Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

кафедра
ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

XI-а науково-практична конференція

“ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ”

6-7 квітня 2017 року

М А Т Е Р І А Л И
К О Н Ф Е Р Е Н Ц І Ї

(електронне видання)

Київ 2017

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

Голова Оргкомітету:

Л.Д. Писаренко

д.т.н., професор зав. каф. електронних приладів та пристроїв; „КПІ ім. Ігоря Сікорського”

Члени Оргкомітету:

Г.С. Воробйов
д.ф-м.н., проф. каф. Наноелектроніки, ЕлІТ, Сумського державного університету.

С.А. Воронов
д.т.н. проф. зав. каф. Прикладної фізики, Фізико-Технічного Інституту.

С.В. Денбновецький
д.т.н., професор кафедри електронних приладів та пристроїв, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”.

В.Й. Котовський
д.т.н., проф., каф. загальної фізики та фізики твердого тіла, ФМФ, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”

А.І. Кузьмичев
к.т.н.. проф. каф. електронних приладів та пристроїв, ФЕЛ, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”.

П.Г. Стахів
д.т.н., проф. зав. каф. теоретичної та загальної електротехніки, Інституту енергетики та систем керування.

В.П. Дзюба
к.т.н., головний інженер, ДП завод "Генератор".

М.Ф. Карушкін
к.т.н., начальник відділу, науково-дослідний інститут «Оріон».

С.Р. Михайлов
к.т.н., доц. каф. електронних приладів та пристроїв, ФЕЛ, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”.

О.В. Терлецький
к.т.н., доц. каф. електронних приладів та пристроїв, ФЕЛ, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”.

Вчений секретар Оргкомітету:

О.М. Бевза
ст. викл. каф. електронних приладів та пристроїв, ФЕЛ, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”.

ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ

6 квітня
10:00, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.

10:00 – 11:00 реєстрація учасників конференції
11:00 – 11:30 відкриття конференції
11:30 – 14:00 слухання доповідей
14:30 – 19:00 слухання доповідей

7 квітня
10:00, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.

10:00 – 11:00 реєстрація учасників конференції
11:00 – 15:00 слухання доповідей
15:00 Підведення підсумків конференції

ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ

7 квітня
11:00, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.

Відкриття конференції:

1. Вступне слово завідуючого кафедрою Електронні прилади та пристрої **– проф. Л.Д. Писаренко**

Пленарне засідання

Керівник секції:

к.т.н.. доц. кафедри ЕП та П, КПІ ім. Ігоря Сікорського

Терлецький О.В.

Регламент роботи:

Доповідь – по 15 хв.

ДОПОВІДІ

1. П’ясецька Наталія Іванівна
   Роберт Нойс та його внесок у розвиток науки
2. Шило Денис Сергійович
   Дослідження рівня власних шумів рентгенівського перетворювача типу "екран – об'єктив – ПЗЗ-матриця"
3. Май Олексій Володимирович
   Система параметрів інтегрального приймача субміліметрового діапазону
4. Кают Максим Сергійович
   Сучасні проблеми надійності розподілених інформаційних мереж
5. Перевертайло Володимир Володимирович
   НВЧ генератори плазми на базі еванесцентних хвиль
6. Майкут Сергій Олексійович
   Моделювання відсічки електронів в вимикачі струму магнітним полем індуктора
7. Горбенко Олександр Анатолійович
   Магнітні системи магнетрона
8. Герасименко Денис Олександрович
   Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях
9. Грамарчук Юрій Олександрович, Артюхова Олександра Віталіївна
   Використання мемристора для керування режимами НВЧ - синтезатора

14:30, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.
Секція: «Електроніка фізико-технічних систем»

Керівник секції

к.т.н.. доц. кафедри ЕП та П, КПІ ім. Ігоря Сікорського
А.І. Кузьмичев

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

10. Бітов Мирослав Валерійович
Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях
11. Волонтир Дмитро Леонідович
Оптоелектронна візуалізація нанорозмірних об’єктів
12. Волощенко Володимир Вікторович
Адаптація аналогового сигнального процесору до параметрів відеосигналу
13. Голуб Іван Анатолійович
Принципи побудови і основні елементи передавального блоку системи лазерного космічного зв'язку
14. Горлачов Олександр Дмитрович
Мультиплексор на основі кристалів CdS
15. Городецький Богдан Миколайович
Алгоритми статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу
16. Дербанов Євгеній Петрович
Блок обробки сигналу від вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях
17. Деревенець Артем Олександрович
Особливості використання датчиків Холла для вимірювання електричних величин
18. Закрева Олександр Віталійович
Волоконно оптичні системи зв'язку
19. Панченко Роман Володимирович
Аналіз сучасних периферійних пристроїв охоронних систем
20. Плешка Тетяна Євгеніївна
Резонатор на біжучих поверхнево акустичних хвилях
21. Решетник Анна Олександрівна
Радіочастотна мітка на поверхневих акустичних хвилях
22. Решетник Денис Михайлович
Акустоелектронні радіосенсори фізичних величин

8 квітня
11:00, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.
Секція: «Електроніка інформаційних систем»

Керівник секції:

к.т.н.. доц. кафедри ЕП та П, КПІ ім. Ігоря Сікорського
С.Р. Михайлов

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

23. Чернятинський Ігор Сергійович
Моделювання тріодних електродних систем високовольтного тліючого розряду з урахуванням термодинамічних параметрів анодної плазми
24. Андріянов Владислав Юрійович
Модель захоплення діелектричної наночастинки лазерним пінцетом
25. Бенфугал Амір Камелович
Лазерні системи запису та відтворення інформації
26. Вілінський Олександр Олександрович
Термоелектричний перетворювач сонячного випромінювання в електроенергію
27. Ганін Владислав Олексійович
Рівнемір на базі датчика різниці тиску з використанням гідростатичного методу вимірювань
28. Гайдамака Вадим Володимирович
Система моніторингу центру обробки даних
29. Девіс-Шилова Карина Сафіят Абімбола
Мікроконтролерна система безпеки приміщення
30. Зімовець Ігор Олексійович
Модель лазерного пінцета
31. Зозюк Максим Олегович
Аналіз оптимальних параметрів наночастки Au для створення одноелектронного транзистора
32. Іченський Владислав Сергійович
НВЧ – перетворювач із запам'ятовуючими компонентами та оцінка фазових шумів
33. Клопотовський Денис Олегович
Класифікація механізмів аутентифікації користувачів і їх огляд
34. Ковальчук Олексій Юрійович
Аналіз методів застосування нанорозмірних структур для створення оптичних міжз'єднань на кристалі
35. Ксенофонтова Анастасія Андріївна
Модель оптичного наносенсора
36. Мороз Віктор Андрійович
Джерела іонів для плазмових нейронних генераторів
37. Осінній Ілля Олегович
Переваги та недоліки методу оптичної пульсоксиметрії при вимірюванні частоти сердечних скорочень(ЧСС)
38. Пасічник Богдан Васильович

Система керування стендом випробовування теплового насосу

39. Пінькавський Олександр Сергійович
Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу
40. Поздняков Дмитрій Сергійович
Візуалізація та вимірювання нанорозмірних об'єктів за допомогою зв'язаних оптичних резонаторів
41. Пузь Богдан Юрійович
Підвищення ефективності оптоелектронного сенсора кута
42. Рожківський Олег Ігорович
Оцінка параметрів стратосферного іонного двигуна
43. Свістунов Нікіта Владиславович
Системи освітлення тепличних комплексів
44. Секер Валерій Павлович
Спектри поглинання і відображення нанокомпозитних структур на основі срібла
45. Семенюк Андрій Олегович
Волоконно-оптичні датчики амплітудної модуляції
46. Терих Владислав Вікторович
НВЧ-синтезатор частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях
47. Тихановський Мирослав Сергійович
Особливості масопереносу в двійній магнетронній розпилювальній системі
48. Цимбал Олексій Олександрович
Вимірювання середньої потужності НВЧ - перетворювача
49. Ципарська Олена Анатоліївна
Стан розвитку оптичних наносенсорів

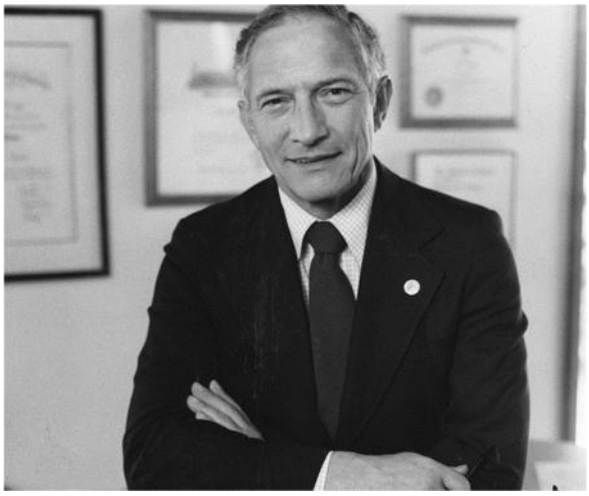
Підведення підсумків конференції
доц. Терлецький О.В.

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

УДК 519.72

Роберт Нойс та його внесок у розвиток науки

П'ясецька Н.І., д.т.н., доц. Мельник І.В.



Роберт Нортон Нойс

(1927-1990)

Технології, без яких сучасний світ уявити неможливо, могли залишитися лише яскравими ілюстраціями в книгах письменників-фантастів без розробок засновника компанії Intel, що є гігантом у сфері виробництва елементів та пристроїв; американського інженера, підприємця, винахідника інтегральних схем – Роберта Нойса.

Народився в місті Берлінгтон штату Айова в сім'ї священика Ральфа Нойса. В дитинстві Роберт Нойс відрізнявся винахідливістю та прагненням до перемоги у будь-яких іграх. У віці 12 років разом зі своїм братом сконструював аероплан, на якому здійснив політ із даху місцевої стайні. Ще в дитинстві Роберт змайстрував радіоприймач та санчата з мотором[1].

В загальноосвітній школі міста Грінель Нойс показав не тільки здібності до вивчення точних наук, зокрема до математики, але й був активним учасником шкільних гуртків: оркестру, хору та театрального. Став кращим випускником, а в шкільному щорічнику його характеризували як «хлопчика, який знає відповіді на всі питання»[2].

В 1949 році Нойс отримав ступінь бакалавра з фізики та математики Грінельского університету, в якому, окрім науки, займався плаванням, грою на гобої, виступав в театральних виставах.

За ініціативою професора Гейла, що викладав фізику в Грінельському університеті, Роберт Нойс продовжив навчання за кандидатською програмою в Масачусетському Технологічному

Інституті, після закінчення якого в 1953 році Роберт став штатним дослідником в «Philico Corporation» у Пенсильванії[1].

В 1956 році Нойс працював разом із винахідником транзистора-Нобелевським лауреатом У.Шоклі, який через недостатні управлінські здібності не зміг створити ефективні умови праці у власній лабораторії. Через це в 1957 році Роберт Нойс у складі «віроломної вісімки» перейшов під керівництво Ш.Фейерчайльда [2].

В 1957 році Роберт Нойс і Гордон Мур заснувала фірму Fairchild Semiconductor. Очолив Фірму Роберт Нойс, було йому тоді 23 роки.

Через 2 роки Роберт Нойс вирішив створити інтегральну схему, комбінуючи планарну технологію виготовлення транзисторів і техніку використання зворотного увімкнення n-p переходу для електричної ізоляції компонентів. Нойс запропонував виборче напилення тонкого шару металу поверх ізольованою двоокисе кремнію напівпровідникових структур з підключенням до контактів елементів через отвір, залишений в ізолюючому шарі. Це дозволило «занурити» активні елементи в тілі напівпровідника, ізолювавши їх окисел кремнію, а потім з'єднати ці елементи напиленими доріжками алюмінію або золота, які створюються за допомогою процесів фотолітографії, металізації та травлення на останній стадії виготовлення виробу. Таким чином, було отримано дійсно «монолітний» варіант об'єднання компонентів в єдиній схемі, а нова технологія отримала назву «планарна» [4].

В 1968 році, накопичивши досвід та практичні знання, Нойс разом із Гордоном Муром заснували сьогоднішнього лідера високих технологій – компанію «Intel», яка стала успішною не тільки через наукові досягнення, а й через ефективний управлінський стиль Нойса, який відійшов від стандартних схем та налагодив лояльну систему ініціативності та заохочень[3].

Незабаром, під керівництвом Роберта Нойса, компанія «Intel» представила мікропроцесор, який поєднує функції процесора і жорсткого диску, після чого корпорація стала світовим лідером з виробництва даної продукції.

В 1975 році світ вперше побачив процесор 8080, який на довгий час став галузевим стандартом, а ще через три роки в продаж вийшов перший 16-бітний процесор 8086.

Під керівництвом Роберта Нойса, за 12 років кількість співробітників компанії «Intel» зросла до 15 тис. чоловік, тоді як в 1968 р. в штаті було всього лише 12 осіб.

Сьогодні корпорація крім процесорів випускає досить широкий спектр іншої продукції, в тому числі материнські плати,

концентратори і маршрутизатори, флеш-пам'ять і концептуальні ноутбуки [5].

В 1988 році Нойс отримав звання президента корпорації Sematech, метою якої був розвиток технологій в американській напівпровідниковій промисловості.

В 2015 році на основі історії його успіху була написана книжка

«The Intel. Как Роберт Нойс, Гордон Мур и Энди Гроув создали самую влиятельную компанию в мире», автором якої є номінант на Пулітцерівську премію – Майкл Мелоун.

Роберт Нойс є автором 15 патентів. Він до теперішнього часу вважається автором головних винаходів століття інформаційних технологій. Без його плат на кремнієвих пластинах не було б такого унікального явища як Силіконова (Кремнієва) Долина, так що його можна назвати хрещеним батьком головного осередку стартапів.

Він зробив ПК дешевшим і продуктивним.

Без Роберта Нойса світовий ринок мікроелектроніки навряд чи був би таким, яким він є сьогодні, адже його розробки стали черговою сходинкою в розвитку інформаційних технологій, змінивши світ на краще.

Література

1. Вікіпедіа. Роберт Нойс. Елеткронний ресурс. Режим доступу: https://uk.wikipedia.org/wiki/Роберт_Нойс

2. Peoples.ru. Роберт Нойс. Електронний ресурс. Режим доступу: http://www.peoples.ru/undertake/founder/robert_noyce/.

3. Майк Мелоун, The Intel. Как Роберт Нойс, Гордон Мур и Энди Гроув создали самую влиятельную компанию в мире. – Ексмо, 2015. -120с.

