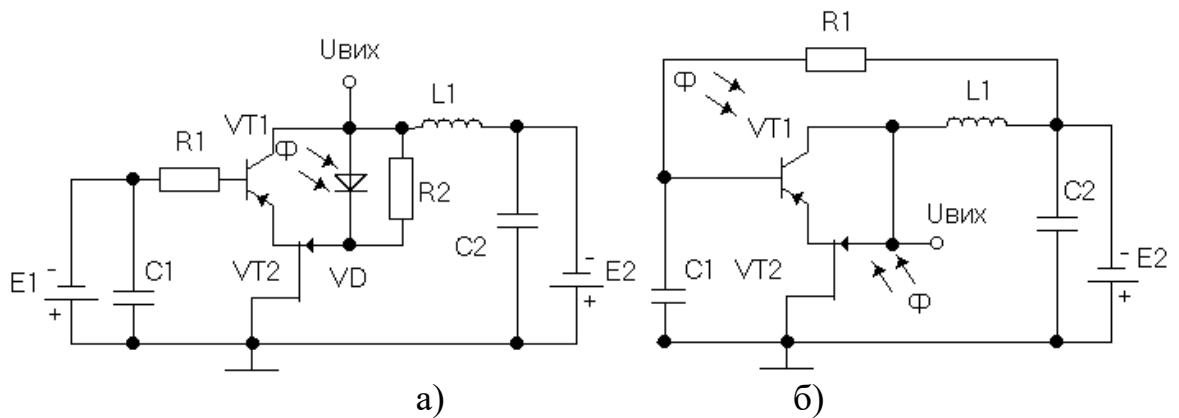


Рис. 1.3. Світлочутливі перетворювачі на базі схемотехнічних аналогів оптонегатронів

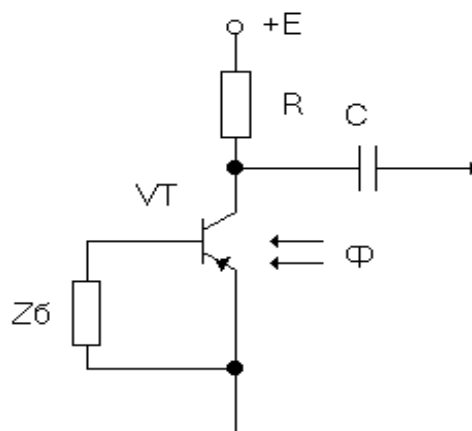


Рис. 1.4. Схема автогенератора з оптоелектронним керуванням для позамережних частот

У якості недоліка схемотехнічних аналогів оптогенераторів виступає обмежений частотний діапазон, що властивий усім схемотехнічним аналогам у результаті впливу паразитних реактивностей схеми, й також негативним впливом таких елементів на функцію перетворення.

Перетворення світлового потоку зазвичай відбувається за рахунок фізичних процесів у напівпровідниковій структурі. При цьому відсутність жорстких вимог щодо напівпровідникової структури, так й до кола зворотного зв'язку знижує вимоги технології виготовлення та розширює частотний діапазон роботи, які властиві першій групі оптогенераторів. Для прикладу, автогенератор з оптоелектронним керуванням, наведений на рис. 1.4, буде забезпечувати генерацію електромагнітних коливань на частотах у два–три рази вищої максимальної частоти генерації.

У деяких випадках розглядають параметри оптогенератора також як елементу оптопари (швидкодія тощо)

1.2. Аналіз пристроїв на статичних оптогенераторах

Певні напівпровідникові структури, у яких на спадній ділянці вольт-амперної характеристики спостерігають негативний опір, називаються статичними оптогенераторами.

До найпоширеніших статичних двоелектродних оптогенераторів відносять: діод Ганна, діод Ріда, тунельний фотодіод, РТД, диністор, лавино-інжекційний фотодіод, обернений діод, лавинний фототранзистор, діод з довгою базою, інжекційний лазер, аморфні та полікристалічні плівки, оптотерморезистор, лазер із гетерогенною структурою.

Подібні структури характеризують вхідною й вихідною вольт-амперними характеристиками; чутливістю до дії оптичного опромінювання, максимальною частотою генерації, максимальним значенням негативного опору за низьких частот, споживаною потужністю, ефективністю.

Діодні лазери інфрачервоного діапазону виступають на сьогоднішній день ядром інформаційних технологій, у іншому ж кінці спектру – мікрохвильові й радіочастотні – ядром зв'язку і комунікаційних технологій.

Прогрес у цьому питанні утруднений нестачею твердотільних компактних джерел терагерцевого діапазону за низького споживання енергії.

За використання лазера з поверхневою емісією, який розташований у середині вертикальної порожнини резонатора (ЛПЕ ВП) у пристрої зчитування інформації з дисків (CD-ROM), спостерігається негативний диференціальний опір. У такому пристрої зчитування лазер використовують у якості оптичного джерела, а окремий зовнішній фотодетектор – задля моніторингу світлового променя, що відбивається від оптичного диску.

На рис. 1.5 приведені діаграма та структура оптичного хвильовода (рис. 1.5а) та конфігурація модулятора на резонансному тунельному діоді (рис. 1.5б). На рис. 1.5в приведено вольт-амперну характеристику подібного оптичного хвильовода.

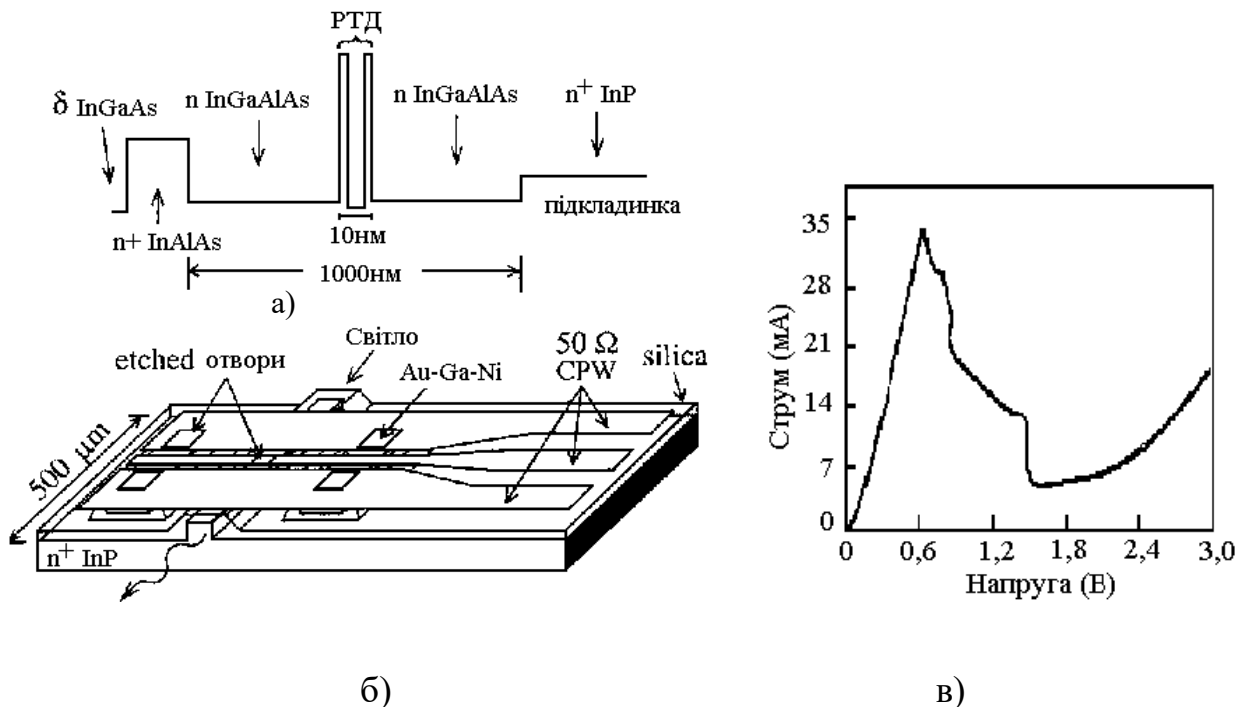


Рис. 1.9. Діаграма напівпровідникової структури (а), конфігурація оптичного модулятора (б) та вольт-амперна характеристика (в) оптичного хвильовода

З приведеної вольт-амперної характеристики оцінюють зміни електричного поля повздовж збідненої зони хвилеводу, щої відбуваються у наслідок впливу перемикання діодів. Типові прилади зазвичай мають густину струму у точці піку біля 18 кА/см^2 при цьому з відношенням пікового струму до струму у точці мінімуму, близько 4. Різниця між піковою напругою та напругою у найнижчій точці (мінімум) ΔV складає 0,8 В. Такі пристрої являються перспективними до високошвидкісних оптоелектронних конверторів радіочастотного випромінювання у оптичне та й оптичного випромінювання у радіочастотне.

1.3. Пристрої на базі статичних багатоелектродних оптоелектронів

Лавинні транзистори, фототиристори, одноперехідні фототранзистори та ін. є представниками статичних багатоелектродних оптоелектронів. За вивчення такої групи напівпровідникових структур використовується така ж систему параметрів, що й для двоелектродних статичних оптоелектронів.

Один з видів транзисторних структур виявляє також властивості фотоприймальних статичних оптоелектронів. Такі транзистори знаходять широке застосування у яостік підсилювачів, генераторів, ключових пристроїв у різних галузях радіоелектроніки. При цьому залежність негативного опору цих пристроїв від дії зовнішніх факторів, наприклад світла, не достатньо досліджена. Знання такої залежності дозволить застосовувати прилади з негативним опором у оптоелектронних схемах, а це розширює їх можливості та дозволить створити нові якісні багатфункціональні прилади.

Структура при цьому складається зі біполярного транзистора й польового транзистора за ізольованого затвору. На базу біполярного транзистора та канал польового транзистора при цьому діє оптичне випромінювання.

Фотореактивні властивості подібних транзисторних структур разом за використання їх негативного опору дозволять створити нові сенсорні прилади,

які мають покращені параметри, ніж існуючі. Такими пристроями на основі негatronів й оптонегатронів зокрема є оптичні негасенсиори. Їх зазвичай застосовують в частотно модульованих радарних повітряних системах, задля отримання підводних та біомедичних зображень, у оптично-безпроводних комбінованих системах комунікацій, також у розподілених вимірюючих мережах, які потребують при цьому швидких фотоприймачів за високої чутливістю та низьких шумів та можуть виявляти швидко налаштовані міліметрові хвилі. Використання оптичних негасенсорів з негативною ємністю або негативною індуктивністю значно розширює частотний діапазон, підвищує чутливість та швидкодію пристроїв майже без погіршення їх стабільності.

Підвищити чіткість підводних, повітряних та біомедичних зображень та стабільність дозволяє застосування гетеродинного методу оптичного детектування. Проте такий метод і використання фази вхідного сигналу потребує наявності мікрохвильового сигналу задля кожного сенсора – а це суттєве ускладнення конструкції оптичних негасенсорів, що робить конструктивно неможливим використовувати велике число сенсорів. Проблема вирішується застосуванням оптичних негасенсорів у режимі генерації за перетворення сигналу в частотну область. У такому випадку оптичний негасенсор може працювати у якості автогенератора, частота генерації його контролюється при цьому оптичним випромінюванням.

Використання оптичних негасенсорів у режимі генерації дозволяє розробляти оптичні негасенсорні масиви за детектування амплітуди й фази мікрохвильового модулюючого сигналу.

Динамічними оптонегатронами вважають напівпровідникові структури, в яких негативний опір спостерігається тільки у динамічному режимі. Аналогічно до статичних оптонегатронів, їх також поділяють на двоелектродні та багатоелектродні. Достоїнством таких напівпровідникових структур являється більш висока надійність та стабільність, що пов'язане з наявністю динамічного негативного опору тільки у визначеному діапазоні

частот, внаслідок цього виключається будь-яка можливість їх самозбудження поза робочим діапазоном.

Представниками напівпровідникових структур за динамічного негативного опору є: інжекційно-пролітні діоди, лавинно-пролітні діоди, біполярні фототранзистори, інжекційно-пролітні й лавино-інжекційно-пролітні транзистори, польові фототранзистори.

Подібні структури характеризуються:

- граничними частотами – f_{cp1} та f_{cp2} , які обмежують частотний діапазон, у ньому прилад має негативне значення головного диференційного параметра,
- чутливістю за дії оптичного опромінювання – S_ϕ ,
- максимальним значенням дійсної негативної складової імітансу $ReW^{(-)}_{max}$ за визначеного діапазону частот,
- ефективністю – E ,
- споживаною потужністю – $P_{спож}$.

2 АНАЛІЗ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ НА ТРАНЗИСТОРНИХ ОПТОНЕГАТРОНАХ

2.1. Структура еквівалентної схеми транзисторного оптонегатрона

За своїми характеристиками комбіновані оптонегатрони знаходяться між фізичними оптонегатронами і їх схемотехнічними аналогами. Відсутність на сьогодні жорстких вимог до напівпровідникової структури й кола зворотного зв'язку, а також розширений частотний діапазон роботи, занижені вимоги до технології виготовлення підкреслюють їх перспективу до застосування у різноманітних галузях електроніки. у той же час, судячи з проведеного аналітичного огляду відповідної літератури, відсутні на сьогодні систематичні основи побудови пристроїв електроніки на базі оптонегатронів. Тому видається актуальною завдання розробки фізичних й математичних моделей чотириполусників на базі оптонегатронів, які б забезпечували необхідну точність отримання їх головних характеристик, найважливішими серед яких виступають залежності вхідного $W_{вх}$ (вихідного $W_{вих}$) імітансів чотириполусника у залежності від імітансів навантаження W_n (генератора W_g) у частотному діапазоні.

Аналіз протікаючих фізичних процесів напівпровідникової оптонегатронної структури не може бути проведений без дослідження фізичної еквівалентної схеми. Зараз існує достатньо велика кількість еквівалентних схем. Проте більшість з них є, у першу чергу, досить складними, а це утруднює подальші розрахунки й знижує точність, у другу чергу, у таких схемах не розглядають фізичні причини негативного опору, а це ускладнює оцінку можливих галузей використання такого опору за побудови інформаційних пристроїв. Тому за базову приймаємо Т-подібну схему Прітчарда, але доповнимо її реактивностями корпусу та виводів [6]. Доцільність такого вибору обумовлена, перш за все, відносною простотою

подібної схеми, а це дозволяє узгоджувати її параметри більш точними експериментальними характеристиками.

Визначним фактором, який зумовлює появу негативного значення головного диференційного параметра у транзисторних оптонегатронах виступає світловий потік Φ . За дією оптичного випромінювання у області бази біполярного фототранзистора, що виступає основним елементом оптонегатрону, при цьому відбувається генерація неврівноважених носіїв заряду. За малого рівня інжекції, носії заряду будуть переміщуватися до емітерного й колекторного переходів тільки за рахунок дифузії. При цьому електричне поле колекторного переходу не заважатиме переходу дірок до колектора, проте затримує електрони у базовій області. Парні заряди при цьому розподіляються на колекторному переході. Так як база не містить виводу, то електрони залишаються у базовій області, створюючи при цьому негативний просторовий заряд, який діє на емітерний перехід, при цьому зміщуючи його у прямому напрямку. Зменшення висоти при цьому потенційного бар'єру викличе інжекцію з емітера до бази додаткових дірок. При цьому дірки дифундують крізь базу на колекторний перехід та уходять до колектора, при цьому збільшуючи його струм (рис. 2.1).

Будемо враховувати додаткову складову струму, яка викликана дією оптичного опромінювання, вводячи до еквівалентної схеми транзисторного оптонегатрону додатково генератор струму. На рис.2.2. приведена еквівалентна схема транзисторного оптонегатрону.

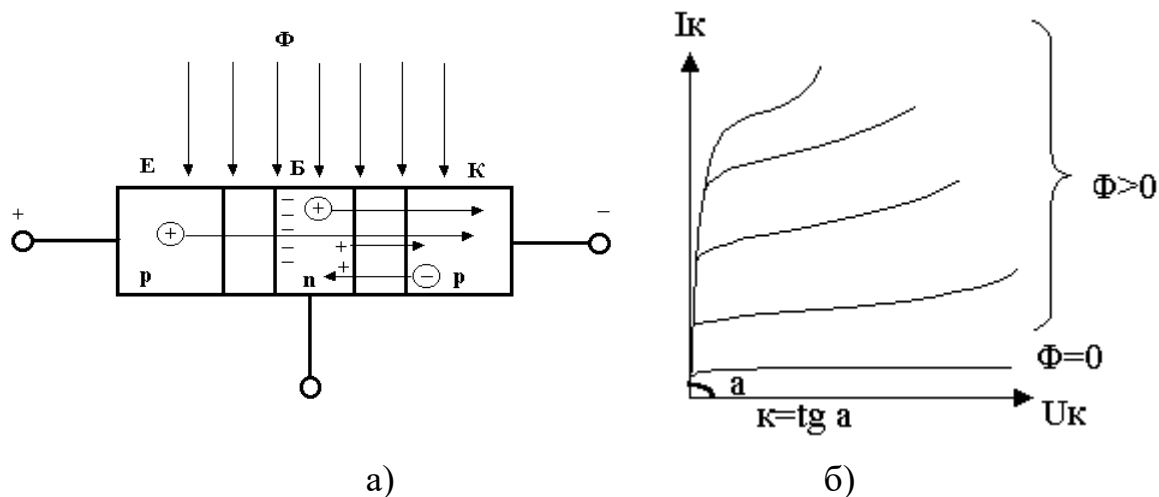


Рис. 2.1. Структура біполярного фототранзистора (а) і його ВАХ (б)

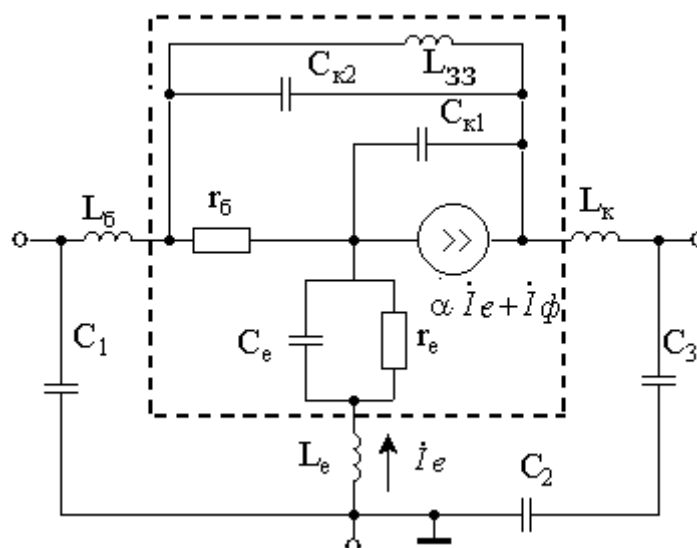


Рис. 2.2. Еквівалентна схема транзисторного оптоенегатрона.

На схемі: $L_{зз}$ – індуктивність у колі зворотнього зв'язку; L_e , $L_б$, $L_к$ – індуктивності відповідно емітерного, базового, колекторного виводів, C_1 , C_2 , C_3 – ємності між базовими, емітерними та колекторними виводами і корпусом, $r_б$ – омичний опір бази,

$C_{к1}$ та $C_{к2}$ – активна й пасивна ємність колекторного переходу, C_e – бар'єрна ємність емітерного переходу, r_e – диференційний опір емітерного переходу,

α – коефіцієнт передачі транзистора за струмом, i_e – струм емітера,

i_ϕ – фотострум; $\alpha \cdot i_e + i_\phi$ – генератор струму, який враховує вплив

опромінювання на колекторну область оптоелектронної структури

Знаючи, що розміри існуючих біполярних фототранзисторних структур зазвичай не перевищують 0,01 мін. довжини хвилі включаючи частоти у декілька гігагерц, обрана еквівалентна схема дозволяє описувати параметри УП частотами до десятків гігагерц.

Згідно схеми біполярного фототранзистора, при цьому до параметрів, які залежать від дії випромінювання, відносять опір емітерної й колекторної областей, струм крізь емітерний перехід, ємності емітерного й колекторного переходів, які описуються рівняннями [9, 10]:

$$I_e(\Phi) = I_{e0} \left[\exp\left(\frac{q \cdot U_e}{kT}\right) - 1 \right] + \alpha_w \cdot I_K + \kappa I_{\phi}(\Phi), \quad (2.1)$$

$$Z_K(\Phi) = \frac{1}{j\omega(I_e(\Phi) \cdot \frac{d}{6 \cdot U_K} \cdot \frac{w}{D_p} + A_K \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon^2 \cdot \epsilon_0^2 \cdot N_0}{12 \cdot (\phi_K - U_K)}})}, \quad (2.2)$$

$$r_e(\Phi) = \frac{kT}{qI_e(\Phi)}, \quad \dot{Z}_{\phi}(\Phi) = \frac{r_{\phi e}}{1 + I_e(\Phi)/I_{e0}}, \quad (2.3)$$

$$C_e(\Phi) = \frac{I_e(\Phi) \cdot t_{\phi}}{\phi_T} + A_e \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot N_0}{2 \cdot (\phi_K - U_e)}}, \quad (2.4)$$

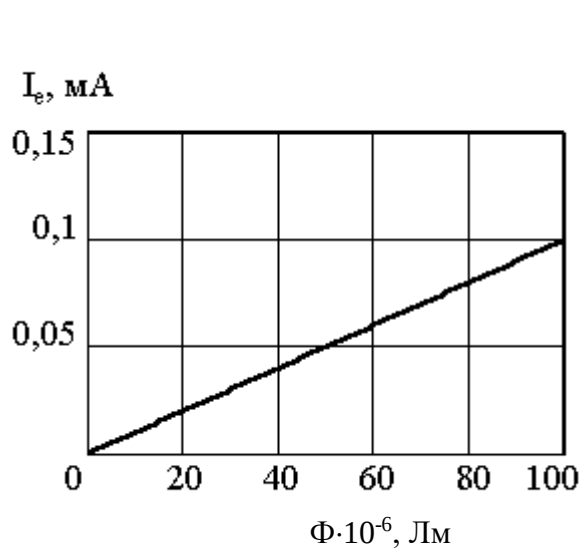
$$C_K(\Phi) = \frac{I_e(\Phi) \cdot d}{6 \cdot U_K} \cdot \frac{w}{D_p} + A_K \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon^2 \cdot \epsilon_0^2 \cdot N_0}{12 \cdot (\phi_K - U_K)}}. \quad (2.5)$$