4. Первые интегральные схемы. Елеткронний ресурс. Режим доступу: http://www.computer-museum.ru/histekb/integral_1.htm

5. Нойс Роберт Нортон. Елеткронний ресурс. Режим доступу: http://www.e-xecutive.ru/wiki/index.php/Нойс_Роберт_Нортон

УДК 621.19.20

Дослідження рівня власних шумів рентгенівського перетворювача типу "екран – об'єктив – ПЗЗ-матриця"

Шило Д.С., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

У сучасній промисловості для оцінки якості продукції широко застосовуються методи неруйнівного контролю. Одним з найбільш надійних на сьогоднішній день є радіаційний метод з використанням рентгенівського випромінювання.

Недоліки рентгенографії і потреба в високопродуктивних засобах контролю і діагностики стимулювали появу цифрової рентгенографії, засобами якої стало можливо підвищити продуктивність контролю і знизити його вартість. При використанні цифрової рентгенографії випромінювання, що пройшло через контрольований об'єкт, реєструється за допомогою спеціального перетворювача, оцифровується і в реальному часі у вигляді сигналу передається на відеоконтрольний пристрій [1, 2]. Є можливість зберігати окремі кадри і проводити їх цифрову обробку. Така система цифрової рентгенографії, яка дозволяє отримувати рентгенівські зображення в реальному часі, називається *рентгенотелевізійною системою* (РТВС).

Системи із рентгенівським перетворювачем типу "екран – об'єктив –ПЗЗ-матриця", маючи невисоку вартість, забезпечують відносну чутливість контролю і роздільну здатність на рівні з плівковою радіографією. Такий перетворювач має переваги перед іншими типами перетворювачів: простота конструкції, відносно невелика вага, можливість змінювати рентгенівський екран і розмір робочого поля [2].

Одним із найважливіших параметрів РТВС є відносна чутливість контролю, який визначається відношенням мінімального розміру дефекту, що виявляється, до товщини об'єкта контролю. Чутливість РТВС з рентгенівським перетворювачем на основі ПЗЗ-камери визначається ефективністю накопичення заряду і шумами. Умовно шуми поділяють на *детерміновані* і *флуктуаційні*.

Детерміновані складаються з *комутаційних завад* (наприклад, наводки від імпульсних напруг на електродах матриці) і *структурного шуму* (неоднорідностей параметрів елементів сенсора – темнового струму, чутливості тощо).

Флуктуаційні шуми являють собою сукупність шумів переносу, темнового струму, фонового заряду

(заряду, який необхідний для ефективного перенесення), шумів вхідного і вихідного пристроїв [3].

Рівень шумів ПЗЗ $\bar{N}$ прийнято оцінювати середньоквадратичним числом шумових електронів, що представляють собою середньоквадратичне відхилення числа носіїв в кожному зарядовому пакеті, що переноситься в ПЗЗ.

Темновий струм виникає внаслідок спонтанної генерації носіїв заряду в напівпровіднику фоточутливого сенсора за відсутності освітлення. Флуктуація цього струму в часі створює шум, що може істотно погіршувати якість зображення в системах з використанням накопичення зображення або в умовах слабкого освітлення ПЗЗ-матриці. Темновий струм при тривалій експозиції обмежує динамічний діапазон системи аж до повної засвітки матриці в рентгенівському перетворювачі РТВС.

Темновий струм сильно залежить від абсолютної температури і його рівень зростає зі збільшенням тривалості експозиції. Вважається, що при зменшенні температури на кожні 7–8 °С він зменшується в два рази. Для глибокого охолодження в астрономічних системах використовують азотні кріостати, в яких матриці охолоджуються до –100 °С. В більш простих системах, до яких відносяться РТВС, використовується термоелектронне охолодження на основі елементів Пельт'є, які можуть забезпечити перепад температури в 70 °С при подачі напруги 5–6 В. Таким чином температура кристалу при кімнатній зовнішній температурі досягає –40 °С, а темновий струм знижується до ~0,1 електрона на піксель за секунду. Ці елементи Пельт'є настільки компактні, що монтуються в один корпус разом із кристалом ПЗЗ.

В цифрових РТВС на основі ПЗЗ-матриці завдяки високій лінійності її характеристики можна запам'ятовувати темновий сигнал, а потім віднімати його з результуючого сигналу. Такий простий алгоритм називається *корекцією темнового струму*.

Джерелами *шумів переносу* є флуктуації зарядів, які захоплюються пастками. Кількість шумових електронів буде максимальною для пакетів, найбільш віддалених від вихідного регістра.

Для РТВС з перетворювачами на основі якісних телевізійних ПЗЗ-камер, в яких низький темновий струм і неефективність переносу складає долі електрона на десять тисяч переносів, домінуючим джерелом шуму в режимі роботи без накопичення зображення буде вихідний пристрій камери. Такий пристрій зазвичай складається з ємності зчитування, діода, скидаючого транзистора і вихідного підсилювача (типовим варіантом є двох- або трьохкаскадний істоковий повторювач з високим вихідним імпедансом). При надходженні скидаючого імпульсу діод

з'єднується з джерелом опорної напруги, після цього транзистор закривається і діод залишається "плаваючим", тобто його потенціал може змінюватися при надходженні до нього заряду, а це відбувається при наступному такті переносу заряду в регістрі. Ця зміна заряду передається на вихід приладу через підсилювач. Така система ключ – конденсатор (транзистор і плаваюча дифузія) призводить до того, що при кожному його розмиканні початковий потенціал ємності (з якої відбувається зчитування) буде різним, що і створює шум. Такий шум називається *установчим*.

Для боротьби із установчим шумом використовуються метод подвійної корельованої вибірки. Якщо попередньо запам'ятати напругу установчого шуму, то її потім можна легко відняти від результуючого сигналу і тим самим повністю придушити установчий шум.

До шумів підсилюючої електроніки можна віднести тепловий шум, дробовий, флікер-шум [4].

Тепловий (або *джонсонівський*) *шум* – рівноважний шум, який обумовлений тепловим рухом носіїв заряду в провіднику, в результаті чого на його кінцях виникають флуктуації різниці потенціалів. Середній квадрат напруги цього шуму залежить тільки від активного опору і температури зразка.

Дробовий шум пов'язаний з дискретною природою електричного заряду і обумовлений тим, що при проходженні струму кількість електронів, які перетинають задану ділянку провідника за заданий інтервал часу, завжди дискретна та постійно змінюється в часі. Якщо рух окремих зарядів незалежний, то середній квадрат флуктуацій струму визначається тільки величиною цього струму.

Флікер-шум, його ще називають надлишковим, має сильну частотну залежність спектральної густини, яка часто має вигляд $1/f^{\alpha}$, де $\alpha \approx 1$. Цей шум проявляється тільки під час протікання струму через зразок. Причинами виникнення надлишкового шуму є процеси генерації–рекомбінації в напівпровіднику (флуктуації концентрації вільних носіїв заряду призводять до флуктуацій провідності зразка), дефекти провідників, поверхневі шуми, шуми від витоку, флуктуації опорів контактів.

Зазвичай конструкція вихідного підсилювача оптимізується для отримання мінімального значення еквівалентного шумового заряду (який ще називають шумом зчитування) для певних умов використання. Для сучасних приладів на частоті порядку 100 кГц типовим значенням шуму зчитування є 3–6 електронів (при охолодженні матриці). В найкращих приладах для наукового застосування досягається значення 1,5 електрони.

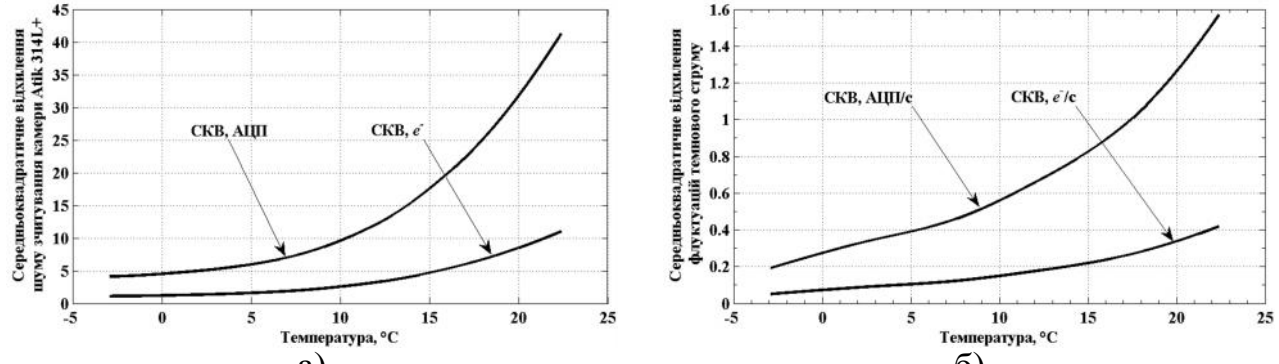
Таким чином, флуктуації темнового струму і шум зчитування

є основними джерелами власного шуму рентгенівських перетворювачів на основі ПЗЗ-матриць.

Дослідження РТВС проводилися у співпраці з ІЕЗ ім. Є.О. Патона НАН України. Система являє собою програмно-апаратний комплекс, який складається з рентгенівського апарата "Екстарвольт-350", перетворювача на основі камери Atik 314L+ із ПЗЗ-матрицею Sony ICX-285AL і рентгенівського екрана з оксисульфіду гадолінію товщиною 200 мкм, а також ЕОМ зі спеціальним програмним забезпеченням для подальшої цифрової обробки зображень. Камера Atik 314L+ призначена для астрономічних спостережень, а тому має (як переконує розробник) низький рівень шумів. Варто зазначити, що виробники камер зазвичай не уточнюють всі механізми виникнення шумів в їхніх продуктах, і, вважаючи їх досить малими, просто вказують значення еквівалентного шумового заряду. Камера оснащена світлосильним об'єктивом Computar M1214-MP2 з малими спотвореннями.

Роботи по дослідженню шумів камери Atik 314L+, які проводилися до цього, були досить поверховими і їх результати не відображали залежність шумів від температури і тривалості накопичення.

Для знаходження шуму зчитування і темнового струму була використана методика, описана в [5]. За допомогою розробленої РТВС було отримано темнові кадри (рентгенівський апарат вимкнено, перетворювач знаходився в суцільній темряві) при різній температурі ПЗЗ-матриці, а також набір кадрів з різною тривалістю накопичення. Для камери Atik 314L+ середньоквадратичне відхилення (СКВ) шуму зчитування, заявлене виробником, становить 4 електрони.



а) б)

Рис. 1. Залежності від температури: а – шуму зчитування, б – флуктуацій темнового струму

На Рис. 1 приведено залежності СКВ шуму зчитування і флуктуацій темнового струму, отримані експериментально.

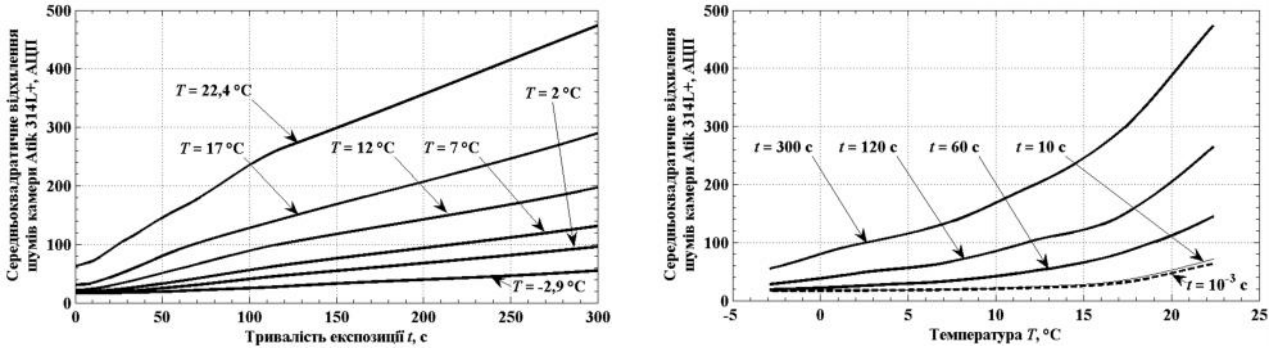
Не дивлячись на те, що рівень шуму зчитування при кімнатній температурі досягає 10 електронів (Рис. 1, а) (проти 4 електронів,

заявлених виробником), на зображенні даної камери це змінить сигнал менше ніж на 43 рівні АЦП (а у даної камери – 65535 рівнів). Такий низький рівень шуму зчитування не помітно зображенні, якщо над ним не виконувати перетворення контрасту. СКВ флуктуацій темнового струму камери при кімнатній температурі складає долю електрона (Рис. 1, б).

Було проаналізовано загальний рівень шумів, що вносяться камерою. На Рис. 2 приведено СКВ шумів в залежності від тривалості накопичення і температури.

При кімнатній температурі і тривалості накопичення 300 с СКВ шумів не досягає 500 рівнів АЦП. Такий низький рівень шумів є необхідною вимогою до камер для астрономічних спостережень.

На основі результатів, отриманих в ході експериментальних досліджень камери рентгенівського перетворювача РТВС, у програмі MATLAB була створена структура, яка являється результатом двомірної інтерполяції даних. Звертаючись до цієї структури, як до функції температури і тривалості накопичення отримуємо значення СКВ рівня шумів камери Atik 314L+ (Рис. 3).



а) б)

Рис. 2. Залежність рівня шумів камери: а – від тривалості накопичення, б – від температури

Надалі цей результат можна використовувати для моделювання РТВС з власною шумовою складовою перетворювача на основі даної камери.

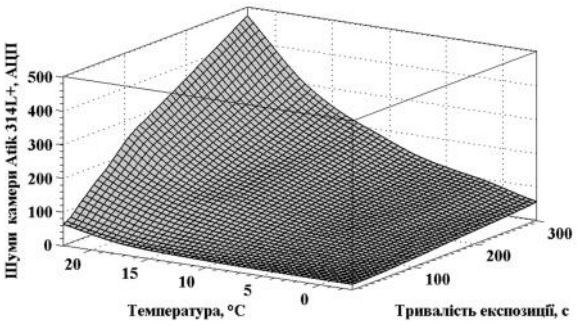


Рис. 3. Рівень шумів камери, двомірна інтерполяція результатів

Висновки

Проведено експериментальні дослідження рівня власних шумів перетворювача рентгенотелевізійної системи типу "екран – об'єктив – ПЗЗ-матриця" на основі камери Atik 314L+, яка призначена для астрономічних спостережень.

Отримані залежності рівня шуму зчитування і флуктуацій темнового струму від температури ПЗЗ-матриці. З проведених експериментальних досліджень видно, що шум зчитування, заявлений виробником, відповідає температурі сенсора $T \approx 15\,^{\circ}\mathrm{C}$.

Результати досліджень описані у вигляді структури в MATLAB, що дає можливість використовувати їх при моделюванні рентгенотелевізійних систем з даною камерою.

Література

1. Усачев Е.Ю., Валиков В.В., Точинский Е.Г. и др. Комплекс цифровой радиографии для ревизии сварных соединений действующих трубопроводов, Контроль. Диагностика – 2014, №6, – С. 60-64.

2. Троицкий В.А., Михайлов С.Р., Пастовенский Р.О., Шило Д.С. Современные системы радиационного неразрушающего контроля, Техническая диагностика и неразрушающий контроль – 2015, №1, – С. 23-35.

3. Горбачёв А.А., Коротаев В.В., Ярышев С.Н. Твердотельные матричные фотопреобразователи и камеры на их основе, НИУ ИТМО – 2013, – 98 с.

4. Лебедев А.И. Физика полупроводниковых приборов – ФИЗМАТЛИТ – 2008, – 488 с.

5. Craig Stark. Signal to Noise: Understanding it, measuring it, and improving it. Part 1 – Cloudy Nights – 2009, – 13 p.

УДК 621.39

Система параметров интегрального приемника субмиллиметрового диапазона

Май О.В., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.

Одной из перспективных сфер применения терагерцовых технологий, являются системы связи и телекоммуникаций.

На сегодняшний день скорости локальных вычислительных систем достигли отметки 100 Гб/с и 40Гб/с (100 Gи 40G Ethernet соответственно), а в Украине достигнуто 10G Ethernet. Телевидение высокой четкости требует цифровой канал 1,5 Гб/с и 6Гб/с. Поэтому стандарты 10G пригодны для передачи такого трафика. В настоящее время необходимо создание цифровых беспроводных систем, способных напрямую соединяться с 10G системами [1].

На международной конференции ISSCC 2017 (Сан-Франциско, штат Калифорния) Хиросимский Университет, Национальный Институт информатики и коммуникационных технологий и корпорация Panasonic заявили о совместно разработанном передатчике для линий связи терагерцового диапазона. Передатчик позволяет пересылать цифровые данные со скоростью 105 Гб/сна один канал в полосе частот от 290 до 315 ГГц. Полученная производительность более чем на порядок выше, чем у мобильных сетей пятого поколения (5G) [2].

В настоящее время проблеме использования сверхширокополосных импульсных радиосигналов (IR-UWB) в системах связи уделяется большое внимание. Это связано с тем, что эти сигналы имеют ряд преимуществ по отношению к узкополосным и широкополосным сигналам, основанным на синусоидальных несущих.

В системах связи с использованием сверхширокополосных импульсных радиосигналов (IR-UWB) для передачи каждого бита информации используется не отдельные моноимпульсы, а ортогональные во времени кодовые последовательности моноимпульсов, что позволяет совершать прием сигналов при низком уровне сигнал/шум путем накопления энергии этих импульсов.

В настоящее время на использование IR-UWB сигналов Федеральной Комиссией Связи (США) и Администрацией Связи

Европейского Сотрудничества введены ограничения: диапазон частот и спектральная плотность мощности ограничена частотами 3,1-10,6 ГГц и максимальная плотность этих сигналов не должна превышать 41,3 дБм/МГц. Поэтому использование IR-UWB сигналов в субмиллиметровом диапазоне представляет практический интерес, связанный с передачей этих сигналов на большие расстояния.

Одной из важнейших проблем освоения диапазона 0,3-1,0 ТГц все еще остается недостаточное наличие элементной базы твердотельных устройств, способных генерировать требуемые уровни мощности (единицы милливатт и более) и требуемой стабильности частоты (табл.1.)[3],[4].

Перспективным направлением развития систем диапазона 0,3-1,0 ТГц является разработка и внедрение новых схемотехнических решений при построении приемо-передающего и антенного оборудования, что позволит обеспечить необходимые электрические и энергетические характеристики.

Структурная схема интегрального приемника.

Ключевыми элементами радиорелейной связи являются радиоэлектронные приемо-передающие устройства, способные формировать и передавать модулированные сигналы необходимой скорости (от 1Гб/с и выше) и принимать и обрабатывать сигналы с приемлемой высокой чувствительностью.

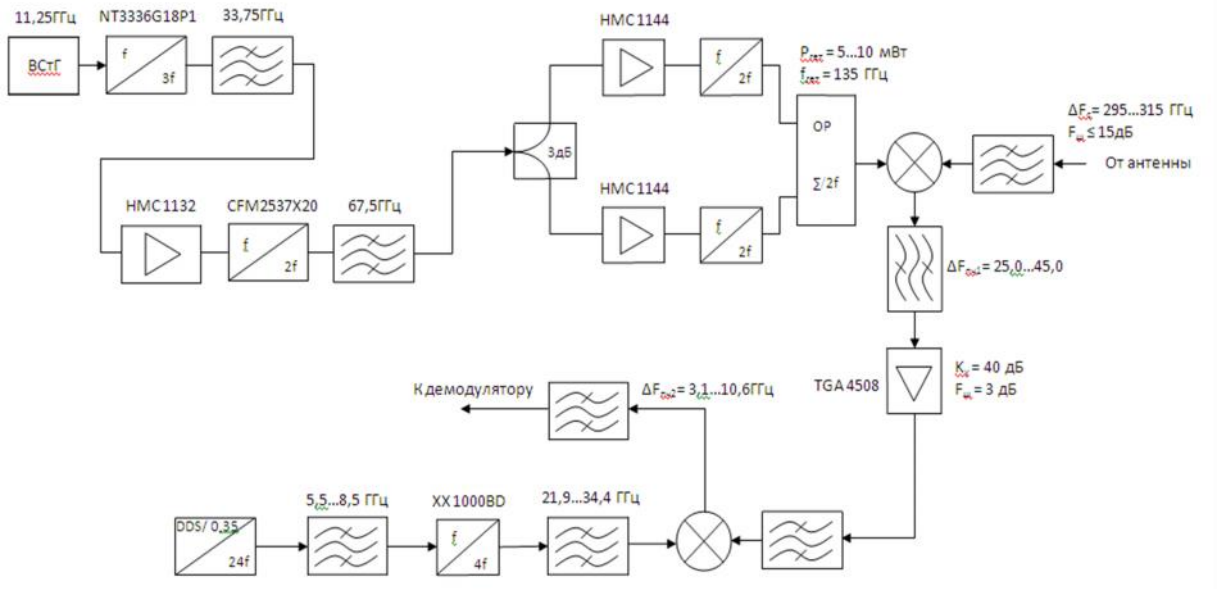


Рис. 1. Структурная схема интегрального приемника субмиллиметрового диаазона.

Структурная схема интегрального приемника (рис.1) состоит из полосно-пропускающего фильтра (ППФ), первого балансного смесителя, первого гетеродина и усилителя промежуточной частоты (УПЧ), второго балансного смесителя и второго гетеродина.

Диапазон промежуточных частот первого смесителя составляет 25,0…45,0 ГГц, второго - 3,1…10,6 ГГц.

Таким образом, реализована «сквозная» полоса пропускания Δf = 7,5 ГГц, что позволяет использовать уже разработанное модемное оборудование.

Сравнительные характеристики сверхширокополосных и других систем приведены в табл.1.

Табл. 1.

Скорость передачи данных, Мбит/с	Стандарт	Тип модуляции
480	UWB, USB 2.0	PPM/другой тип
90	Fast Ethernet	
54	802.11a	60-QAM, 16-QAM, BPSK, OFDM
20	802.11g	60-QAM, 16-QAM, BPSK, OFDM
11	802.11b	CCK
1	Bluetooth	GMSK

Важной характеристикой линии связи является удельная плотность трафика. Пространственная плотность трафика сверхширокополосных и других систем приведена в таблице 2.

Табл. 2.

Стандарт	Удельная плотность трафика, Mbs/m^2
802.11b	1,0
Bluetooth	20,0
802.11a	83,0
UWB, USB 2.0	1000

Широкое использование терагерцовых технологий в линиях диапазона 0,3-1,0 ТГц позволяет реализовать потоки до 1000 Mbps/m^2.

Моделирование функциональных узлов интегрального приемника

Частотный преобразователь сигнала

Балансный смеситель построен по схеме преобразователя с накачкой на половинной частоте гетеродина. В качестве нелинейных элементов применены два включенных встречно-параллельно диода Шоттки АА138-В3 (или аналог), верхняя граница частоты которого составляет 300 ГГц.

Конструкция преобразователя содержит два квазиоптических

сверхразмерных волновода, со стороны гетеродина сечением волновода 7,0×3,5 мм, а со стороны сигнала металлодиэлектрический волновод сечением 10×10 мм. Эти волноводы объединены микросборкой состоящей из планарной антенны, балансного смесителя и усилителя промежуточной частоты.

Конструктивно преобразователь частоты выполнен в виде волноводной вставки.

Гетеродин

Субгармоническая схема частотного преобразователя частоты позволяет снизить рабочую частоту гетеродина, что в некоторой степени облегчает разработку гетеродинной цепи. Тем не менее, сохраняются жесткие требования к стабильности гетеродина и уровню фазовых шумов.

Введение в схему гетеродина квазиоптического открытого резонатора обладающего селективными свойствами и пространственным сложением мощностей позволило на существующей элементной базе реализовать гетеродин с необходимыми уровнем мощности (5…10 мВт), фазовых шумов (-80дБн/10кГц) и стабильностью частоты гетеродина - $\pm 1\times10^{-7}$ [5].

Усилитель промежуточной частоты

Схема УПЧ состоит из двух каскадов и построена на микросхеме TGA 4508 фирмы TriQuint ($К_у$ = 40дБ; $К_ш$ = 3,0дБ). Кроме усилительных микросхем, схема УПЧ содержит вторичные источники питания, формирующие стабилизированное напряжение на микросхемы.

УПЧ конструктивно совмещен с микросхемой смесителя для минимизации потерь слабого сигнала ПЧ.

Конструктивные особенности.

Интегральный приемник выполнен в модульном исполнении с максимальным применением монолитных микросхем, обеспечивает компактность конструкции, а также удобство его сборки и монтажа.

Для обеспечения качественной работы приемника будут разработаны вторичные источники питания, формирующие необходимые высокостабильные напряжения для всех узлов приемника.

Сквозная частотная характеристика приемника имеет суммарный коэффициент передачи не менее 40 дБ, при этом неравномерность коэффициента передачи не превышает 3 дБ.

Сравнительные характеристики интегральных приемников 250-300 ГГц приведены в таблице 3[6,7].

Табл. 3.

Радиосистема	250*	300 ГГц **	300 ГГц
Частота, ГГц	250	290-310 ГГц	295-315 ГГц
Полоса частот, ГГц	16	20	20
Скорость цифрового потока, Гб/с	8	10	10
Коэффициент шума, дБ	10	15	15
Коэффициент передачи приемного тракта, дБ, не менее	40	40	40
Частота гетеродина, ГГц	–	135	135
Мощность гетеродина, дБм, не менее	10	10	5
Фазовый шум гетеродина, дБн/10кГц, не более	– 80	– 80	– 80
Динамический диапазон, дБ	60	60	60
Нестабильность частоты	+/– 1×10^{-7}	+/– 1×10^{-7}	+/– 1×10^{-7}
Модуляция	APSK	APSK	QPSK 2 QAM 16, 32, 64
Технология	InP, GaAs	InP, GaAs	InP, GaAs

Выводы

Разработанная конструкция преобразователя частоты на металлодиэлектрическом волноводе (10×10 мм), состоящая из квазиоптического открытого резонатора, сверхразмерных прямоугольных металлического и металлодиэлектрического волноводов и микросборки с нелинейными элементами, позволяет реализовать широкие полосы рабочих частот (20 ГГц и более).

Введение в гетеродин квазиоптического открытого резонатора обладающего селективными свойствами и пространственным сложением мощности позволяет достигнуть требуемого уровня мощности (5-10дБм) гетеродина преобразователя частоты.

На базе разработанных электронных компонентов и узлов спроектирована базовая конструкция интегрального приемника диапазона 295-315 ГГц с коэффициентом шума на уровне 15дБ, которая выполнена в модульном исполнении с максимальным применением монолитных микросхем.

Литература

1. М.Е. Ильченко, Т.Н. Нарытник, Б.Н. Шелковников, В.И. Христенко. Радиотелекоммуникационные системы терагерцового

диапазона. Электроника и связь 3. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии», 2011;

2. www.isscc.org;

3. 300 GHztransmissionsystem / C. Jastrow, K. Munter, R. Piesiewicz, T. Kurner, M. Kochand, T. Kline-Ostmann // ElectronicsLetters. – 2008. – vol.44, No.3.-p.75-77;

4. Peter H. Siegel. Terahertz technology // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques.-2002.-vol.50, No.3-p.910-928;

5. M.Ye. Ilchenko1, T.N. Narytnik2, S.V. Denbnovetskii1, O.V. MayМай1, O.V. Lutchak1, & A.I. Fisun2, O.I. Belous2. Modelling of functional units of the terahertz band transmitting and receiving radio paths. Telecommucation and Radio engineering, 75 (x): 1-13(2016);

6. H.J. Song, K. Ajito, A. Hirata, A. Wakatsuki: 8 Gbit/s wireless data transmission at 250 GHz, Electronics Letters, 22nd of October, 2009, Vol. 45, No. 22;

7. Tae Jin Chung and Won-Hui Lee: 10-Gbit/s Wireless Communication System at 300 GHz, ETRI Journal, Volume 35, Number 3, June 2013, p.386-396.

УДК 004.72

Современные проблемы надежности распределенных информационных сетей

Каут М.С., к.т.н., доц. Терлецкий А.В.

На сегодняшний день, информационные технологии – это полезный инструмент, который успешно применяется во множестве сфер жизни общества. Современное производство требует высоких скоростей обработки информации, удобных форм ее хранения и передачи. Необходимо также иметь динамичные способы обращения к информации, способы поиска данных в заданные временные интервалы; реализовывать сложную математическую и логическую обработку данных. Сложно представить удовлетворение этих требований без надежного и производительного объединения удаленных мощностей обработки информации в одно глобальное целое. Здесь на помощь нам и приходят сетевые технологии. Сетевые технологии постоянно развиваются и совершенствуются, приобретая функциональность, максимально отвечающую требованиям современного этапа развития систем автоматизации, контроля и управления.

Согласно данным компании CISCO [1], на приведенном ниже рисунке, объем трафика в сети Интернет за период 2015-2020гг. возростет почти в три раза. При этом к 2020 г. около 80% этого трафика будет составлять видеотрафик. Эти цифры говорят о том, что пропускная способность современных каналов связи при существующих методах и средствах управления трафиком в сетях близка к исчерпанию. Существующие темпы роста пропускной способности сети будут не в состоянии удовлетворять растущие потребности пользователей.