де $I_e(\Phi)$ – струм крізь емітерний перехід; I_{e0} – зворотний струм емітера; α_w – коефіцієнт підсилення за струмом задля зворотного включення; I_K – струм колекторного переходу; κ – коефіцієнт

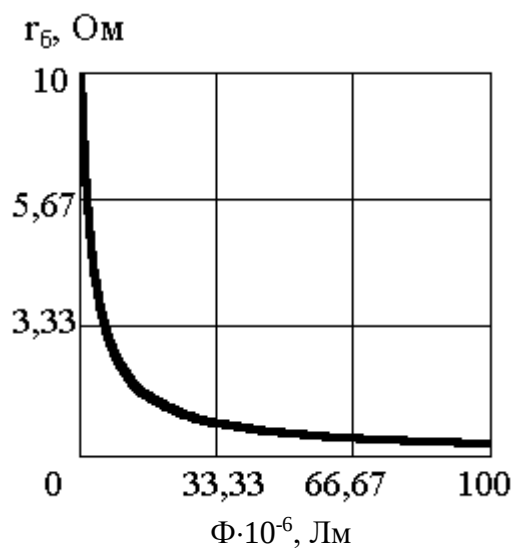
пропорційності, який визначається тангенсом кута світлової характеристики (рис. 2.1б); $I_{\phi}(\Phi)$ – фотострум, що викликаний дією оптичного опромінювання; w – ефективна ширина бази; d – товщина шару, від якого йде дифузія; D_p – коефіцієнт дифузії дірок; A_k – площа колекторного переходу; r_e – диференціальний опір емітерного переходу; A_e – площа емітерного переходу; N_0 – концентрація донорів у базі у емітера; φ_k – висота потенційного бар'єру (контактна різниця потенціалів); r_{be} – початковий опір бази за низьких рівнів інжекції; t_{δ} – середній час прольоту носіїв крізь базу.

На рис. 2.3 приведені графіки залежності параметрів біполярного фототранзистора у залежності від світлового потоку.

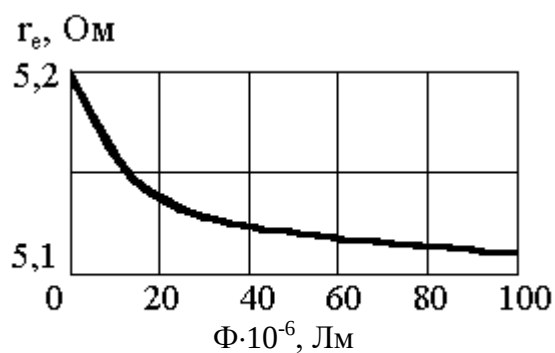
За дією опромінювання струм емітера буде зростати за рахунок збільшення складової фотоструму (рис. 2.3а). Ємність колекторного переходу у даному випадку буде складатися з зарядної ємності та не залежатиме від дії опромінювання (рис. 2.3б). Ємність емітерного переходу буде зростати у міру збільшення світлового потоку при зростанні дифузійної складової ємності за дії опромінювання (рис. 2.3в). Опір базового переходу й опір емітерного переходу при цьому будуть зменшуватися зі світлового потоку (рис. 2.3г, д) унаслідок зворотної залежності їх від струму, який протікає крізь емітерний перехід.



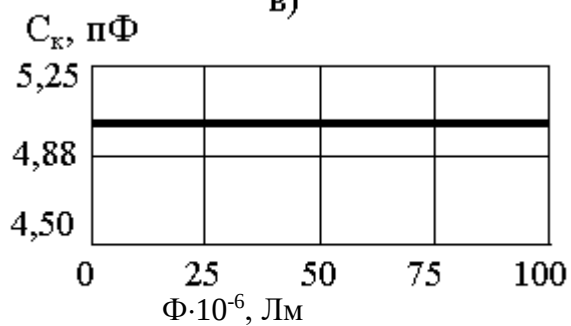
а)



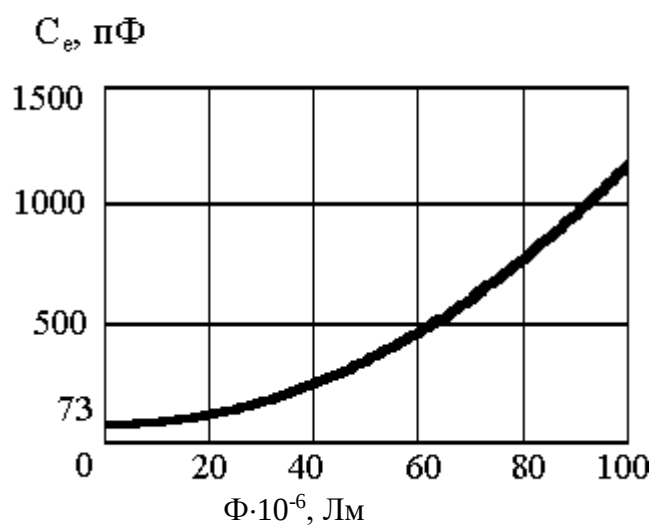
б)



в)



г)



д)

Рис. 2.3. Залежність параметрів транзисторного оптонегатрона від світлового потоку

Маючи еквівалентну схему, будемо розглядати транзисторний оптододаток, який є триполосником, як чотириполосник, дослідивши при цьому три схеми його включення: зі спільним колектором (СК), зі спільним емітером (СЕ) та спільною базою (СБ).

Значення реактивностей C_1 – C_3 , L_e , L_b , L_k залежатимуть від конструктивного виконання транзистора й способу монтажу його у схемі, отож вважатимемо їх зовнішніми за відношенням до запропонованих чотириполосників й приведемо до перетворюваних імітансів генератора W_2 і навантаження W_n .

Уведемо наступні позначення:

$$\dot{Z}_e(\Phi) = \frac{r_e(\Phi)}{1 + j \cdot \omega \cdot C_e(\Phi) \cdot r_e(\Phi)} - \text{комплексний опір емітера};$$

$$\dot{Z}_k(\Phi) = \frac{\dot{Z}_a(\Phi)}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{k1}(\Phi) \cdot \dot{Z}_a(\Phi)} - \text{комплексний опір колектора};$$

$$\dot{Z}_a(\Phi) = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{k1}(\Phi)} - \text{повний опір активної ємності колектора};$$

$$\dot{Z}_n(\Phi) = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{k2}(\Phi)} - \text{повний опір пасивної ємності колектора};$$

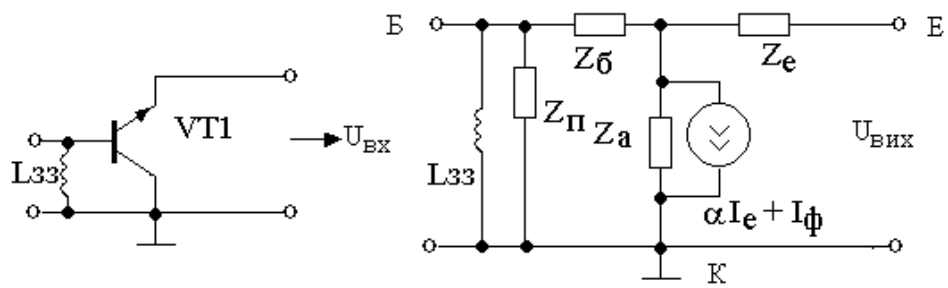
$$\dot{Z}_b(\Phi) - \text{опір бази.}$$

З урахуванням висунутих припущень і введених позначень, відповідні еквівалентні схеми чотириполосників будуть мати вигляд рис. 2.4.

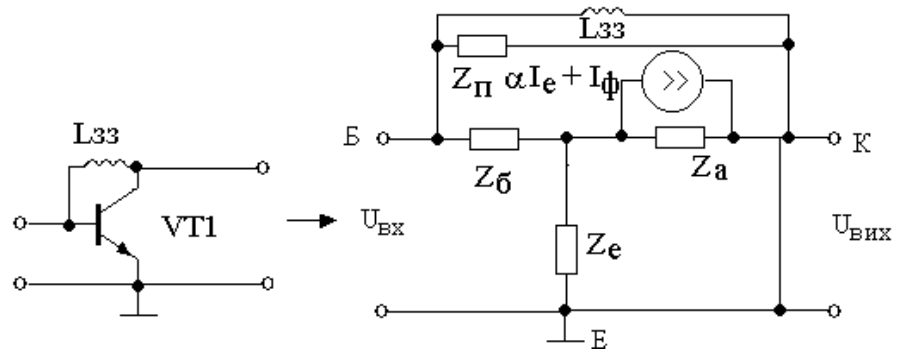
Проаналізуємо схему зі спільною базою (рис. 2.4б).

З урахуванням методу контурних струмів, отримаємо систему:

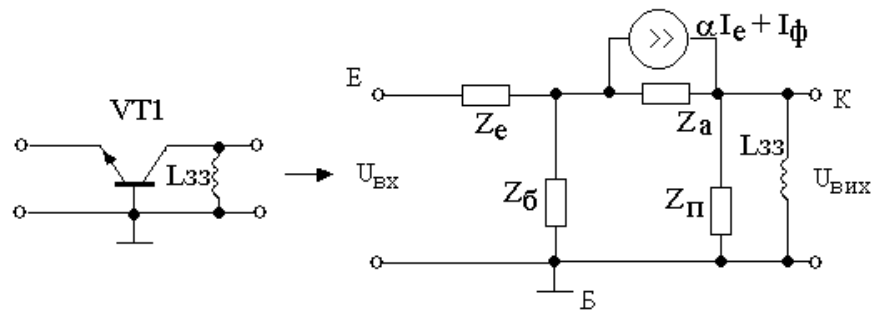
$$\begin{cases} \dot{U}_1 = (\dot{Z}_b + \dot{Z}_e) \cdot \dot{I}_b + \dot{Z}_e \cdot \dot{I}_k \\ \dot{U}_2 = (\dot{Z}_e + \dot{Z}_k) \cdot \dot{I}_b + (\dot{Z}_k + \dot{Z}_b) \cdot \dot{I}_k \end{cases} \quad (2.6)$$



а)



б)



в)

Рис. 2.4. Еквівалентні схеми чотирьохполосників з транзисторним оптоелектроном: зі спільним колектором (СК) (а), зі спільною базою (СБ) (б), спільним емітером (СЕ) (в)

2.2. Дослідження імпедансних характеристик чотириполіусників

За наведених умов любий чотириполіусник можливо розглядати у якості узагальненого перетворювача імітансу.

Перетворювачі імітансу застосовують зазвичай за будови узгоджувачів кіл, використовують задля компенсації втрат у лініях зв'язку, за побудови вимірювальних систем і пристроїв автоматики.

Обмеженість частотного діапазону характерна для більшості перетворювачів імітансу унаслідок паразитних впливів схеми, й також негативної дії таких елементів на функцію перетворення.