В глобальном масштабе трафик IP-видео будет составлять 82 процента от общего потребительского интернет-трафика к 2020 году, по сравнению с 70 процентами в 2015 году. Глобальный трафик видео в секунду увеличится в три раза с 2015 до 2020. Интернет-видео-трафик вырастет в четыре раза с 2015 по 2020 год.

Объем трафика интернет-видеонаблюдения в 2015 году почти удвоился: с 272 петабайт (ПБ) в месяц в конце 2014 года до 516 ПБ в месяц в 2015 году. Объем трафика интернет-видеонаблюдения возрастет в десять раз между 2015 и 2020 годами. В глобальном масштабе 3,9 процента всего интернет-видео трафика будет обусловлено видеонаблюдением в 2020 году, по сравнению с 1,5 процентами в 2015 году.

Усложнения архитектуры информационных сетей и все более широкое их использование в технологических процессах накладывают высокие требования к надежности и эффективности их работы.

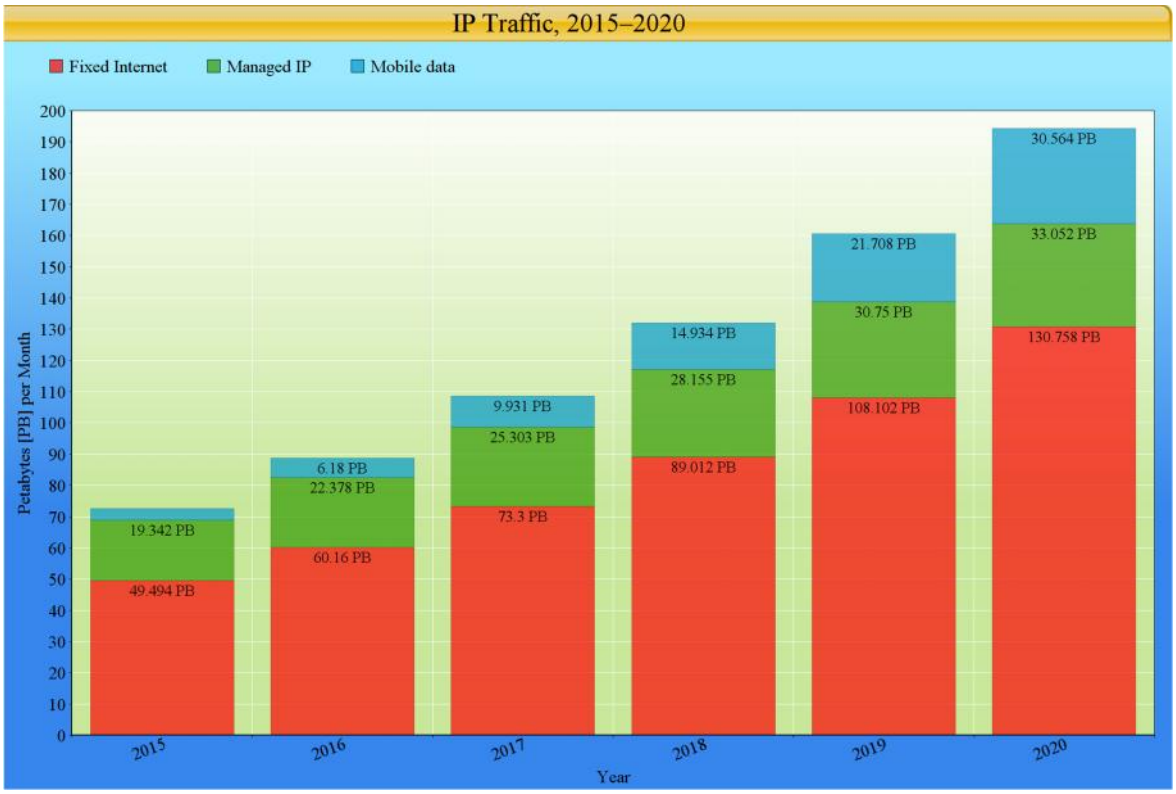


Рис. 1. Интернет-трафик за 2015-2020гг. по данным CISCO

Ниже представлено основные угрозы надежности и отказоустойчивости вычеслительных сетей в реальных условиях их эксплуатации.

Из приведенной классификации видно, что основными угрозами надежности информационных сетей являются:

- отказ активного или пассивного сетевого оборудования;
- несанкционированный доступ к сетевому оборудованию или информации;
- ошибки при монтаже и конфигурации сети.

Отказ сетевого оборудования может быть вызван неверной конфигурацией или монтажом сетевого оборудования, истощением ресурсов оборудования со временем эксплуатации либо формированием петель коммутации [2]. Образование петель коммутации является одной из самых распространенных проблем надежности и отказоустойчивости информационных сетей. Необходимость устранения топологических петель в

вычислительной сети следует из того, что их наличие в реальной сети с высокой вероятностью приводит к бесконечным повторам передачи одних и тех же кадров Ethernet одним и более коммутатором. В результате пропускная способность информационной сети оказывается почти полностью занята этими бесполезными повторами.

Несанкционированный доступ к сетевому оборудованию или информации может привести к тому, что злоумышленник может изменить конфигурацию сети, привести к неработоспособности определенный участок сети либо всю сеть в целом, изменить либо уничтожить информацию. Для предупреждения подобных ситуаций необходимо вносить в информационную сеть сетевые фильтры и фаерволы [3].

Рис. 2. Классификация угроз надежности и отказоустойчивости информационных сетей

На сегодняшний день для повышения надежности вычислительных сетей используют протоколы HSRP (Hot Standby Router Protocol) [4], VRRP (Virtual Router Redundancy Protocol) [5], LACP (Link Aggregation Control Protocol) [6] и др. Все они основаны на использовании структурного резервирования устройств или каналов связи. При использовании данных методов сетевое оборудование или каналы связи объединяются в резервируемые группы. При выходе из строя одного элемента в группе, его работу начинают выполнять другие элементы группы. Большим недостатком данных методов является то, что они не

исключают образования петель коммутации и, учитывая стремительный рост глобального интернет траффика, данные методы технически устаревают и в скором времени не смогут справляться с такими огромными потоками информации, что приведет к ограничению пропускной способности вычислительных сетей.

Исходя из вышесказанного, актуальной проблемой является поиск путей модернизации вычислительных сетей: построение единой высокопроизводительной многоуровневой масштабируемой коммуникационной инфраструктуры, которая объединяет традиционные и беспроводные сегменты, обеспечивает повышение качества и расширение спектра информационных услуг. Обновление сетевой инфраструктуры призвано значительно повысить производительность коммуникационных систем за счет устранения «узких» мест в пропускной способности абонентских портов, подключения серверного оборудования посредством высокоскоростных интерфейсов с использованием протоколов многопользовательского доступа, повышения быстродействия агрегирующих каналов и создания высокопроизводительного ядра сети.

Одно из важнейших требований, предъявляемых к новой сети, – возможность управления пропускной способностью каналов для эффективного совмещения передачи различных видов информации, включая данные, трафик системы IP-телефонии и комплекса видеонаблюдения. Кроме того, новое решение должно обеспечить организацию высокоскоростного защищенного доступа пользователей к сетевым и информационным ресурсам с помощью персональных компьютеров и мобильных клиентских устройств. Еще одним важным свойством должна стать высокая надежность системы, обеспечиваемая высококачественным сетевым оборудованием, правильными технологическими и архитектурными решениями – резервированием основных сетевых компонентов (коммутаторы всех сетевых уровней, каналы связи и ядро сети), использованием стекирования коммутаторов, обеспечивающим не только повышение уровня готовности сети, но и рост ее производительности. И наконец, для организации высоконадежной и самовосстанавливаемой информационной сети необходима система управления и мониторинга коммуникационной инфраструктурой и управления сетевыми ресурсами, которая гарантирует эффективное администрирование, своевременное обнаружение «конфликтов» в работе устройств и оперативное устранение нештатных ситуаций, осуществляет наблюдение за трафиком пользователей и сетевых устройств в целях обеспечения безопасности информационных ресурсов [7].

Выводы:

1. Стремительный рост обьема интернет-трафика привел к тому, что пропускная способность

современных каналов связи при существующих методах и средствах управления трафиком в сетях близка к исчерпанию.

2. Существующие на сегодняшний день средства обеспечения надежности и повышения производительности информационных сетей становятся технически устаревающими. Исходя из этого, на сегодняшний день остро возникает необходимость поиска новых, более производительных и надежных методов построения архитектуры вычислительных сетей и методов обеспечения их надежности и информационной безопасности, наряду с повышением производительности.

Литература

1. Cisco Public. Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2015–2020, White Paper – 2016, – С. 1-29;

2. Петля коммутации // Режим доступа : http://xgu.ru — Дата доступа : 15.03.2017;

3. Информационная безопасность // Режим доступа: http://www.itsec.ru/articles2/Inf_security/tak-shto-zhe-takoe — Дата доступа: 10.03.2017;

4. Функции и возможности протокола HSRP (Hot Standby Router Protocol) // Режим доступа: http://www.cisco.com/cisco/web/support/RU/9/92/92159_hsrpguidetoc.html — Дата доступа : 05.03.2017

5. *R. Hinden* RFC 3768 Virtual Router Redundancy Protocol (VRRP) / R. Hinden // Режим доступа: https://tools.ietf.org/html/rfc3768 — Дата доступа: 05.03.2017

6. US Patent number 7,414,985 / Link aggregation publ. on August 19, 2008**;**

7. Сетевые технологии Hewlett-Packard повышают эффективность работы многопрофильной клиники «Медицина» // Режим доступа: https://www.hpe.com/h20195/v2/GetPDF.aspx/c04491332.pdf - Дата доступа: 12.03.2017.

УДК 621.328

НВЧ генератори плазми на базі еванесцентних хвиль

Перевертайло В.В., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І.

В електроніці особливості протікання плазмових процесів викликають необхідність вивчення умов генерації низькотемпературної плазми, дослідження елементарних процесів, що проходять у газорозрядній камері, де відбувається генерація плазми, діагностики потоків низькотемпературної плазми [1]. Розгляд питання можливості застосування НВЧ плазми для обробки поверхні твердого тіла великої площі (метри квадратні) приводить науковців до фундаментальної проблеми: зона однорідності поверхні, яка бере участь у процесі обробки. Знайдена інформація підтверджує, що в останні роки іде робота по створенню прототипів НВЧ генераторів, які будуть забезпечувати технологічні вимоги до поверхні обробки твердого тіла та наношуваного покриття, давати конкурентоспроможні результати, при цьому будуть екологічно безпечними, простими у конструюванні та порівняно недорогими на ринку.

У даній роботі зосереджено увагу на можливості генерації низькотемпературної газорозрядної плазми (НГП) за допомогою еванесцентних хвиль та зроблено порівняння сучасних приладів, які будуються на базі таких хвиль. Еванесцентна хвиля – це хвиля, що затухає, поступово перестає розповсюджуватись (прикладом може бути хвиля у позамежному хвилеводі). Оскільки така хвиля не поширюється у позамежному хвилеводі, тобто швидко затухає, тому генерація плазми за допомогою цієї хвилі може відбутись лише поблизу позамежної ділянки, яка називається еванесцентною, про що буде йти мова далі. Теоретично така хвиля має квазінезмінну амплітуду вздовж певної довжини, сама ж довжина хвилі може сягати декількох метрів. Завдяки таким особливостям еванесцентні хвилі могли б використовуватись в іоно-плазмовій технології для генерації плазми, крім того такі відомості уже були знайдені у деяких наукових роботах, зокрема – [2-6].

У статті розглянуто три підходи, що забезпечують збудження еванесцентної хвилі:

- збудження за допомогою позамежного хвилеводу;
- еванесцентна хвиля, що збуджується за допомогою поверхневої хвилі;
- еванесцентна хвиля, що збуджується поблизу поверхні діелектрика за рахунок ефекту

порушення повного внутрішнього відбиття.

У результаті проведеного аналізу вдалось визначитись із напрямками подальших досліджень і розробок у даній області.

Метод отримання плазми у формі довгої однорідної лінії

Для прямокутного хвилеводу (ПХ) одним з підходів до збільшення довжини хвилі електричного поля може стає зменшення ширини хвилеводу до певної величини [1]. Ця гранична ширина визначається мінімальним розміром, при якому почне проявлятись стан відсічення.

Еванесцентна хвиля у прямокутному хвилеводі. Довжина НВЧ хвилі для частоти 2,45 ГГц обмежується приблизно 12 см у вільному просторі. Довжина хвилі λ_g збудженого НВЧ поля (TE_{10}) всередині прямокутного хвилеводу описується наступним виразом [2,3]:

$$\lambda_g(\varepsilon) = \frac{\lambda(\varepsilon)}{\sqrt{\varepsilon\mu}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda(\varepsilon)}{2a}\right)^2}},$$

де λ – довжина хвилі у вільному просторі, a – ширина хвилеводу.

На Рис. 1 показано залежність між шириною хвилеводу та довжиною хвилі λ_g, що поширюється цим хвилеводом [3]. Окіл точки відсічення, 61,3 мм, на рисунку позначений як еванесцентна ділянка, де довжина хвилі λ_g різко зростає. Коли ширина хвилеводу наближається до ширини позамежного хвилеводу, можна отримати довжину хвилі більше 1000 мм. Так, при ширині хвилеводу 62 мм довжина хвилі складає 776 мм, а при ширині 61,3 мм може досягти 2467 мм [3]. Ця ділянка дуже корисна для генерації плазми, яка буде мати форму довгої лінії. Представлений графік справедливий для ε=1, якщо ж внутрішнє середовище хвилеводу буде мати ε>1, то положення зростаючої ділянки кривої буде зміщуватись.

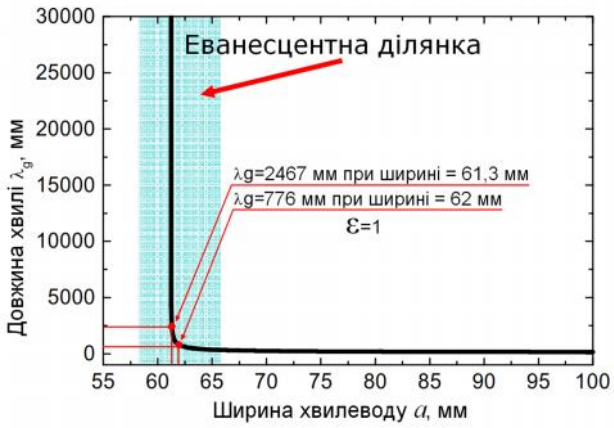


Рис. 1. Залежність довжини хвилі, що розповсюджується у прямокутному хвилеводі, від його ширини

Крім того, у роботі [2] показано, що при генерації НВЧ хвилі у вакуумі отримання плазми однорідної по концентрації заряджених частинок та лінійної протяжної форми буде забезпечуватись при ширині хвилеводу 61,3 мм, тобто за умови генерації еванесцентної хвилі.

В роботах [2-4] наведено можливі конструкції НВЧ генераторів на еванесцентних хвилях для отримання плазми у формі довгої лінії. Варіант експериментальної установки показаний на Рис. 2 [2,3]. Джерело НВЧ плазми однорідної лінійної

форми складається з таких основних частин: джерело живлення (1); магнетронний НВЧ генератор (2), що працює на частоті 2,45 ГГц, має потужність 700 Вт; хвилевід для поширення основної моди; більш вузький хвилевід (6) для забезпечення умов генерації еванесцентної хвилі, у який НВЧ хвиля потрапляє з основного тракту за допомогою перехідного звужувального хвилеводу (5); та пристрої узгодження – триштиревий підлаштовувач (4), короткозамикальний поршень (7). Відбита хвиля відводиться з основного тракту за допомогою феритового циркулятора (3) з добре узгодженим навантаженням. Хвилевід основного тракту за допомогою перехідного хвилеводу змінює розміри з 96 мм × 27 мм на 62 мм × 5 мм. Висота хвилеводу була зменшена з метою збільшення щільності потужності в хвилеводі [2]. Живлення подається з боку входу.

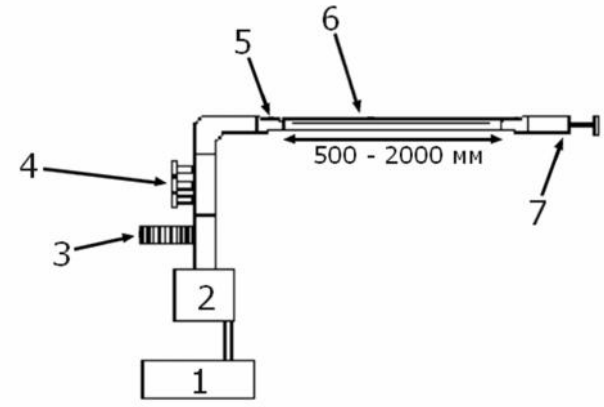


Рис. 2. Схематичне зображення установки для створення газорозрядної плазми лінійної форми

Для того, щоб розділити НВЧ тракт та область генерації плазми, використовується спеціальна розрядна трубка (газорозрядна камера), конструктивне розміщення якої показано на Рис. 3. Вона виготовлена з жаростійкого кварцового скла загальною висотою 15 мм і товщиною 3 мм, кріпиться за допомогою затискачів та розташована вздовж щілини канавки, де напруженість електричного поля досягає свого максимуму. Відстань від внутрішньої нижньої стінки хвилеводу до верхньої зовнішньої стінки газорозрядної камери (глибина вставленої розрядної трубки) h складає 1,5 мм для Не плазми при тиску 533 Па, відстань між внутрішніми стінками камери w = 35 мм. У якості газового наповнення може використовуватись гелій або аргон.

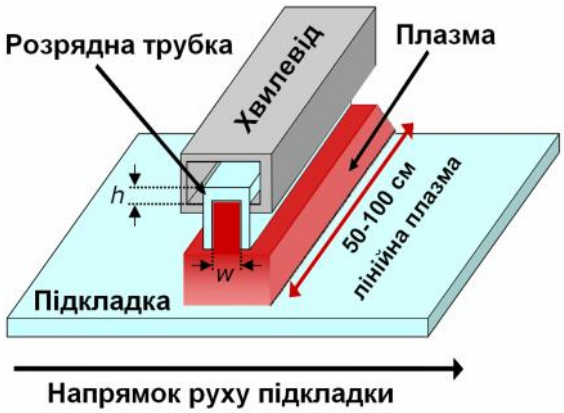


Рис. 3. Пояснення методу обробки поверхні підкладки великої площі за допомогою газорозрядної плазми однорідної лінійної форми

У роботі [3] введено інший тип НВЧ джерела лінійної плазми високої щільності на базі еванесцентних хвиль. У його конструкцію входить два джерела НВЧ потужності. Такий метод називається випадком

подвійного живлення. По технології обробки підкладок досить схожий до попереднього, коли використовується НВЧ потужність від одного магнетрона, але перевагами стали більша концентрація заряджених частинок у плазмі та більша площа оброблюваної поверхні. Також були досліджені оптимальні робочі параметри технологічної установки для генерації плазми (Рис. 4).

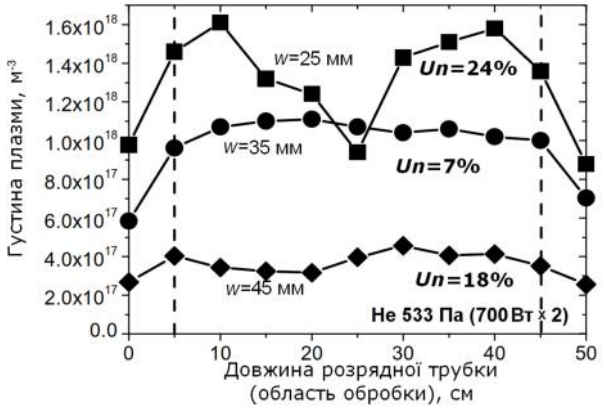


Рис. 4. Вибір оптимальної ширини газорозрядної трубки w; газ – He, тиск 533 Па, потужність НВЧ 1,4 кВт (Un – неоднорідність плазми)

Як видно з рисунку, при однаковій довжині розрядної трубки (50 см) в області обробки 5…45 см найменша неоднорідність *Un* = 7% отримана при ширині газорозрядної трубки 35 мм. Важливо зазначити, що при тих же умовах роботи відсоток неоднорідності складає майже у двічі менше (3,7%), якщо область обробки розташувати на проміжку 10…40 см.

Робочі параметри останніх двох методів: ширина хвилеводу (*a*), глибина вставленої розрядної трубки (*h*), ширина трубки (*w*), тиск (*p*), споживана потужність (*P*).

Джерело плазми на основі поверхневої хвилі

Нещодавні дослідження [4] показали, що **джерело плазми на поверхневій хвилі** може створювати щільний і рівномірний плазмовий потік. Було розроблено нове джерело плазми на основі еванесцентних хвиль з використанням двох паралельних пластин. Одна з пластин з отворами, інша – без. Структура джерела показана на Рис. 5.

Основною перевагою такого джерела є те, що на поверхні дірчастої пластини (ДП) через сильне електричне поле, яке генерується на її поверхні, можна отримати плазму високої щільності. Інтенсивність і однорідність поверхневих хвиль залежать від діаметра отворів і відстані між отворами у ДП. Діаметр отворів лежить в межах 2...8 мм Отвори розташовані симетрично і займають до 50% від загальної площі ДП. Плазма утворюється поблизу поверхні ДП завдяки еванесцентному полю.

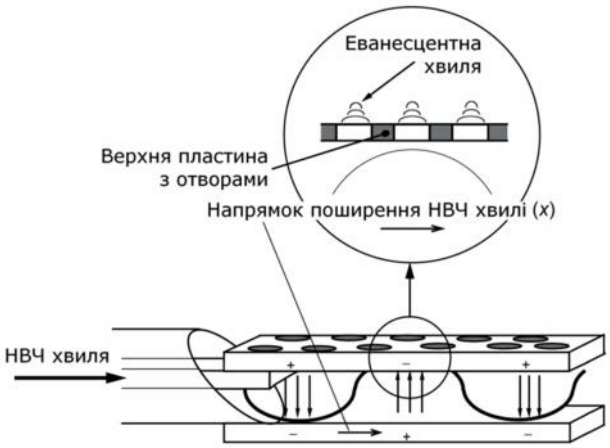


Рис. 5. Схематичне зображення двохпластинчастого плазмового генератора на основі

еванесцентних хвиль

У своєму складі джерело плазми містить блок НВЧ потужності із частотою 2,45 ГГц. НВЧ потужність підводиться до двох металевих пластин за допомогою коаксіального кабелю (хвилеводу). Хвилевід і пластини знаходяться у вакуумній камері. Пластини розташовуються паралельно один одному, відстань між ними складає 10 мм. Матеріал пластин – алюміній, товщина – 2 мм, площа – 100 мм × 140 мм.

Збудження еванесцентної хвилі поблизу поверхні діелектрика внаслідок ефекту порушення повного внутрішнього відбиття

Ще один з методів генерації еванесцентної хвилі – генерація поблизу поверхні діелектрика внаслідок ефекту порушення повного внутрішнього відбиття.

Цей метод був розглянутий у роботі [9]. Конструкція НВЧ тракту показана на Рис. 6. НВЧ хвиля поширюється у хвилеводі, потрапляє у тіло діелектрика, де частина хвилі, що падає, відбивається від грані діелектрика і продовжує поширення у сторону поршня, а частина тунелює, проникаючи через клітку Фарадея у сторону горілки. Та хвиля, яка утворюється поблизу клітки Фарадея, і є еванесцентною хвилею.

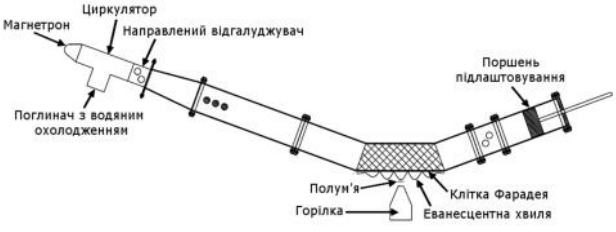


Рис. 6. Конструкція генератора еванесцентної хвилі, що збуджується поблизу поверхні діелектрика внаслідок ефекту порушення повного внутрішнього відбиття

Три метода дозволяють отримати еванесцентну хвилю для генерації газорозрядної плазми. Пристрої та технологія, що базуються на цих методах, ще не повністю вивчені та потребують аналізу і вдосконалень. Результатом розвитку дослідження можуть стати нові конструкції та технологічні процеси у області обробки приповерхневого шару твердого тіла.

Висновки

На основі проведеного дослідження можна розробити технологію створення джерел НВЧ плазми на базі еванесцентних хвиль. Корисним застосуванням таких джерел може стати виробництво плоских дисплеїв, презентаційних екранів, сонячних панелей і т.п., де висуваються жорсткі вимоги до однорідності оброблюваних поверхонь та визначена необхідність у підкладках великих площ (метри квадратні).

Література

1. Данилин Б.С. Применение низкотемпературной плазмы для нанесения тонких пленок. – М.: Энергоатомиздат, 1989, 328 с.;

2. Abdel Fattah E., Suzuki M., Kitamura Y. and Shindo H. Large-Scaled Line Plasma Production by

Evanescent Microwave in a Narrow Rectangular Waveguide // 28th ICPIG. – 2007, July 15-20. – Prague, Czech Republic;

3. Abdel Fattah E., Fuji S. and Shindo H. Large-scaled line plasma production by evanescent microwave // Plasma Devices and Operations. – 2009, Vol. 17, No. 3, pp. 221–228;

4. Shanmugavelayutham G., Ramasamy R., Fukasawa T., Kajiyama H. and Shinoda T. Development of uniform line-shaped plasma under long wavelength evanescent microwave (LWEM) for PDP processing // Proc. of ASID. – 2006, October 8-12. – New Delhi. – pp. 328-331;

5. Yoshida Y., Ogura H. Compact holey-plate plasma source // Vacuum 74. – 2004, pp. 509-513;

6. Emanuel S. Stockman, James B. Michael, Alex Fuller, Sohail H. Zaidi, and Richard B. Miles. Toward High Q, Evanescent Coupled Microwave Controlled Combustion // 47th AIAA Aerospace Sciences Meeting Including The New Horizons Forum and Aerospace Exposition – 2009, January 5-8. – USA, Orlando, Florida, pp. 1-10.

УДК 621.385

Моделювання відсічки електронів в вимикачі струму магнітним полем індуктора

Майкут С.О., Дрозд І.М., к.т.н., доц. Кузьмічєв А.І., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.

Використання індукційних вимикачів струму дозволяє проводити роз'єднання електричного кола за 1-2 мікросекунди при робочих напругах 1-10 кВ та струму до 2 кА. Робота вимикача струму базується на керуванні траєкторіями електронів та іонів у вакуумно-дуговому розряді. Використовується роз'єднання потоку електронів та іонів між катодом і анодом за допомогою наведеного магнітного поля, яке генерується, наприклад, соленоїдом, що перебуває назовні вакуумного приладу.

Існує декілька варіантів використання вимикачів струму: по-перше, у якості запобіжника високої швидкодії; по-друге, у якості буфера шунтування.

Вагомою перевагою газорозрядного вимикача струму є можливість роботи у середовищі з високим рентгенівським випромінюванням (АЕС, космос).

Фізичні процеси, що протікають у приладі, носять назву «критичний режим», коли магнітне по у схрещеному електромагнітному полі на стільки велике, що висота циклоїдальної траєкторії електрона стає меншою, ніж пряма відстань катод-анод.(Рис.1)[1].

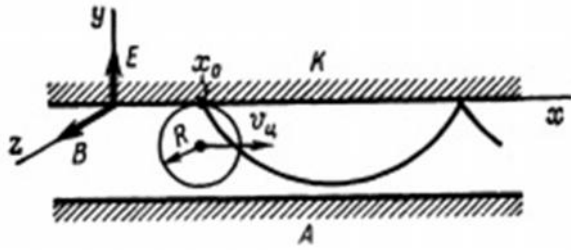


Рис. 1. Циклоїдний рух електрона в схрещених полях. Електрон входить в простір взаємодії в точці x_0 з нульовою початковою швидкістю

Сила Лоренца F, що діє на електрон в магнітному полі (1)

$$F= -q\{ [rotA\times \nu]+\frac{\partial A}{\partial t} \qquad (1)$$

де q – величина заряду, rotA – ротор векторного потенціалу, ν – швидкість руху заряду.

Рівняння, яке описує рух електрона в схрещеному електромагнітному полі

$$m \frac{\partial \nu}{\partial t}=-e\{E+[\nu B]\} \qquad (2)$$

де m – маса електрона (частинки), B B – вектор магнітної індукції, e – заряд електрона

Радіус траєкторії електрона в магнітному полі в умовно необмеженому просторі між анодом та катодом

$$R = \frac{mB}{eB^2} \qquad (3)$$

Період обертання електрона

$$\tau = \frac{2\pi}{\omega_{\text{ц}}} = \frac{2\pi \cdot m}{eB}, \qquad (4)$$

де $\omega_{\text{ц}}$ – циклотронна частота.