Долають подібні труднощі паразитних зв'язків й збільшення гальванічного розв'язку між схемами керування пристроїв автоматики використанням у якості узагальнених перетворювачів імітансу чотириполіусників з біполярним фототранзистором. У зв'язку з цим постає завдання визначення характеру перетворення імітансу кожним чотириполіусником, що реалізовані на основі біполярного фототранзистора, для цього слід дослідити імітансні характеристики таких чотириполіусників. Скористаємося для цього графоаналітичним методом.

За розробки інформаційних пристроїв на базі оптоелектронів постає завдання визначення значень реалізації імітанса оптоелектрона.

На сьогодні широко розповсюджені 2 основних методи розв'язання такого завдання – експериментальний та аналітичний.

Експериментальний метод заснований на вимірюванні імітанса за різних значень перетвореного імітансу. При цьому точність методу невисока, це пов'язане з дискретністю вимірювань, також великою трудомісткістю та обмеженою інформативністю, так як не усі значення перетвореного імітанса можуть вимірюватись з необхідною точністю.

Що стосується аналітичного розв'язку, то він ґрунтується на результатах розрахунку теоретичних значень імітансу оптоелектрона. Проте у реальних умовах обсяг одержуваної інформації залежатиме від втрат машинного часу, яке збільшується у міру зменшення дискретності зміни

перетвореного імітанса, при цьому точність результатів буде обмежена точністю вимірювання W -параметрів.

Подібні недоліки у експериментально-графічному методі відсутні й можливо шукати області реалізації імітансу оптонегатронів на базі чотириполіусників. Він заснований на властивостях вхідного W_{ex} та вихідного $W_{вих}$ імітансу лінійного чотириполіусника, на комплексній площині відповідно до якої вони будуть описуватися геометричним місцем точок вхідного W_{ex} або вихідного $W_{вих}$ імітансу ортогональними колами, з урахуванням математичних моделей чотириполіусників на базі транзисторного оптонегатрона.

Задля експериментальних досліджень імітансних характеристик чотириполіусників на базі транзисторного оптонегатрона досить визначити координати імітансного кола, а для цього слід виконати вимірювання $Z_{ох}$ значень імітансу такого кола.

Тобто, необхідно побудувати експериментальну вимірювальну установку, яка б при цьому забезпечувала: гальванічний розв'язок між колами управління і сигналу, вимірювання імітансів чотириполіусника з максимальною точністю, узгодження за хвильовим опором елементів високочастотного тракту.

З метою вимірювання імітансів чотириполіусника є багато методів [11]. Розглянемо метод вимірювань за допомогою вимірювальної лінії (ВЛ), так як він є найпростішим та при цьому забезпечує найбільшу точність.

Вимірювальну лінію використовують задля вимірювання повного опору у окремих точках частотного діапазону. Також у такому методі одночасно вимірюються положення одного з мінімумів хвилі у лінії, яка навантажена вимірювальним пристроєм. За такими вимірюваннями обчислюють повний опір навантаження.

На рис. 2.5 приведено функціональну схему й загальний вигляд експериментальної установки, які задовольняють перерахованим умовам. Хвильовий опір при цьому складає $Z_0=50$ Ом.

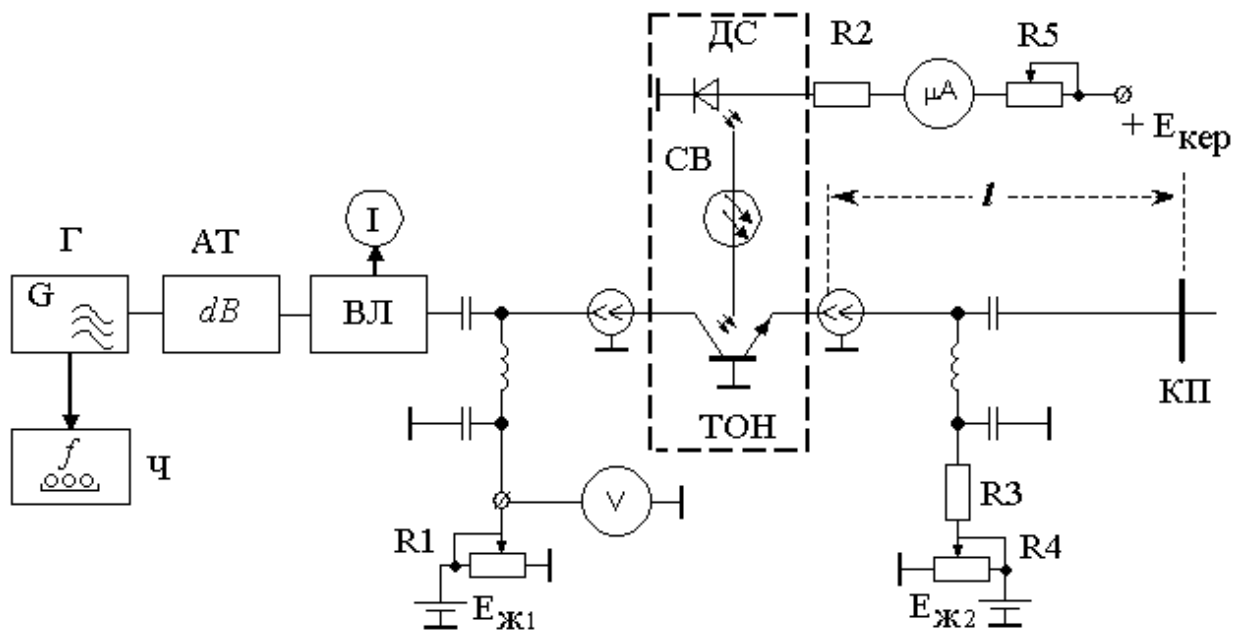


Рис. 2.5. Функціональна схема установки досліджень імпедансних характеристик транзисторного оптопегатрона.

На схемі:

Г – вимірювальний генератор;

Ч – частотомір;

АТ – атенюатор;

ВЛ – вимірювальна лінія;

І – індикатор;

Ф1, Ф2 – фільтри;

R1, R4, R5 – потенціометри;

ДЖ1, ДЖ2 – джерела живлення;

ДС – джерело світла;

R2 – обмежувальний резистор;

СВ – світловод;

ТОН – транзисторний оптопегатрон;

R3 – довільне активне навантаження,

$R3 \neq Z_0$; КП – короткозамкнений регульований поршень

Так як максимальне поглинання можливе у діапазоні $\lambda=0,61-0,740$ мкм [11], то у якості джерела опромінювання використовують світлодіод типу АЛ310А з $\lambda=0,67$ мкм, світло з нього за світловодом ОКВс–С(0,2)Внг–1М поширюється до транзисторного оптогенератора.

Генератор Г використовують задля створення зондувального сигналу. При цьому він складається з пристроїв індикації та регулювання потужності й частоти. Нестабільність генератора під час вимірювань за частотою не має виходити за межі $\pm 0,05\%$ й за рівнем потужності $\pm 0,15$ дБ. Перекриття діапазону частот $0,1-10$ ГГц, у якому досліджується транзисторний оптогенератор, зазвичай забезпечує блок НВЧ С4–27 (діапазон частот $0,01-39,9$ ГГц, смуга огляду $0,1-80$ МГц)

Частотомір Ч використовують задля вимірювань частоти коливань генератора. Відносна погрішність вимірювань частоти частотоміра не має виходити за межі $\pm 0,05\%$.

Атенюатор АТ функціонує у якості розв'язувального пристрою й при цьому він створює режим постійного узгодженого навантаження генератора та задля навантаження тракту вимірювального об'єкту узгодженим опором, який не допускає повторних відбиттів. ПРИ ЦЬОМУ ослаблення атенюатора не менше 10 дБ. У якості розв'язувального пристрою використовують феритові вентиля з втратами не менше 15 дБ та прямими не більш 2 дБ.

Уведення до схеми 2ох джерел живлення $E_{Ж1}$ та $E_{Ж2}$ типу Б5–50 (напруга на виході $1-299$ В, струм на виході $0,001-0,299$ А) забезпечують максимальну температурну стабільність вимірювань.

Так як розглянутий чотириполюсник потенційно нестійкий, за певних значень уявної складової імпедансу навантаження ImW_n може відбуватися неконтрольоване самозбудження вимірювальної установки, за якого напруга відбитої хвилі $U_{від}$ між генератором Г та входом чотириполюсника буде більше за напруги падаючої хвилі $U_{пад}$. Задля цього у якості реактивного навантаження використовують короткозамкнений поршень КП вимірювальної лінії, за регулювання його довжини

забезпечується умова $U_{\text{пад}} > U_{\text{від}}$, тоді дійсна складова вхідного імітансу $\text{Re}W_{\text{вх}} > 0$. При виконанні такої умови самозбудження відсутнє.

Аналізуючи імітансні кола, які входять до усіх можливих значень імпедансу чотиріполюсника з'ясовуємо, що чотиріполюсники на базі транзисторного оптонегатрона потенційно нестійкі.

У діапазоні частот 1...3ГГц чотиріполюсники на базі транзисторного оптонегатрона, увімкнені до схеми зі спільним колектором й спільною базою, можна розглядають як узагальнені конвертори імпедансу, а у схемі зі спільним емітером відповідно як узагальнений інвертор імпедансу. При цьому необхідною умовою має бути вибір значень перетворюваних імпедансів, за яких дійсна складова перетвореного імпедансу повинна знаходитись поблизу її негативних значень.

У випадку прямого та зворотного перетворень, додана реактивність на вхідній парі зажимів перетвориться у негативну на відповідно вихідній парі зажимів.

З ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІМІТАНСУ НА БАЗІ ТРАНЗИСТОРНОГО ОПТОНЕГАТРОНА

3.1. Дослідження основних параметрів перетворювача імітансу

Розвиток радіоелектронної апаратури й освоєння діапазону НВЧ частот призвів до застосування безіндуктивних кіл. Задля покращення характеристик подібних кіл використовують активні пристрої, робота яких заснована на підсилювальних властивостях активного елемента. За поєднання з пасивними RC-колами активні пристрої дозволяють створювати еквівалент LC-кола. Також отримали поширення методи синтезу, які при цьому використовують ідеальні чи близькі до них активні пристрої, які також називають перетворювачами імітансу (опору або провідності). Принцип дії таких перетворювачів зводиться до перетворення опору елемента, який підключається до перетворювача зі сторони його вхідних чи вихідних зажимів, цей опір (провідність) виступає аргументом функції перетворення.

Серед найбільш поширених перетворювачів виділяють конвертори імітансу й гіратори. За їх допомогою вирішують задачу мініатюризації, а також вони виступають у якості пристроїв компенсації втрат (для прикладу, у лініях зв'язку) й побудови фільтрів. Гіратор, навантажений на ємність зі сторони вхідних зажимів, поводить себе при цьому як індуктивність. А це дає змогу налагодити серійний випуск цілого ряду еквівалентів індуктивності за високої добротності, це дає змогу побудувати вибіркові системи за способом LC-прототипу з подальшою заміною індуктивності її еквівалентом. Перетворювачі також застосовують за побудови узгоджувачів кіл, використовують задля компенсації втрат у лініях зв'язку, за побудови вимірювальних систем та пристроїв автоматики.

Узагальненим перетворювачем імітансу (УПІ) зазвичай називається чотириполіусник, імітанс між входною парою затискачів у якого $W_{вх}$ ($W_{вих}$) є функцією імітансу W_H (W_2), що підключений до другої пари його затискачів (рис. 3.1): $W_{вх}=f(W_H)$, $W_{вих}=f(W_2)$. Тобто, за зміни функцію імітансу на одній парі затискачів, можливо отримати будь-яку функцію імітансу на другій парі затискачів.