Траєкторії електронів при $B = 0$ нормальні до поверхонь анода і катода. При відстані між анодом та катодом $d = 2R$ електрони лише торкаються анода в вершині циклоїди. При $d > 2R$ електрони, не доходячи до анода (див. рис.1), рухаються по циклоїдним траєкторіям. При цьому конвекційний струм на анод I_a різко падає, як показано на Рис. 2. Відповідна величина магнітної індукції в зазорі називається критичною індукцією $B_{\text{кр}}$. Кінцеву швидкість спаду струму поблизу точки $B = B_{\text{кр}}$ і наявність невеликого струму $I_a \neq 0$ при $B > B_{\text{кр}}$ пояснюється дифузією електронів на анод в результаті зіткнень з молекулами залишкових газів, початковими тепловими швидкостями електронів і коливаннями, що спонтанно виникають в електронній хмарі магнетрона. Деяку роль відіграють також відхилення форми електродів від симетрії, вплив обмеженості областей, і наявність щілин в поверхні анода.

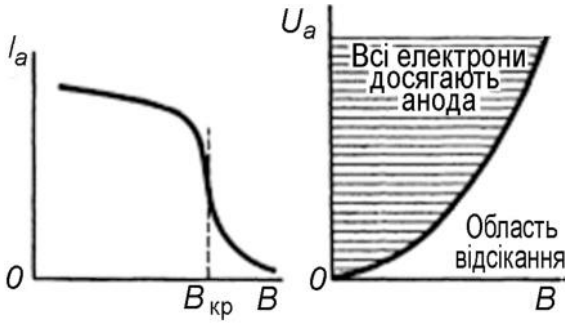


Рис. 2. Залежність анодного струму в робочому просторі від індукції магнітного поля в статичному режимі при сталій напрузі анода (а) та парабола критичного режиму (б) [2]

Критичне магнітне поле, при якому в статичному режимі припиняється анодний струм плоского діода, визначається при заданій анодній напрузі $U_a = const$

$$B_{кр} = d = 2R; E = \frac{U_a}{d} \qquad (5)$$

Звідки

$$B_{кр} = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{2m}{e}U_a} \qquad (6)$$

Формули для циліндричних електродів (див. рис.1)

$$B_{кр} = \frac{\sqrt{\frac{8m}{e}U_a}}{r_a(1-\frac{r_k^2}{r_a^2})} \qquad (7)$$

$$B_{кр} = \frac{6.75\sqrt{U_a}}{r_a(1-\frac{r_k^2}{r_a^2})} * 10^{-4}[мл] \qquad (8)$$

де r_a і $r_л$ – радіуси анода і катода, відповідно.

При малих розмірах катода вираз (8) спрощується

$$B_{кр} \approx \frac{1}{R_a}\sqrt{\frac{8m}{e}U} \qquad (9)$$

де R_a – радіус анода.

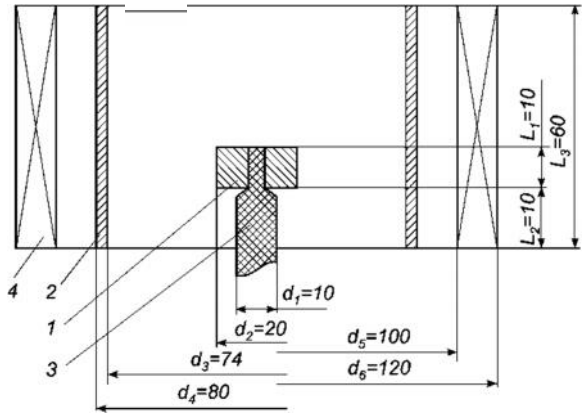


Рис. 3. Конструкція пристрою: 1 – катод, 2 – анод, 3 – тримач, 4 – індуктор

Для простору з внутрішнім анодом [3].

$$B_{кр} \approx \frac{r_a}{R_k^2}\sqrt{\frac{8m}{e}U} \qquad (10)$$

Наведені вище вирази (5) - (10) дозволяють проводити розрахунки для ідеалізованих конструкцій. Для валідації та верифікації їх у реальних приладах необхідно провести фізико-топологічне моделювання приладу та чисельний розрахунок його параметрів. А результати моделювання порівняти з розрахунками за виразом (7).

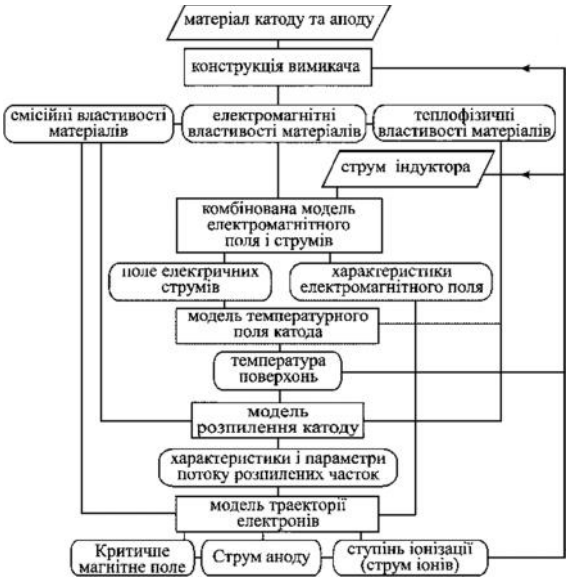


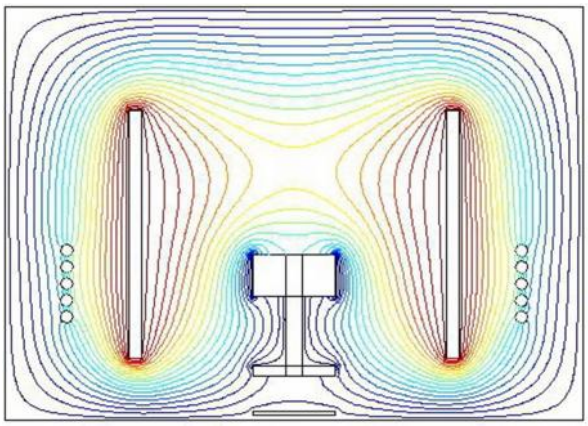
Рис. 4. Ієрархічна структура фізико-топологічної моделі індукційного вимикача струму

На Рис. 4 наведено ієрархічну структуру фізико-топологічної моделі індукційного вимикача струму, в якій послідовно проводиться чисельний розрахунок електростатичних та магнітних полів, траєкторії електронів та іонів та параметрів приладу.

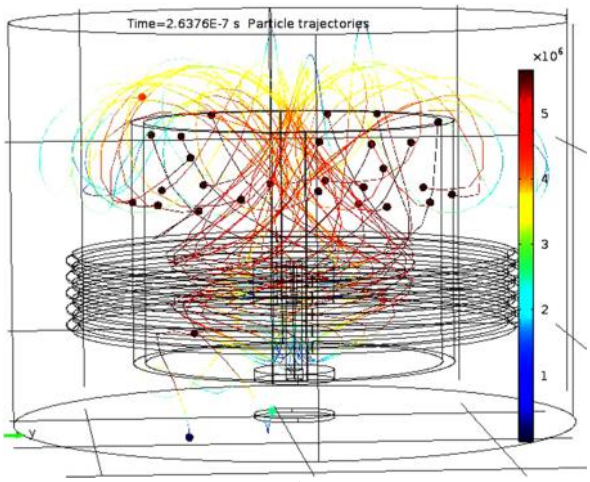
На рис.5 та рис.6 наведено результати розрахунків структури електричного поля та траєкторії електронів у індукційному вимикачі струму.

На аноді задавалася напруга U_a = 1 кВ.

На Рис. 5 наведено результати розрахунку для випадку заземлених стінок приладу (межі області обчислень). В цьому випадку електрони через наявність крайового ефекту потрапляють на зовнішню сторону аноду.

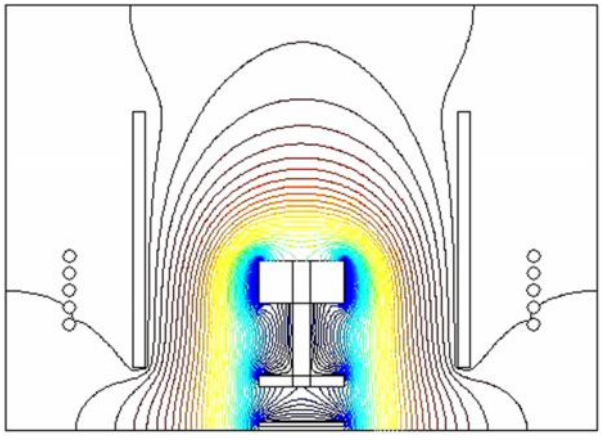


а)

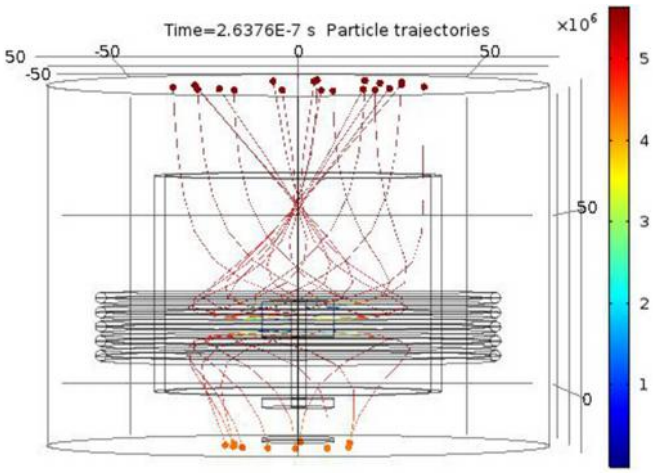


б)

Рис. 5. Еквіпотенціалі електричного поля (крок 50 В) (а) в індукційному вимикачі струму та траєкторії електронів (б) у випадку заземлених стінок корпусу



а)



б)

Рис. 6. Еквіпотенціалі електричного поля (крок 50 В) (а) в індукційному вимикачі струму та траєкторії електронів (б) у випадку ізольованих стінок корпусу

У випадку ізольованих стінок приладу (Рис. 6) електрони не потрапляють на анод.

Фізико-топологічне моделювання індукційного вимикача струму дозволяє виявити всі можливі недоліки, що можуть негативно впливати на роботу даного приладу, встановити параметри та провести оптимізацію.

На Рис. 7 наведено графік залежності критичного магнітного поля у поверхні катоду від напруги на аноді отриманий за виразом (7).

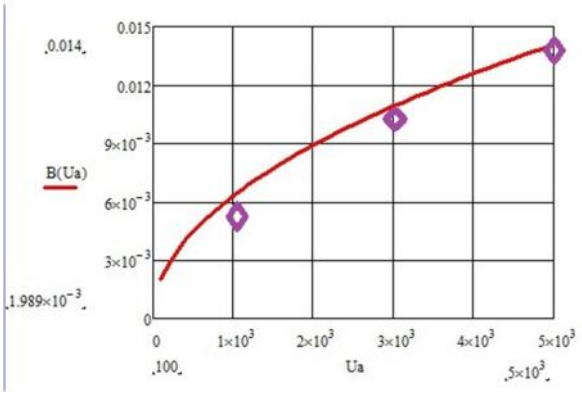


Рис. 7. Графік залежності критичного магнітного поля у поверхні катоду від напруги на аноді за виразом (7) та результати чисельного розрахунку

Залежність мінімального струму в індукторі, магнітне поле якого перешкоджає потраплянню електронів на анод від напруги на аноді приведено в таблиці нижче.

Анодна напруга, кВ	1	3	5
Струм індуктора, А	1,28	3,06	6,4

Висновки

Побудована фізико-топологічна модель дозволила провести розрахунки структури електричного та магнітного поля, траєкторії електронів та критичні параметри індукційного вимикача струму. Дослідження проведено з урахуванням впливу крайових ефектів на роботу.

Література

1. Лебедев И.В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т.2. Электровакуумные приборы СВЧ. - М.: Высшая школа, 1972.;

2. Бекк А. Электронные лампы. Теория и конструирование. - М.: Сов. радио, 1958.

3. Шимони К. Физическая электроника. - М.: Энергия. 1977.

УДК 621.793.18: 621.38

Магнітні системи магнетрона

Горбенко О.А., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І.

Потенційні можливості застосування магнетронних розпилювальних систем в даний час ще далеко не повністю реалізовані та обговорені. Найбільш чітко переваги цих систем проявляються при осаджені плівок металу, отримані оптичних покриттів, а також плівок надпровідних металів. Магнетронні системи розпилення дозволяють наносити плівки з високою рівномірністю по товщині на великих площах [1].

Процес кінетичного вибивання атомів з поверхні твердого тіла (мішені) за рахунок передачі імпульсів від іонів до атомів мішені при бомбардуванні її поверхні іонами називається іонним розпиленням.

Іонне розпилення в умовах газового розряду дуже складний процес, оскільки поверхня мішені піддається впливу не тільки іонів робочого газу, але й інших високоенергетичних часток, включаючи атоми після перезарядження іонів і фотони з розрядної плазми. На поверхні мішені, що перебуває в газовому середовищі, де є реакційно – активні добавки, одночасно відбуваються хімічні реакції, що впливають на хід процесу розпилення. Прикладом може бути розпилення в аргоні не дуже високої чистоти, де домішки кисню або пар води окислюють поверхню мішені й змінюють швидкість розпилення.

Коли мова йде про системи, де мішень одночасно є катодом газового розряду, часто використають термін «катодне розпилення», маючи на увазі при цьому, що розпилення мішені є результат впливу всіх часток, що попадають на катод.

Розпилені частки мають значну кінетичну енергію (~1-10еВ), завдяки якій вони здатні переміщуватися на великі відстані від мішені. Якщо на шляху часток розташовується підкладка, вони конденсуються на ній, утворюючи шар з розпиленого матеріалу мішені. Цей процес і лежить в основі технології нанесення тонких плівок.

Магнетронні системи відносяться до систем розпилення діодного типу, в яких розпорошення матеріалу проходить за рахунок бомбардування поверхні мішені іонами робочого газу (зазвичай аргон), що виникають в плазмі аномального тліючого розряду. Висока швидкість розпилення, характерна для цих систем, досягається за рахунок збільшення щільності іонного струму за рахунок локалізації плазми у розпорошеній

поверхні мішені за допомогою сильного поперечного магнітного поля.

Принцип дії такої системи зображено на Рис. 1. Основними елементами приладу є катод – мішень, анод і магнітна система. Силові лінії магнітного поля замикаються поєднуються між полюсами магнітної системи. Поверхня мішені, яка знаходиться між місцями входу та виходу силових ліній магнітного поля, інтенсивно розпилюється і має вигляд замкненої доріжки, геометрія якої визначається формою полюсів магнітної системи.