Під поняттям імітансу розуміють повний опір чи повну провідність, яку використовують за визначеного випадку і він при цьому є узагальненим параметром, під цим мають на увазі одну зі систем параметрів чотириполіусників (Y , Z , g чи h). Імітанс, як правило, позначається індексом W .

Любий перетворювач імітансу характеризують матрицею W - параметрів.

$$|W| = \begin{bmatrix} W_1 & W_2 \\ W_3 & W_4 \end{bmatrix},$$

де W_{ij} – узагальнені параметри УПІ.

Усі параметри такої матриці частотно-залежні, й тому кожен з них розкладають на 2 складові:

$$W_{ij} = \text{Re}W_{ij} + j \text{Im}W_{ij},$$

де $\text{Re}W_{ij}$ – дійсна складова, $\text{Im}W_{ij}$ – уявна складова імітансу.

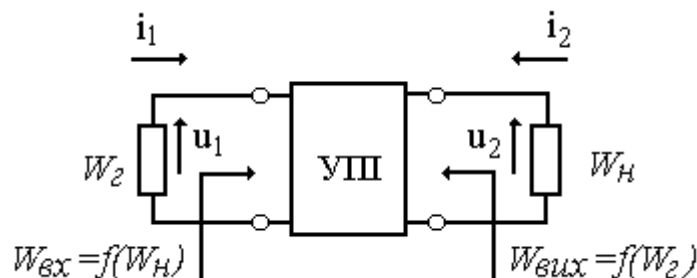


Рис. 3.1. Структурна схема узагальненого перетворювача імітансу

Усі існуючі типи перетворювачів імітансу діляться на конвертори імітансу й інвертори імітансу. Зазвичай конвертором імітансу називаються чотириполіусники, імітанс якого між входною парою затискачів прямо

пропорційно залежатиме від імітансу, підключеного до іншої пари затискачів. Інвертором же імітансу називають чотириполюсник, імітанс якого між однією парою затискачів зворотно пропорційно залежатиме від імітансу, який підключений до іншої пари затискачів.

Проектуючи елементи та пристрої автоматики, тип УПП має бути обґрунтований не тільки за потрібного коефіцієнту перетворення, але й за визначеною системою параметрів. Головними вимогами до такої системи параметрів буде її повнота, або вона має бути достатньою задля визначення головних експлуатаційних параметрів УПП, й також об'єктивність, або кожний параметр такої системи має бути таким, який можна виміряти, чи розрахувати враховуючи реальні початкові умови.

1). Основним параметром УПП вважають його внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості $K_{с.вн}$, а це з одного боку характеризує запас стійкості УПП, а з другого – дозволить оцінити можливості УПП за реалізації на його затискачах негативного опору, це забезпечує великі функціональні можливості за створення нових інформаційних пристроїв. Такий коефіцієнт дозволить кількісно оцінити потенційну нестійкість УПП [5]

$$K_{с.вн} = \frac{2 \cdot \operatorname{Re} W_{11} \cdot \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re} (W_{12} \cdot W_{21})}{|W_{12} \cdot W_{21}|}. \quad (3.1)$$

2). Частоти, які відповідають межах області потенційної нестійкості УПП будуть граничними частотами УПП – f_{cp} .

$$K_{с.вн}(f_{cp})=1. \quad (3.2)$$

3). УПП підсилює сигнал й вносити згасання. Чисельно така властивість УПП характеризується максимальнодосяжним коефіцієнтом передачі за потужністю чотириполюсника на межі стійкості K_{ms} .

$$K_{ms}(K_{с.вн}=1)=|W_{21}/W_{12}|. \quad (3.3)$$

Коли УПП потенційно нестійкий ($K_{с.вн}<1$), на його клеммах можна реалізувати негативний імітанс $\operatorname{Re} W^{(-)}_{max}$, наявність його свідчитиме про розширені функціональні можливості УПП.

4). Значення максимальнодосяжного негативного дійсного імітансу:

за прямого перетворення

$$\operatorname{Re} W_{\text{ex.max}}^{(-)} = W_{12} W_{21} \left| \frac{(1 - K_{\text{с.вн}})}{2\operatorname{Re}_{22}} \right|; \quad (3.4)$$

за зворотного перетворення

$$\operatorname{Re} W_{\text{вих.max}}^{(-)} = W_{12} W_{21} \left| \frac{(1 - K_{\text{с.вн}})}{2\operatorname{Re}_{11}} \right|. \quad (3.5)$$

5). На вхідних $\operatorname{Re} W_{\text{ex.max}}^{(-)}$ та вихідних $\operatorname{Re} W_{\text{вих.max}}^{(-)}$ клемах УПІ величина такого імпедансу відрізняється, а це свідчить про невзаємні властивості та оцінюється коефіцієнтом невзаємності K_H .

$$K_H = \frac{\operatorname{Re} W_{\text{ex.max}}^{(-)}}{\operatorname{Re} W_{\text{вих.max}}^{(-)}}. \quad (3.6)$$

6). За частотного діапазону відбувається зміна $\operatorname{Re} W_{\text{max}}^{(-)}$. Така частота, що відповідає максимальному значенню $\operatorname{Re} W_{\text{max}}^{(-)}$ за постійного значення імпедансу, який перетворюється, називають оптимальною частотою перетворення f_{opt} .

$$f_{\text{opt}} = (\partial \operatorname{Re} W_{\text{max}}^{(-)} / \partial f = 0). \quad (3.7)$$

Система подібних параметрів утворить математичну модель УПІ, яка буде інваріантною до будь-якої системи параметрів чотириполосника, а це дозволить використовувати її задля порівняльного аналізу любых видів УПІ.

3.2. Аналіз коефіцієнту стійкості перетворювача імпедансу

Питання стійкості являються одним із найважливіших у теорії аналізу й синтезу електронних схем. З точки зору побудови інформаційних пристроїв на основі оптоелектронів таке питання важливе тому, що вони являються потенційно нестійкими, тобто, їх характеристики у значній мірі

чутливі зазвичай до змін різних параметрів. Отож наявність у електричному колі оптонегатронів визначає умови стійкості, тому що режим роботи у такому випадку може бути і стійким і нестійким.

Усі критерії стійкості поділяються на алгебраїчні і частотні. Алгебраїчні дозволяють робити висновки про стійкість системи, використовуючи коефіцієнти характеристичного рівняння, у той же час частотні критерії дозволяють робити висновки про стійкість систем за виглядом їх частотних характеристик. Останні застосовують задля систем з розподіленими параметрами. За використання імітансного критерію стійкості задля оцінки запасу стійкості системи використовуються коефіцієнт стійкості, який характеризує відносну віддаленість $\text{Re}W_\Sigma$ між точкою перетворення та нулем. У залежності від міркувань, які покладені у основу визначення такого коефіцієнту, він буде мати різну форму.

Найбільш зручним є Внутрішній інваріантний коефіцієнт стійкості чотириполюсника, він визначається за формулою (3.1) крізь параметри імітансного кола.

Такий коефіцієнт залежатиме тільки від внутрішніх параметрів активного чотириполюсника і є інваріантним до вигляду W -матриці. Отже, числове значення $K_{c.vh}$ задля даного чотириполюсника при однакових інших умовах не залежатиме від вибору системи параметрів (Y -, Z -, h -, або g -параметрів) й буде однаковим.

Величини $K_{c.vh}$ знаходяться у межах інтервалу $(-1; +\infty)$. Активний чотириполюсник являється потенційно стійким, якщо $K_{c.vh} > 1$ й потенційно нестійким за $K_{c.vh} < 1$. Межі потенційної стійкості відповідатиме значення $K_{c.vh} = 1$.

При вимірюваннях потенційна нестійкість транзисторного оптонегатрона відбивається у самозбудженні схеми за визначених значеннях навантаження унаслідок прояву внутрішньотранзисторного зворотнього зв'язку.

Визначення $K_{с.вн}$ задля кількісної оцінки потенційної нестійкості відбувається у результаті вимірювання імітансних параметрів чотириполюсника з формулою (3.1), чи номінальних коефіцієнтів прямої $K_{ном21}$ й зворотньої $K_{ном12}$ передачі чотириполюсника у режимі двобічного узгодження: $K_{с.вн} = \frac{1 + K_{ном21}K_{ном12}}{2\sqrt{K_{ном21}K_{ном12}}}$, чи вхідного імітансу чотириполюсника

за зміною реактивного імітансу навантаження. Недолік першого методу - труднощі забезпечення у діапазоні НВЧ за вимірювання W -параметрів умов короткого замикання або холостого ходу, й також забезпечення стійкості схеми за вимірюванням потенційно нестійкого чотириполюсника. Другий метод допускає, що $K_{с.вн} > 1$, а це виключає його застосування за вимірювання $K_{с.вн}$ потенційно нестійких чотириполюсників. За використання третього методу, вимірюваннями вхідного $W_{вх}$ (вихідного $W_{вих}$) імітансу чотириполюсника, будують імітансне коло (рис. 3.2) та інваріантний коефіцієнт стійкості визначають формулою (3.1). Недолік такого методу полягає у необхідності проведення, задля досягнення високої точності, більшого числа вимірювань вхідного імітансу. Можливе також потрапляння до області негативних значень $ReW_{вх}$ ($ReW_{вих}$), а це призведе до втрати стійкості та росту погрішност вимірювання.

Значення дійсного імітансу резистора у процесі вимірювання підбирають таким чином, щоб імітансні кола вимірюваного чотириполюсника за включеним на його вході резистором знаходилися у області абсолютної стійкості.

Задля забезпечення абсолютної стійкості вимірювань необхідне виконання тільки однієї умови $ReW_{K2} > ReW_{K1} > ReW_{вх}$. Перевагою такого методу виступає відсутність необхідності здійснення вимірювань імпедансів оскільки у процесі вимірювань фіксують тільки потужність чи напругу індикатором I . Недоліком методу виступає необхідність здійснення узгодження з допомогою трансформаторів $Tr1$ і $Tr2$ вимірювальних трактів, а це ускладнює автоматизацію процесу вимірювань.

Проаналізуємо чисельно внутрішній та інваріантний коефіцієнти стійкості використовуючи (3.1).

Область потенційної нестійкості УПІ залежатиме від схеми включення транзисторного оптонегатрона [11]. Так як потенційні можливості такого УПІ визначають параметрами кристалу транзистора, проаналізуємо залежність внутрішнього коефіцієнту стійкості $K_{с.вн}$ кристала транзистора у різних схемах включення.

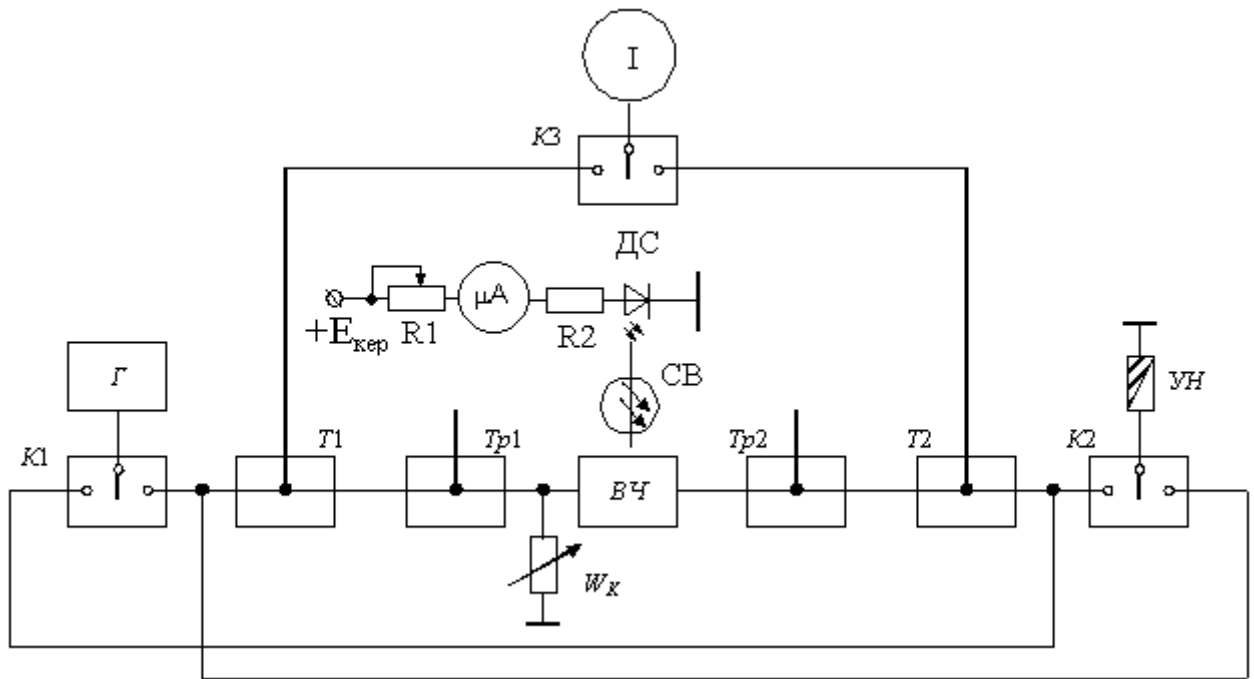


Рис. 3.3. Структурна схема установки задля визначення інваріантного коефіцієнта стійкості:

R1 – потенціометр;

R2 – обмежувальний резистор;

ДС – джерело світла;

СВ – світловод;

$Tr1$ і $Tr2$ – узгоджувальні трансформатори;

I – індикатор;

УН – узгоджене навантаження.

Проведений аналіз стійкості загальних перетворювачів імітансу на базі транзисторного оптонегатрона засвідчив: більші частотні області потенційної нестійкості будуть мати схеми з СК й СВ. Найбільш чутливим

до оптичного опромінювання являється УП_к, так як збільшення світлового потоку призводить до значних змін у області потенційної нестійкості. Доцільним задля створення оптично керованих інформаційних пристроїв, наприклад фільтрів, логічних елементів тощо, виступає діапазон світлового потоку до $(20-50) \cdot 10^{-6}$ Лм, при якому можна найбільш ефективно керувати запасом стійкості схем.

3.3. Аналіз коефіцієнту підсилення за потужністю

Залежно до співвідношення параметрів узагальненого перетворювача імітансу, останній може як підсилювати сигнал, так й вносити згасання. Чисельно така властивість УП характеризує максимальнодосяжний коефіцієнт підсилення за потужністю чотириполюсника за межею стійкості K_{ms} , він визначається крізь імітансні параметри по формулі (3.3). Проте, це вимагає вимірювати імітансні параметри чотириполюсника, а це у діапазоні високих та надвисоких частот пов'язане зі значними труднощами й має велику погрішність вимірювання. Задля подолання таких недоліків запропоновано метод визначення K_{ms} по результатам вимірювань потужності сигналів $P_{НП}$ і $P_{НЗ}$, які подаються на індикаторний пристрій за послідовної подачі сигналу постійної потужності ($P_I = \text{const}$) як на вхід, так й на вихід чотириполюсника при умові узгодження джерела сигналу та індикаторного пристрою за вхідним та вихідним імітансом чотириполюсника. У такому випадку величину K_{ms} визначають з виразу

$$K_{ms} = \sqrt{\frac{P_{НП}}{P_{НЗ}}}. \text{ За умови використання Такого методу необхідністю є рівність}$$

імітансу джерела сигналу W_I індикаторного пристрою W_H . При цьому середньоквадратична погрішність δ_{ms} такого методу визначають відносною середньоквадратичною погрішністю індикаторного пристрою й у випадку використання у цій якості вимірювача потужності М4-2, не перебільшує $\delta_{ms} = \pm 2,84\%$. Недоліком цього методу виступає необхідність здійснення

процедури узгодження імітансів, а це збільшує час вимірювання та ускладнює автоматизацію процесу вимірювання.

Запропонований метод вимірювання K_{ms} , який дозволяє позбутися таких недоліків. Задля його реалізації до спільної шини чотириполюсника включають калібрований змінний опір Z (рис. 3.5), цим забезпечують послідовну нейтралізацію імітансів прямої W_{21} та зворотної W_{12} передачі чотириполюсником за опору Z . Значення K_{ms} визначають з виразу

$$K_{ms} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|_{\substack{Y_{12}=0 \\ Y_{21}=0}},$$

де Z_1 – значення опору Z при $Y_{21}=0$; Z_2 – значення опору Z при $Y_{12}=0$.

Тоді, у першу чергу, унаслідок компенсації провідностей прямої та зворотної передач, вимірювальна установка у режимі вимірювання задля любых потенційно нестійких чотириполюсників, буде залишатися абсолютно стійкою. У другу чергу, відпадає при цьому необхідність узгодження імітансів, вимірювання тоді здійснюють для любых значень імітансів навантаження W_H та генератора W_G . У третю чергу, вимірювальний прилад використовують у режимі індикації нуля, а це істотно знижує погрішність вимірювань. Головну погрішність методу визначають точністю калібрування комплексного опору Z , а це у діапазоні частот має деякі труднощі. При цьому потужність сигналу генератора не перевищуватиме 1 мВт.

Так як максимальнодосяжний коефіцієнт підсилення за потужністю K_{ms} не залежатиме від параметрів пасивних взаємних чотириполюсників, які вмикають на його вході й виході, тоді калібрований змінний опір Z й паразитні елементи виводів і корпусу УПІ не будуть впливати на його величину. Таким чином обумовлюється високу точність вимірювань. Величина середньоквадратичної відносної погрішності вимірювання K_{ms} за застосування такого методу не перевищуватиме 1% у дециметровому діапазоні. Як вимірювач потужності ВПІ використано термісторний міст МЗ-1, при цьому потужність сигналу генератора не перебільшує 1 мВт.

Проаналізуємо чисельно K_{ms} за експериментальними дослідженнями по описаній вище методиці.

Результати аналізу K_{ms} зведено до табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Коефіцієнти максимального досяжного підсилення за потужністю

Вид УПІ		K_{ms} , дБ (f=2,1 ГГц)				
		Φ =0 ЛМ	$\Phi=1$ ·10 ⁻⁶ ЛМ	$\Phi=10$ ·10 ⁻⁶ ЛМ	$\Phi=40$ ·10 ⁻⁶ ЛМ	$\Phi=80$ ·10 ⁻⁶ ЛМ
ППК	озр.	2 ,92	41,2	41,3	41,81	41,81
	ксп.	2 ,9	41,3	41,1	41,7	41,9
ППЕ	озр.	1 ,01	1,91	0,023	0,003	0,000 4
	ксп.	1 ,1	1,8	0,03	0,004	0,003 8
ППБ	озр.	0 ,02	0,02 1	0,05	0,007	0,007
	ксп.	0 ,01	0,03	0,06	0,006	0,008

Проаналізуємо чисельно частотні залежності K_{ms} узагальнених перетворювачів імітансу на базі транзисторного оптнегатрона. При відсутності оптичного випромінювання величина K_{ms} за зростання частоти зменшиться як для УПП_К, так й для УПП_Б та УПП_Е. Перетворювач зі спільним колектором при цьому має найбільші значення K_{ms} й підсилювальні властивості на всьому досліджуваному діапазоні частот. K_{ms} перетворювача імітансу за схемою зі спільним емітером при цьому менше одиниці на всьому досліджуваному діапазоні частот, а значить, можна зробити висновок, що УПП_К при цьому вносить затухання на всьому

досліджуваному діапазоні. Мінімальний K_{ms} має перетворювач імітансу при цьому на транзисторному оптонегатроні у схемі СБ, він здатний при цьому до підсилення на частотах до 350 МГц.

4 ЕЛЕМЕНТИ І ПРИСТРОЇ АВТОМАТИКИ НА БАЗІ ТРАНЗИСТОРНИХ ОПТОНЕГАТРОНІВ

4.1. Активні індуктивності на основі оптичної керованості

Транзисторні оптонегатрони являються достатньо перспективними багатофункціональними приладами, за використання яких збільшується ефективність пристроїв автоматики й покращується їх техніко-економічні показники.

Виникненню індуктивних властивостей у транзисторних структурах сприяє кінцева швидкість руху носіїв струму у базі. Сигнал, що прикладений до емітера, не з'являється біля колектора, поки носії струму дифундують крізь базу, результатом є запізнювання за часом, це називають часом прольоту [2]. Транзисторну індуктивність будемо розглядати у якості аналогу індуктивного елементу, її характеризують невеликим значенням добротності, при цьому максимальна величина індуктивності складатиме 10^{-4} Гн [6]. Уведення позитивної реактивності до кола бази індуктивного транзистора дозволить підвищити його добротність і значення індуктивності. Використання подібних комбінованих транзисторних оптонегатронів при введенні у якості управляючого сигналу оптичного опромінювання дозволить реалізувати еквівалент індуктивності за збільшення гальванічного розв'язку між колами управління й сигналу і, остаточно, підвищити величину індуктивності, температурну стабільність й надійність схеми.

На рис.4.1.а наведена схема одностранзисторної активної індуктивності. На рис.4.1.б наведена схема активної індуктивності на складеному транзисторі.