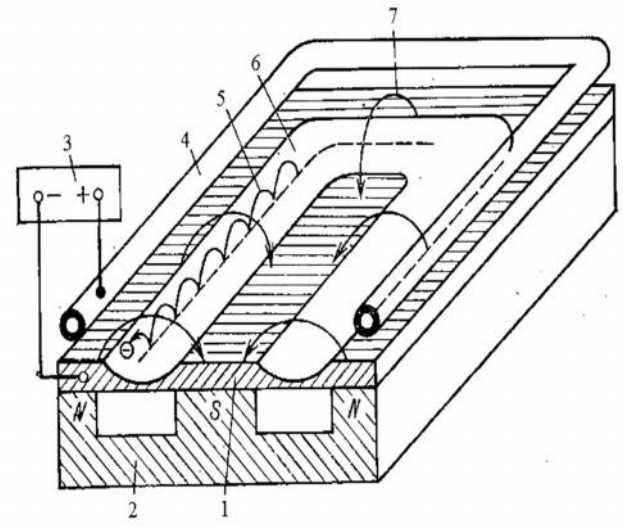


Рис. 1. Схема магнетронної розпилювальної системи з плоскою мішенню. 1 – катод – мішень, 2 – магнітна система, 3 – джерело живлення, 4 – анод, 5 – траєкторія руху електрону, 6 – зона розпилення, 7 – силова лінія магнітного поля

При поданні постійної напруги між мішенню (від'ємний потенціал) і анодом (додатній або нульовий потенціал) виникає неоднорідне електричне поле та збуджується аномальний тліючий розряд. Наявність замкненого магнітного поля біля розпиляємої поверхні мішені дозволяє локалізувати плазму розряду безпосередньо біля мішені. Емітовані з катода під впливом іонного бомбардування електрони захоплюються магнітним полем, вони рухаються по складній циклоїдальній замкненій траєкторії біля поверхні мішені. Електрони знаходяться в пастці, яка створюється з однієї сторони магнітним полем, та повертає електрони на катод, а з іншого боку – поверхню мішені, яка відштовхує електрони. Електрони циклують в цій пастці до тих пір, поки не відбудеться декілька іонізуючих зштовхувань з атомами робочого газу, в результаті яких електрон позбувається отриманої від електричного поля енергію. Таким чином, більша частина енергії електрона, перш ніж він потрапить на анод, використовується на іонізацію і збудження, що значно збільшує ефективність процесу іонізації і призводить до збільшення концентрації додатних біля поверхні мішені. Це в свою чергу обумовлює збільшення інтенсивності іонного бомбардування мішені і вагомий ріст швидкості розпилення, а внаслідок, і швидкості осадження плівки [1].

Іони, що попадають на мішень в МРС, тобто на катод, прискорюються в прикатодному шарі позитивного просторового заряду. Цей шар також називають темним катодним простором, оскільки газ у ньому світиться набагато слабкіше, ніж у розрядній плазмі. Шар автоматично

утвориться біля катода в будь-якому розряді через малу рухливість іонів, і він забезпечує прискорення не тільки іонів, але й катодних електронів у зворотному напрямку. Падіння напруги на цьому шарі приблизно дорівнює розрядній напрузі U, і якщо іони під час свого руху не зіштовхуються з газовими молекулами, їхня енергія на катоді дорівнює qU, де q - заряд іона. При зустрічі з молекулами газу іони піддаються пружнім й непружнім зіткненням: перші приводять до їхнього відхилення від первісного напрямку руху й втрати частини кінетичної енергії; другі при тих умовах, які мають місце в розпилювальних системах, пов'язані з перезарядженням іонів, при якому іони перетворюються в нейтральні частки зі збереженням вектора своєї швидкості, а газові молекули перетворюються в іони з початковою енергією, що відповідає тепловій енергії молекул газу. Потім нейтральні частки летять до мішені – катода по інерції, а іони починають прискорюватися до нового зіткнення з газовою молекулою або мішенню.

Таким чином, рух іонів у катодному шарі носить естафетний характер, а катодне розпилення обумовлене бомбардуванням іонами й нейтральними частками [2]. Чим нижче тиск робочого газу й тонший катодний шар, тим менша роль цих ефектів.

Доволі часто при дослідженні магнітних систем необхідно визначити значення магнітної індукції в будь-яких точках простору, що оточує досліджувану систему. Для вирішення цієї задачі ми використали прилад для вимірювання магнітної індукції Щ1-8.

Прилад представляє собою переносний прилад, що застосовується для вимірювання індукції постійних полів магнітів, електромагнітів, соленоїдів в лабораторних та промислових умовах.

Для виміру магнітного поля використовується ефект Холла. Якщо через однорідну пластину напівпровідника (рис.2),

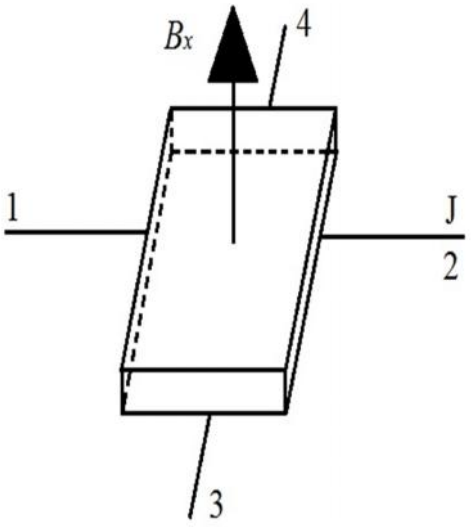


Рис. 2. Пластина напівпровідника що знаходиться в магнітному полі B, яке перпендикулярне площині мішені, пропустити струм через контакти 1,2, то між контактами 3,4 виникне напруга Холла – Ux.

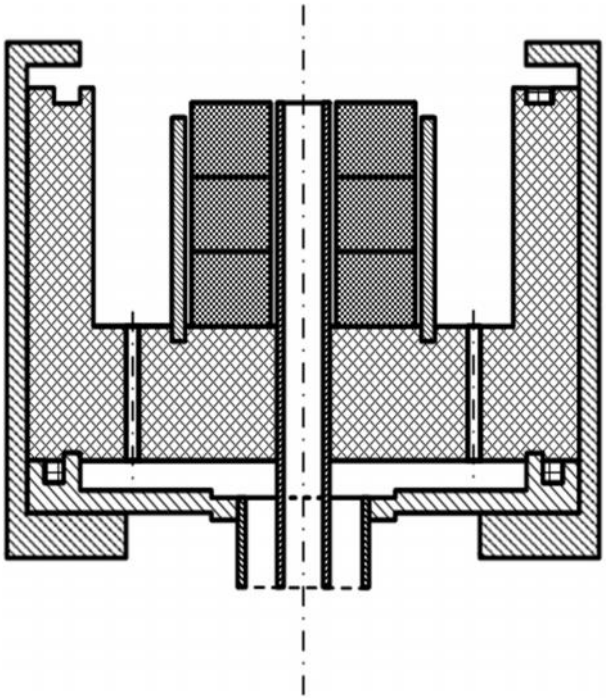
При використанні приладу необхідно пам’ятати, що правильний підрахунок може бути зроблений тільки тоді, коли площина перетворювача Холла складає з напрямком вектору магнітної індукції кут 90°. Індукцію магнітного поля було досліджено доволі точно за

рахунок обмеження переміщення зонду в просторі.

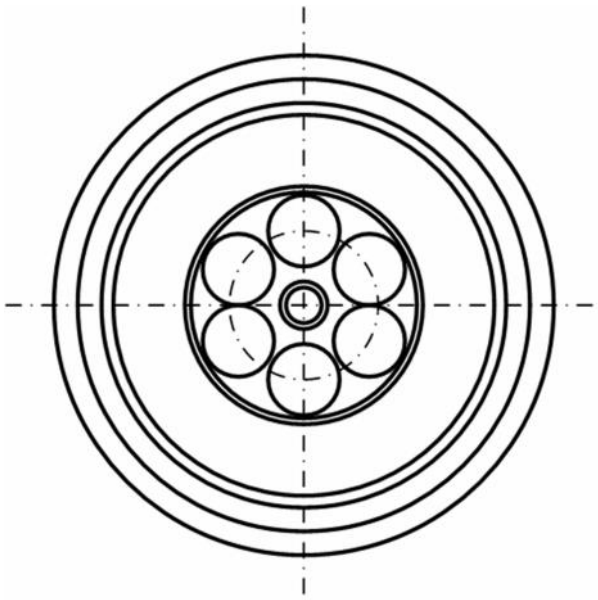
Крім того слід враховувати, що в неоднорідному полі розміри перетворювача можуть здійснювати вплив на результати дослідження. Напруга Холла пропорційна середньому значенню індукції поля в межах площі, обмеженої поверхнею перетворювача.

Тому перетворювач Холла, що застосовується в приладі, має розміри 1 × 0,25 мм. Розміри перетворювача здійснюють вплив на результати вимірювання при неоднорідності поля більше 5% на сантиметр, так як в цьому випадку індукція поля в будь-яких точках перетворювача може відрізнятися на 0,5%.

В даній роботі було досліджено планарний магнетрон з плоскою мішенню круглої форми (рис.3).



а)



б)

Рис. 3. Досліджуваний магнетрон: а) вигляд збоку; б) вигляд зверху

Даний тип МРС має широке застосування в техніці за рахунок своєї конструкції, оскільки плоска мішень відкрита в сторону підкладки, тому ефекти самозапилення і перерозпилення в них незначні.

Подібні МРС – відносно простої конструкції, мають невеликий об’єм, їх виготовляють у вигляді закінченого функціонального модуля і встановлюють на дні технологічної камери. Пласка мішень має круглу форму. Ці системи легко масштабуються по потужності від десятків ват до сотень кіловат [3].

Недоліком планарних магнетронів є невеликий процент використання матеріалу мішені (в найкращому випадку 50 – 60%) через сильну неоднорідність її розпилення – зона ерозії має вигляд вузької і глибокої кільцевої канавки, яка знаходиться під впливом силових

ліній магнітного поля і кільцевої тороподібної плазмової області [3].

Ми отримали наступні значення магнітної індукції:

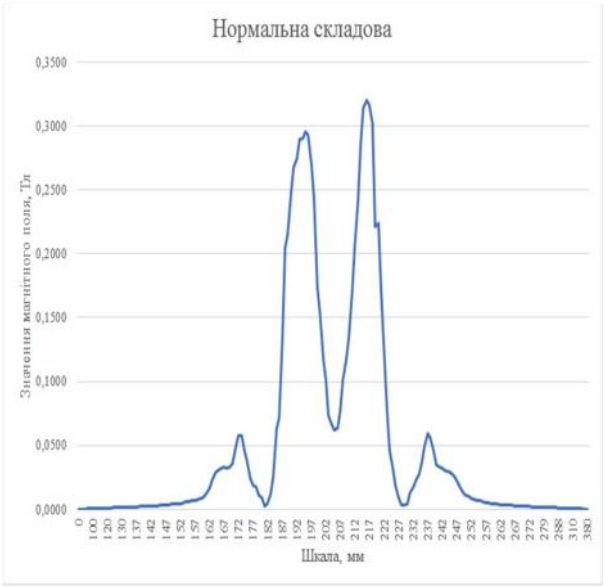


Рис. 4. Нормальна складова

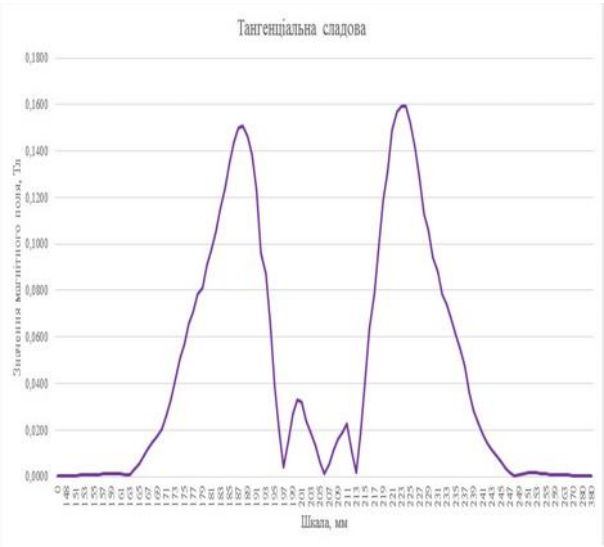


Рис. 5. Тангенціальна складова

Як ми бачимо магнітне поле виникає лише в області де знаходиться магнетрон.

Якщо магнітна система організована таким чином, що всі силові лінії магнітного поля двічі пересікають катод-мішень, виходячи з одного полюса системи і входячи в інший, тобто переходячи тільки поблизу катода і не розсіюються в сторони, то МРС з такою системою зазвичай називають звичайною (*conventional*), з обмеженою плазмою (*confined plasma*) або збалансованою (*balanced magnetron*).

В такі МРС генерація іонів виникає в обмеженій тороподіній зоні. Малий розмір області іонізації, понижений коефіцієнт амбіполярної дифузії поперек силових ліній магнітного поля призводить до того, що плазмова область розряду прижата до поверхні катода. Її висота зазвичай не більше 50-60 мм [3].

При розміщенні підкладки не в цій зоні, що зазвичай і робиться, щоб не ускладнювати підтримання розряду, до неї доходить мало заряджених частинок, і вона тільки перехоплює потік розпилених атомів мішені, із яких і виникає плівка [3].

Оскільки іонний вплив на процес росту тонких плівок високої якості не є обов'язковим, МРС з збалансованим полем отримали широке застосування, в наш час, для нанесення тонких шарів різних матеріалів в мікроелектроніці і інших областях, де необхідні щадні умови для виробу.

Висновки

Для дослідження магнітних систем було використано прилад для вимірювання магнітної індукції Щ1-8.

Для виміру магнітного поля в приладі використовується датчик, що базується на ефекті Холла.

Ми отримали нормальну та тангенціальну складові магнітної індукції.

Індукцію магнітного поля було досліджено доволі точно за рахунок обмеження переміщення зонду в просторі.

Література

1. Данилин В.С., Сырчин В.К. Магнетронные распылительные системы // М.: Радио и связь, – 1982. – С. 73;
2. Abril I. The contribution of fast neutrals to cathode erosion in glow discharges // J. Phys. D: Appl. Phys, – 1984. – Vol. 17. – P. 1841-1849;
3. Кузьмичёв А.И. Магнетронные распылительные системы // К.: Аверс, – 2008. – С. 244.

УДК 531.71; 531.78

Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях

Герасименко Д.О., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Приведено результати теоретичних та експериментальних досліджень дисперсії фазової швидкості поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) при збуренні мембраною електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу. Запропонована конструкція сенсора мікропереміщень та тиску на базі ПАХ-генератора, математична модель, що зв'язує конструктивні, електричні параметри з метрологічними характеристиками. Результати експериментальних досліджень підтверджують теоретичні розрахунки.