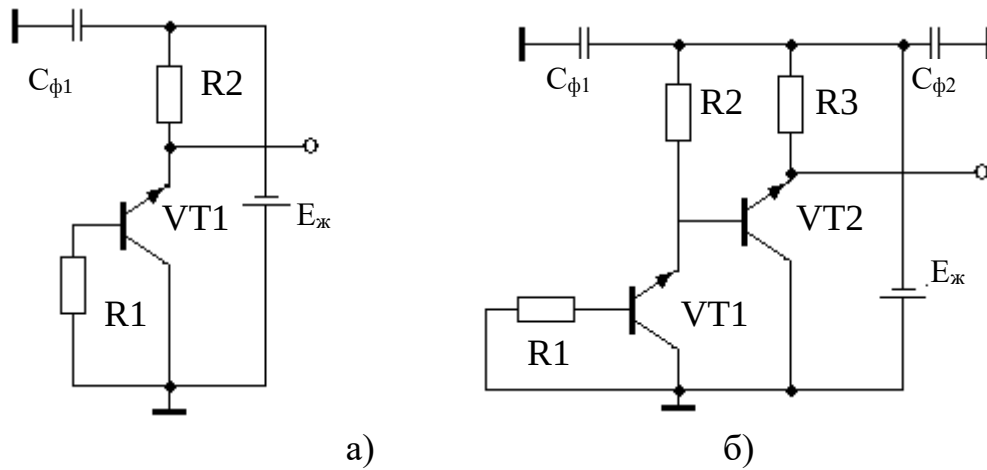


Рис. 4.1. Активна індуктивність (а) і активна індуктивність на складеному транзисторі (б):

$R1$ – активне навантаження; $C_{\phi 1}$, $C_{\phi 2}$ – ємності фільтрів; $R2$, $R3$ – резистори, які обмежують струм емітерів транзисторів $VT1$ і $VT2$

Недоліками схеми рис. 4.1а являються низька температурна стабільність та надійність, високий рівень шумів, це пов'язане з роботою елемента у режимі лавинного пробою, також наявність втрат, а це знижує добротність активної індуктивності. У основі корисної моделі лежить завдання розробки оптично керованої активної індуктивності, у якій за рахунок введення нових елементів й зв'язків між ними повинно досягатися підвищення добротності та температурної стабільності, також має збільшуватися розв'язок між колами управління.

На рис.4.2.а наведена активна індуктивність на основі УПІ_к на однотранзисторному оптонегатроні. У ній: $DA1$ – резисторна оптонегапара; $DA2$ – транзисторна оптонегапара; $R1$ – потенціометр; $R2$, $R3$ – резистори, які обмежують відповідно струм бази й струм емітера фототранзистора у складі оптонегапари $DA2$; $C_{\phi 1}$, $C_{\phi 2}$ – ємності фільтру; $L1$ – індуктивність навантаження.

На рис.4.2.б наведена активна індуктивність на базі УПІ_к на складеному транзисторі. У ній: $DA1$ – резисторна оптонегапара; $DA2$, $DA3$ – транзисторні оптонегапари; $R1$, $R4$ – потенціометри; $R2$ – резистор дільника

напруги; R3, R4 – резистори, які обмежують струм бази фототранзисторів у складі оптонегапар DA2 і DA3 відповідно; C_{ф1} – ємність фільтру.

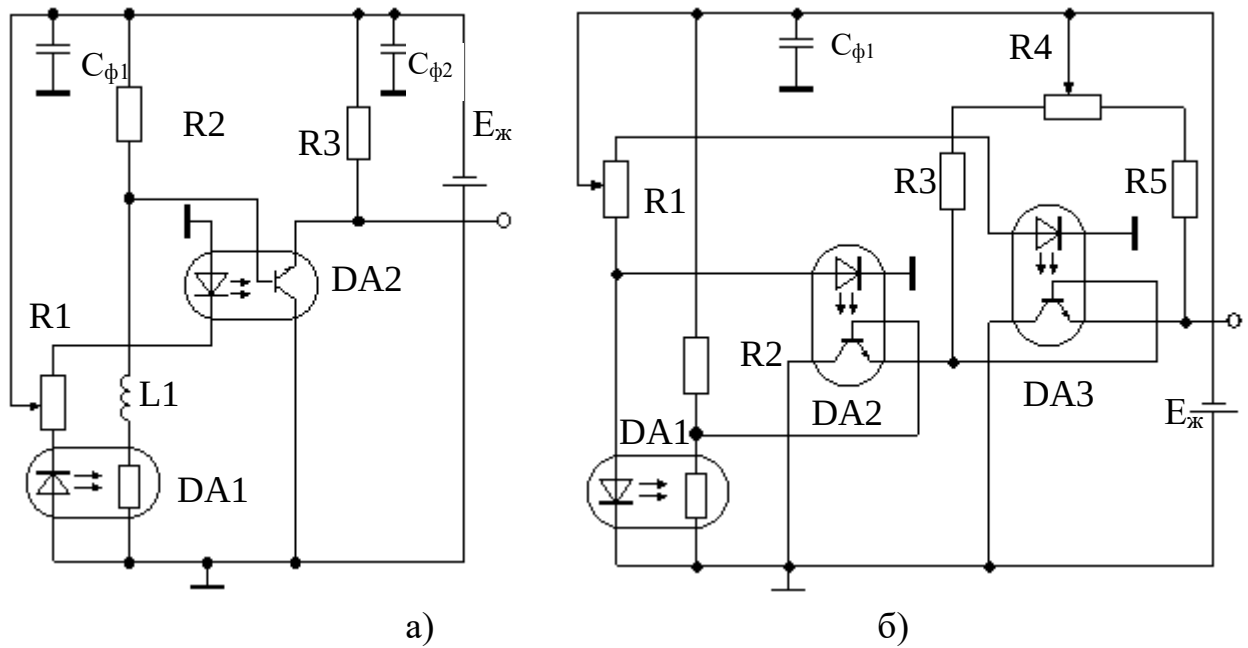


Рис. 4.2. Оптично керовані активні індуктивності: на базі одностранзисторного УПІК (а) і УПІК на складеному транзисторі (б) на базі комбінованого транзисторного оптонегатрона

У цих схемах активна і реактивна складові вхідного опору активної індуктивності для одностранзисторної індуктивності:

$$R_{\text{вх}}^{(\text{однотр})} = \frac{R_{\bar{\sigma}} - 2\pi L_{\bar{\sigma}} \cdot f f_{\alpha_2}}{1 + \left(f f_{\alpha_2} \right)^2} + \frac{Z_e}{1 + C_e^2 Z_e^2 \left(f f_{\alpha_2} \right)^2}, \quad (4.1)$$

$$X_{\text{вх}}^{(\text{однотр})} = \frac{2\pi L_{\bar{\sigma}} f \left(f f_{\alpha_2} \right)^2 + R_{\bar{\sigma}} \cdot f f_{\alpha_2}}{1 + \left(f f_{\alpha_2} \right)^2} - \frac{2\pi f C_e Z_e}{1 + C_e^2 Z_e^2 \left(f f_{\alpha_2} \right)^2}, \quad (4.2)$$

де $R_{\bar{\sigma}}$, Z_e – опори базового і емітерного переходів одностранзисторного оптонегатрона, $L_{\bar{\sigma}}$ – індуктивність бази, f_{α} – гранична частота одностранзисторного оптонегатрона, C_e – ємність емітерного переходу.

Аналіз активних індуктивностей за одностранзисторного оптонегатрону і на складеному транзисторі показав, що у даному випадку збільшується добротність й індуктивність.

Виходячи з формул (4.1)–(4.2), індуктивність бази і фоторезистор відповідно, роблять великий вплив на індуктивність і добротність у схемах. Це пов'язано з тим, що збільшення повного опору бази призводить до зростання індуктивності у схемі, й одночасно – до зменшення граничної частоти транзистора. Тобто, існує певне значення повного опору бази, яке дозволяє реалізовувати максимальну індуктивність й добротність за оптимальної робочої частоти.

За рахунок увімкнення додаткового зовнішнього опору до кола бази можна впливати на його опір.

Оптичне опромінювання дозволить здійснювати управління величиною індуктивності, яке реалізоване у схемах за одночасного управління частотним діапазоном, у ньому можлива робота схеми у якості схемотехнічного аналога індуктивності.

Подібні схеми будуть перспективними за створення цілого ряду пристроїв автоматики, наприклад, генераторних давачів оптичного опромінювання, коливальних контурів, комутаторів, фільтрів, тощо, при цьому їх перевагами виступають можливість виготовлення у інтегральному виді, оптичне регулювання параметрів, широкий частотний діапазон роботи. Загальним недоліком їх виступає температурна нестабільність, так як реалізована схемами індуктивність залежатиме від температури. При цьому температура найбільше впливає на такі параметри як r_e , f_α , α_0 . Послаблюють дію температурної нестабільності шляхом підбору величини опору бази транзисторного оптонегатрона, проте повністю її компенсувати неможливо. Задля стабілізації температурних характеристик активних індуктивностей й пристроїв на їх базі до кола бази оптонегатрона вмикають спеціальні напівпровідникові опори, які мають від'ємний температурний коефіцієнт.

4.2. Аналіз частотно-вибіркових пристроїв

У більшості літературних джерел за допомогою активних фільтрів вирішують проблеми мініатюризації й зменшення добротності пасивних елементів, наприклад котушок індуктивності й конденсаторів за одночасного підвищення частоти й зменшенні розмірів. Цим вимогам відповідають активні фільтри, які створені на базі транзисторних узагальнених перетворювачів імітансу (УПІ) [2,4]. Використання задля керування оптичного сигналу дозволить підвищувати швидкодію активних управляючих елементів, а саме, підвищувати швидкість переналагодження частоти оптично керованих фільтрів, генераторів, атенюаторів тощо.

У основу корисної моделі поставлено завдання розробки оптично керованих активних фільтрів, у яких за рахунок уведення нових елементів й зв'язків між ними можна досягти можливості оптичного управління амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) фільтра, цим забезпечується виключення гальванічного зв'язку до кіл управління й досягається висока крутизна АЧХ, це дозволяє остаточно покращити ступінь інтеграції мікросхеми. У якості базового елементу задля моделювання оптично керованих активних фільтрів обрали біполярний транзистор з кристалом типу КТ3115.

Активні смугово-пропускні однорезонаторні фільтри на основі однотранзисторного оптонегатрона й оптонегатрона на складеному транзисторі приведені на рис.4.3.

На схемах: DA1 – резисторна оптонегапара, DA2, DA3 – транзисторні оптонегапари, R1 – потенціометр, R2, R3 – резистори, які обмежують струм бази й емітера фототранзистора у складі оптонегапари DA2, R5 – резистор, який обмежує струм емітера фототранзистора у складі оптонегапари DA3, $C_{рез}$ – резонуючий конденсатор, C1, C2 – конденсатори розв'язку за постійним струмом, $C_{ф1}$, $C_{ф2}$ – ємності фільтру, C3 – розділовий конденсатор.

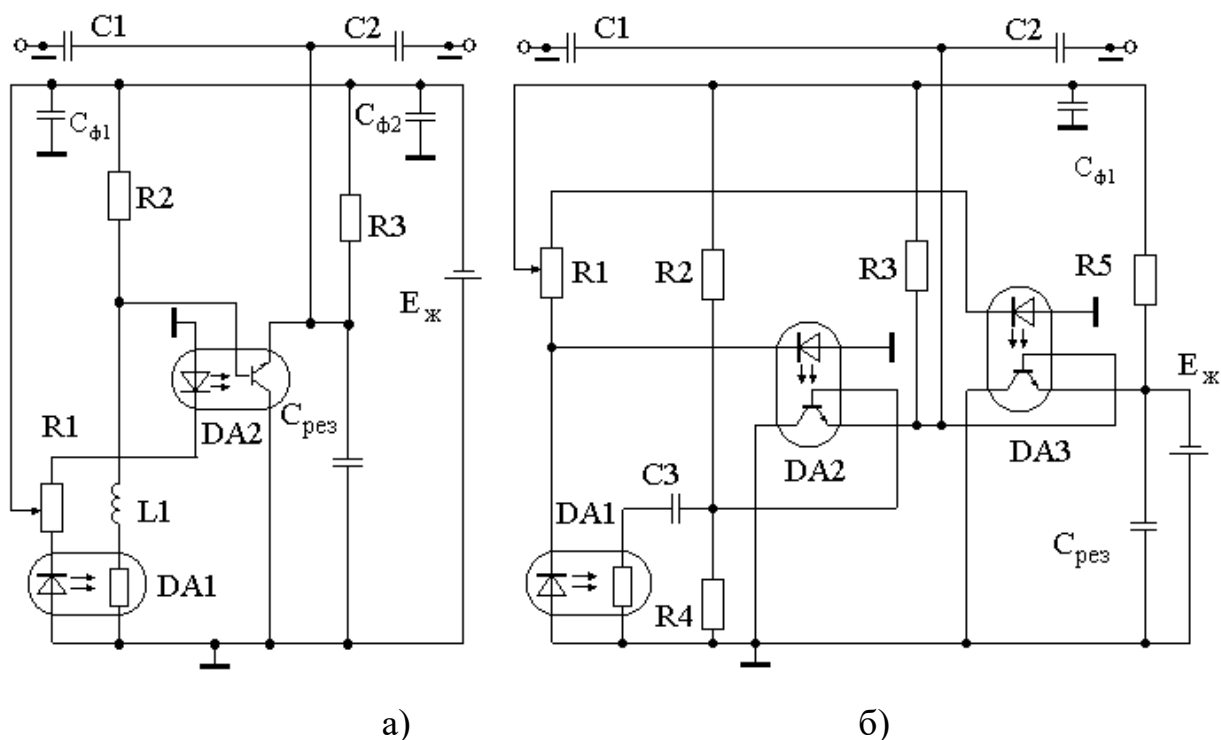


Рис. 4.3. Активні однорезонаторні фільтри на основі однострижисторного УП_К (а) і УП_К на складеному транзисторі (б)

4.3. Генераторні давачі оптичного опромінювання

На сьогодні стан розвитку автоматизованих систем контролю й управління різними технологічними та фізичними процесами характеризується широким використанням первинних засобів збору й обробки інформації. Сенсори, які входять у склад будь-якої інформаційно-виміральної чи управляючої системи у значній мірі визначають їх метрологічні характеристики.

Генераторний давач [14] – це такий пристрій, який перетворює контрольовану та регульовану величину у такий вигляд сигналу, який найбільш зручний для впливу на елементи автоматики. У загальному вигляді давач представляють як чутливий елемент та перетворювача. Вони призначені здебільшого для прийому інформації на відстані

перетворенням не електричних регульованих й контрольованих сигналів у цифровий код.

До них висувають наступні вимоги: лінійна залежність вихідної та вхідної величин; повинні мати високу динамічна чутливість; робити якнайменший вплив на регульовану чи вимірювану величину дестабілізуючих факторів; мати достатню надійність у роботі; мати мінімальну собівартість, масу та габарити. Важливим при цьому також є сумісність давачів та сучасних електронно-обчислювальними засобів, це дозволить здійснювати кодування інформації за передачі на великі відстані.

Існують дві основні схеми, по яких будують генераторні давачі оптичного опромінення: 1. Давачі на основі транзисторів, до кола зворотного зв'язку якого введений фотоелемент, у якості його виступає фоторезистор чи фотодіод, який управляє частотою генератора. У нашому випадку чутливість генераторного давача визначають чутливістю уведеного до нього фотоелемента; 2. Давачі на основі фототранзисторів, які піддаються дії оптичного опромінювання. Чутливість подібних давачів визначають чутливістю фототранзистора.

Проаналізуємо генераторні давачі на основі комбінованих транзисторних оптоелектронів.

Частота генерації $f_c(\Phi)$ буде чутливою до дії світлового потоку:

$$f_c(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{L_{ek}(\Phi) \cdot C_{рез}}}, \quad (4.3)$$

де $L_{ek}(\Phi)$ – індуктивність між емітерним й колекторним виводами біполярного фототранзистора, $C_{рез}$ – резонуюча ємність.

За відомих значень розподілених параметрів еквівалентної схеми біполярного фототранзистора, маючи на увазі граничну умову $f_c < 0,5 f_T$ й, провівши ряд математичних перетворень, маємо:

$$L_{ek}(\Phi) = \frac{Im Z_{ek}(\Phi)}{2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (4.4)$$

Світловий потік у досліджуваному діапазоні $\Phi=(0\div100)\cdot10^{-6}$ Лм призводить до збільшення струму, а це, у свою чергу, призводить до зростання індуктивності між емітерним та колекторним виводами і, як наслідок, до зниження частоти генерації.

Оцінюють давачі за параметрами:

1. P_0 – споживана потужність;
2. $P_{генер}$ – генерована потужність;
3. Φ_n – світловий потік насичення – таке граничне значення світлового потоку, за якого відбувається насичення фотоприймача електронами і надалі зростання світлового потоку не викликає змін частоти генерації давача;

4. Φ_{min} – мінімальна чутливість, або найменше значення світлового потоку, при якому відбувається генерація неврівноважених носіїв у базовій області фототранзистора й виникає фотострум;

5. $\eta_{ел} = \frac{P_{ген}}{P_0} \cdot 100\%$ – електричний ККД;

6. $S_{\Phi}^{f_2} = \frac{\Phi}{f_2} \cdot \frac{\partial f_2}{\partial \Phi}$ – чутливість частоти генерації давача світловому

потоку опромінювання Φ [6], це являє собою зміну частоти генерації за одиничної зміни Φ ;

7. $\gamma = \frac{\Delta f_{\Sigma}}{f_c} \cdot 100\%$ – величина нелінійності або наближеність

реальної характеристики давача до лінійної, розраховується як відношення сумарного максимального відхилення $\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_1 + \Delta f_2$ граничної частоти у точках екстремумів до середньої частоти f_c лінійної характеристики у обраному діапазоні;

8. Технологічність, тобто можливість виготовлення по інтегральній технології.

Результати розрахунків параметрів давачів зведені до таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

	Параметр	Схема давача		
		1	2	3
	P_0 , мВт	5	5	10
	$P_{генер}$, мВт	2,5	2,5	3,7
	$\Phi_{min} \cdot 10^{-6}$, Лм	4,3	8,7	4,08
	$\Phi_n \cdot 10^{-6}$, Лм	58,7	80,12	78,4
	$\eta_{ел}$, %	50	50	37
	$S_{f_2}^{\Phi}$	– 0,0178	–0,031	–0,0378
	γ , %	1,01	1,6	3,10
	Технологіч ність	–	–	+

У міру зростання світлового потоку зменшується чутливість частоти генерації давачів унаслідок зростання, за рахунок збільшення складової фотоструму та струму емітера фототранзисторів, на основі яких будуються давачі.

Доцільним задля оптичного керування давачами вважають діапазон світлового потоку $\Phi = (4,0-80) \cdot 10^{-6}$ Лм, у якому вплив Φ на чутливість та частоту генерації давачів буде максимальним.

Найкращу лінійність при цьому має такий давач, що побудований на складеному транзисторі з ввімкненим до кола зворотнього зв'язку фоторезистором, це пояснюється також відсутністю у колі зворотнього зв'язку індуктивного елемента.

4.4. Оптоелектронний перемикач

Одним із головних елементів радіотехнічних пристроїв автоматики виступає електрично переналагоджуваний комутатор. Він призначений для розподілу сигналів за каналів певної інформаційної системи. При цьому ключ виступає головним елементом комутатора, за проектування якого важливу роль відіграє пристрій, що обраний у якості управляючого елементу.

Сегнетоелектричні пристрої управляються великими напругами, при цьому втрати у них складають близько 1 дБ. Застосування у комутуючих пристроях варіаторів обмежується їх низькою добротністю. Головним недоліком подібних вимикачів виступає наявність гальванічного зв'язку у колах управління й сигналу.

Для спрощення їх розрахунку, вирішення проблему мініатюризації та зменшення добротності пасивних елементів по мірі збільшення частоти й зменшення розмірів застосовують у якості управляючих елементів транзисторні оптонегатрони. Застосування у якості управляючого сигналу оптичного випромінювання дозволить збільшити гальванічний розв'язок у колах управління, підвищити також швидкодію активних керуючих елементів, а також підвищити швидкість переналагодження частоти. Використання у якості управляючого елемента ключа транзисторного оптонегатрона дозволяє знизити витрати пристрою, але при цьому зберігаючи малі габарити й невеликі управляючі потужності.

Принцип дії подібного вимикача полягає у наступному. Ключ виконується на узагальненому перетворювачі імітансу ($УПЧ_K$), який утворюється транзистором у схемі включення зі спільним колектором. Індуктивність L_1 у колі зворотнього зв'язку забезпечить наявність негативного активного опору і індуктивної реактивності на виході $УПЧ_K$. Ємність C_4 спільно з вихідним опором $УПЧ_K$ утворить коливальний контур, який паралельно ввімкнений до смужкової лінії з опором $Z_0 = 50 \text{ Ом}$.

Затухання, яке вносить до лінії таке коло:

$$L_{\partial\delta} = 10 \cdot \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}} . \quad (4.5)$$

Паралельний коливальний контур, який утворюється УП_к і ємністю С4, має найбільший повний опір за частоти резонансу, тобто ключ працює у режимі “відкрито”. Компенсацію затухання сигналу здійснюють за рахунок активного опору вихідного імпедансу оптонегатрона. За дією оптичного випромінювання активний опір колектор-емітер буде негативним, а реактивний – індуктивним і практично надалі не змінюється.

При цьому параметри еквівалентної схеми транзистора змінюються, а це приводить до зміни активної і реактивної складових вихідного опору оптонегатрона.

Застосування оптичного управління забезпечить гальванічний розв’язок між колами управління й інформаційного сигналу і збільшить швидкодію перемикання ключа. Якість ключа при цьому:

$$K = \frac{\sqrt{L_{\text{закр}}} - 1}{\sqrt{L_{\text{відкр}}} - 1} = 550,$$

час перемикання 0,6...0,8 мкс.

Заміна світлового потоку випромінювання призводить до змін резонансної частоти коливального контуру на основі транзисторного оптонегатрона та змінить коефіцієнт затухання на робочій частоті. Така властивість дозволить використати подібну схему у якості активного фільтра за оптичного управління й оптично керованого атенюатора. За дії оптичного опромінювання заміна фотоструму від 0 до 200 мкА викличе заміну затухання від –3 дБ до 60 дБ на частоті 950 МГц.

За використання у колі зворотнього зв’язку замість індуктивності L1 напівпровідникового аналогу індуктивності на базі транзисторного оптонегатрона, таку схему можна реалізовувати у вигляді інтегральної мікросхеми.

ВИСНОВКИ

У бакалаврській роботі наводиться вирішення завдання поліпшення технічних характеристик елементів і пристроїв автоматики, це проявляється за рахунок використання комбінованих транзисторних оптонегатронів. Вдосконалення класифікації оптонегатронів за проведення критеріальної оцінки ефективності базових елементів дозволило визначити, що оптонегатрони виступають багатофункціональними електронними приладами, їх використання дозволяє підвищувати ефективність елементів та пристроїв автоматики. Наведено ряд запропонованих елементів і пристроїв автоматики на базі комбінованих транзисторних оптонегатронів, які мають значно кращі технічні характеристики за порівняння з прототипами, визначені також їх основні параметри, чутливість та умови стійкості.