Ключові слова: поверхневі акустичні хвилі (ПАХ); дисперсія фазової швидкості; сенсор мікропереміщень та тиску; функція перетворення, коефіцієнт перетворення; генераторний (частотний) метод вимірювання.

Вступ

Сенсори фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) активно розробляються та впроваджуються в інформаційно-вимірювальні системи. Переваги таких сенсорів обумовлені простотою збудження, приймання, високою чутливістю перетворення інформаційних сигналів в широкому динамічному діапазоні при застосуванні частотних та фазових методів вимірювання. Такі сенсори застосовуються для вимірювання сили та тиску, вологості, температури та складу газового середовища, напруженостей електричного та магнітного полів, прискорення, лінійних, кутових переміщень та швидкості [1 – 5].

В останні роки пристрої на ПАХ активно впроваджуються також у радіовимірювальні системи, які містять пристрій опитування і обробки інформації та дистанційно віддалені пасивні сенсори на поверхневих акустичних хвилях і застосовуються для радіомоніторингу оточуючого середовища та контролю параметрів рухомих об'єктів, у тому числі вони можуть функціонувати в агресивному середовищі [6 –9].

Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Сенсори на ПАХ створюються на базі зміни [1–2]:

– фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки (ЛЗ) внаслідок

деформації звукопроводу, при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електричного або магнітного поля;

- коефіцієнта відбиття ПАХ від зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП), що з'єднанні із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, вологість, електричне або магнітне поле;
- акустичної довжини ЛЗ при переміщенні приймача ПАХ над поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу;
- фазової швидкості ПАХ при переміщенні механічного зонда (мембрани) в електричному полі хвилі.

Якщо дія механічних та фізичних величин призводить до набігання фази хвилі у ПАХ-пристрої не більшому π, то в основі таких сенсорів доцільно застосовувати високостабільний ПАХ-генератор, що містить регульовані під впливом вимірювальних величин резонатор або ЛЗ на ПАХ [1 –3].

При необхідності вимірювання лінійних або кутових переміщень в динамічному діапазоні до 100…200 мм (360 кут. град.) необхідно застосовувати фазовий метод вимірювання. Для усунення багатозначності фазових вимірювань запропоновано метод вимірювання на основі використання фазового набігання кількох поверхневих акустичних хвиль на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу на різних частотах [4, 5].

Мета і завдання досліджень

Метою досліджень є оцінка потенційних параметрів сенсора мікропереміщень та тиску на базі використання дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі в результаті збурення мембраною (зондом) електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу.

Для досягнення поставленої мети розроблені конструкція сенсора мікропереміщень та тиску на базі ПАХ-генератора, математична модель, що зв'язує конструктивні і електричні параметри з метрологічними характеристиками, проведені експериментальні випробування.

Основна частина

Функціональна схема сенсора мікропереміщень та тиску (рис.1) містить ЛЗ на ПАХ на основі п'єзоелектричного звукопроводу, зустрічно-штирові перетворювачі якої сполучені з підсилювачем електричних коливань, утворюючи таким чином ПАХ-генератор. Усі елементи розміщуються у корпусі, який герметично закритий мембраною, котра виконана із пружного матеріалу (наприклад, бронза, сталь тощо) і змінює своє положення відносно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу в межах $0\ldots\lambda$, де λ – довжина ПАХ.

Мембрана переміщується в електричному полі ПАХ, потенціал

якого змінюється при віддаленні від поверхні п'єзоелектричного звукопроводу за формулою $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi\rho)$ [10], де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні звукопроводу; $\rho = x/\lambda_0$ – нормований зазор; x – відстань від п'єзоелектричної поверхні до мембрани; $\lambda_0 = V_0/f_0$; V_0 та λ_0 – фазова швидкість та довжина ПАХ на вільній поверхні звукопроводу; f_0 – частота ПАХ.

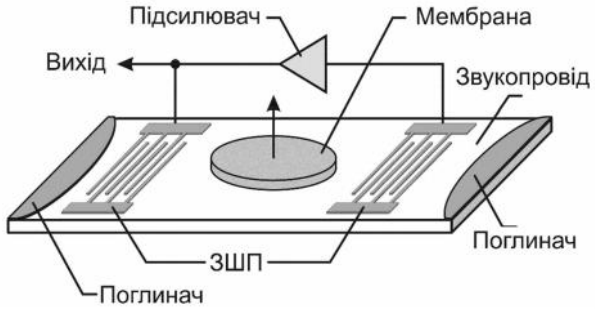


Рис. 1. Функціональна схема сенсора

При генераторному методі вимірювання частота ПАХ-генератора із врахуванням дисперсії фазової швидкості ПАХ при збуренні електричного поля хвилі мембраною визначається співвідношенням [11]:

$$f \approx \left(n - \frac{\Psi_x}{2\pi}\right)\frac{V_0}{L}, \qquad (1)$$

де n – ціле число, що визначає моду коливань, звичайно $n = 100...250$; L – відстань між центрами ЗШП; Ψ_x – додаткове фазове набігання хвилі на збуреній ділянці п'єзоелектричного звукопроводу, яке визначається співвідношенням:

$$\Psi_x = \pi N k \exp(-2\pi\rho), \qquad (2)$$

де $N = W_0/\lambda_0$ – число довжин хвиль на збуреній ділянці звукопроводу; $k = -2[V(x) - V_0]/V_0$ – коефіцієнт електромеханічного зв'язку, який практично визначає відносну зміну фазової швидкості ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу; $V(x)$ –фазова швидкість ПАХ на ділянці звукопроводу під мембраною.

На Рис. 2 зображені теоретичні (графіки 1…3) залежності фазового зсуву вихідного сигналу ЛЗ на ПАХ при збурені мембраною електричного поля для різних матеріалів.

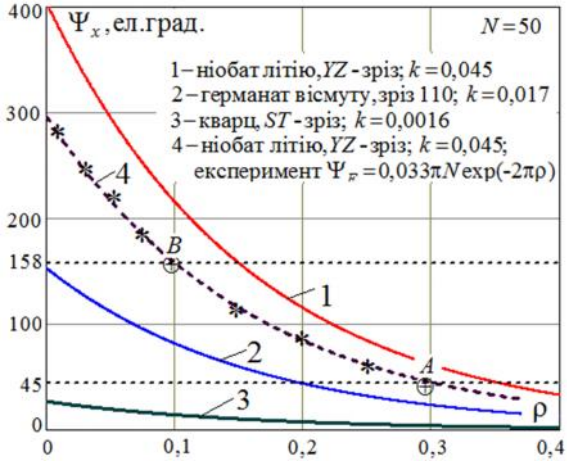


Рис. 2. Залежності фазового зсуву вихідного сигналу ЛЗ на ПАХ від нормованого зазору

Експериментальна залежність фазового зсуву вихідного сигналу (графік 4 на рис.2) була отримана в результаті апроксимації експериментальних даних при дослідженні дисперсії фазової швидкості ПАХ при збурені мембраною електричного поля ПАХ на поверхні ніобіт літію YZ –зрізу і визначається співвідношенням:

$$\Psi_E = 0,033\pi N \exp(-2\pi\rho). \qquad (3)$$

Розбіжність теоретичної та експериментальної залежностей

обумовлена похибками розміщення мембрани відносно поверхні звукопроводу в процесі виконання вимірювань і становить 15…20 %.

Використовуючи співвідношення (1) і (2), приріст частоти ПАХ-генератора (функцію перетворення) при переміщенні мембрани перпендикулярно поверхні п'єзоелектричного звукопроводу можна представити у вигляді:

$$F_x = -\frac{Nf_0k}{2n}\exp(-2\pi\rho). \qquad (4)$$

На Рис. 3 представлені теоретична (графік 1) та експериментальна (графік 2 із урахуванням залежності для Ψ_E) функції перетворення сенсора.

Для забезпечення одномодового режиму роботи ПАХ-генератора необхідно вибирати робочу ділянку А-В таким чином, щоб діапазон зміни фазового зсуву не перевищував 180^0 (Рис. 2 та 3).

Наприклад, для ніобат літію $LiNbO_3$ YZ - зрізу (при $N=50$, $\lambda_0 = 77$ мкм, $f_0 = 45{,}2$ МГц і $n=100$) при переміщенні мембрани в діапазоні $\rho = 0{,}3...0{,}1$ приріст частоти ПАХ-генератора змінюється в інтервалі $F_x \approx (-57...-200)$кГц, тобто середній коефіцієнт перетворення мікропереміщень складає: $S_x \approx \Delta F_x/\Delta x \approx 9{,}3$ кГц/мкм.

Залежність прогинання мембрани x від тиску P визначається типом мембрани та її конструктивними параметрами. У випадку мембрани з жорстким центром прогинання визначається співвідношенням [12]:

$$x = AR^4P/Eh^3,$$

де $A_p = 3(1-\mu^2)(c^4-1-4c^2\ln c)/16c^4$; $c = R/r$; R та r – робочий радіус мембрани та радіус її жорсткого центру; μ і E – коефіцієнт Пуассона та модуль пружності матеріалу мембрани; h – товщина мембрани.

Із розрахунку для мембрани із сталі ($\mu = 0{,}28$; $E = 2{,}2\cdot10^{11}$ Н/м^2; $r = 2\cdot10^{-3}$ м; $h = 10^{-3}$ м; $R = 15\cdot10^{-3}$ м) випливає, що її переміщення в інтервалі $\rho = 0{,}3...0{,}1$ буде здійснюватися під тиском в діапазоні $P \approx (0...4{,}53\cdot10^5)$ Н/м^2 $\approx (0...3398)$мм.рт.ст.

При цьому частота ПАХ-генератора змінюється в інтервалі $F_P = F_x \approx (-57...-200)$ кГц, а середній коефіцієнт перетворення сенсора тиску складає: $S_P \approx \Delta F_P/\Delta P \approx 42{,}6$ Гц/мм.рт.ст.

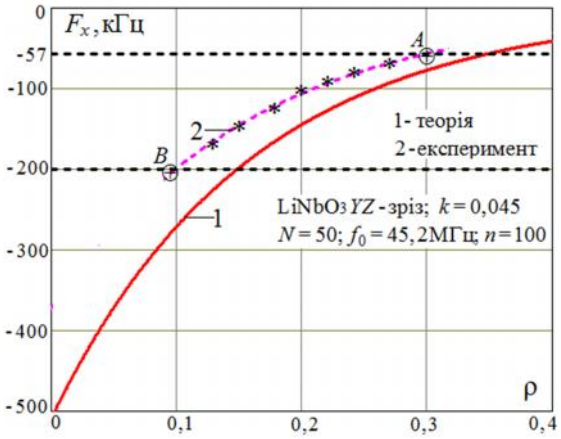


Рис. 3. Функції перетворення сенсора мікропереміщень на ПАХ

Висновки

Результати теоретичних та експериментальних досліджень, аналіз отриманих співвідношень показують, що коефіцієнт

перетворення сенсорів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль залежить як від конструктивних параметрів модуля на ПАХ і коефіцієнта електромагнітного зв'язку, так і від форми та напрямку переміщення мембрани (зонда).

Змінюючи число довжин хвиль на збуреній ділянці звукопроводу N, робочу частоту генератора f_0 та застосовуючи сильні п'єзоелектрики (ніобат літію, германат вісмуту, оксид цинку, нітрид алюмінію та ін.), можливо забезпечити необхідний коефіцієнт перетворення.

Запропоноване конструктивне рішення дозволяє застосовувати універсальний акустоелектронний модуль, а первинний перетворювач (мембрану, шток) виготовляти для конкретного виду вимірювальної величини та заданого динамічного діапазону.

Для підвищення чутливості та точності вимірювання доцільно використання частотного методу вимірювання на базі диференційної вимірювальної схеми, що містить опорний та вимірювальний ПАХ-генератори.

Розглянутий сенсор може бути застосований для вимірювання мікропереміщень, прискорення, сили, тиску, а також в якості приймача акустичних сигналів.

Література

1. Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич, А. О. Дружинін та ін. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем – Одеса: Астропринт. – 2010. – 296 с.

2. Жовнір М. Ф., Черняк М. Г., Черненко Д. В., Шеремет Л. М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / Electronics and Communications. – 2011. Т. 18, № 1(60). – С. 153 – 157.

3. Bogdan O., Orlov O., Petrischev O., Ulianova V. ZnO Nanostrctures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor / Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2012. – № 6/12 (60). – P.16–22.

4. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси». – 2016. – №7(1179). – С. 48–57.

5. Жовнір М.Ф., Шостак О.В. Оцінка потенційних роздільної здатності і точності вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень

на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль // Electronics and Communications. – 2015, том 20, № 3(86). – С.101-106

6. Chernenko D., Zhovnir M., Tsyganok B., Oliinyk O. Wireless passive pressure sensor using frequency coded SAW structures. 35th International Spring Seminar on Electronics Technology. – 2012. – P. 424 – 428.

7. Mackensen E., Reindl L. Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors / Smart Sensors and MEMS. – 2004. – № 181. – P. 155 – 202.

8. Zhovnir M. F., Kuzmenko O. M., Pokutnyi S. I. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement. Journal of Applied Chemistry. – 2005, № 3 (1). – P. 7 – 13.

9. Пат. UA 88694 U, МПК (2014.01) G01D 5/00. Сенсор фізичної величини на поверхневих акустичних хвилях. Патент на корисну модель / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко, Д. В. Черненко (Укр.). – u2013 12927; заявл. 07.11.2013; опубл. 25.03.2014. Бюл. № 6.

10. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах.– М.: Радио и связь. – 1990. – 416 с.

11. Жовнір М. Ф., Олійник О.О., Писаренко Л.Д. Математичні моделі сенсорів переміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / Journal of Nano-and Electronic Physics. – 2016. – Т.8, № 1. – С. 01024 – 01025.

12. Пономарев С. Д., Андреева Л. Е. Расчет упругих элементов машин и приборов. –М.: Машиностроение – 1980. – 326 с.

УДК 621.385.69

Використання мемристора для керування режимами НВЧ - синтезатора

Артюхова О.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Запропоновано підхід до побудови пристрою формування надвисокої частоти на основі існуючої моделі частотно – перетворювального блоку з використанням енергонезалежних компонентів пам’яті. До таких елементів відносяться пасивні елементи електричних кіл, що змінюють свій опір в залежності від пройденого через нього заряду.

Мемристор – елемент, що володіє такими параметрами, «записує» значення значення опору, інформація про що може бути використана в якості даних для керування деякими функціями відомих пристроїв. Таку інформацію опір може нести, у випадку його інтерпретації у відношенні до потоку, як інтегралу напруги до часу.

Відмінність мемристора від приладів з пам'яттю і його головна перевага полягає в тому, що мемристор зберігає свої властивості не у вигляді заряду, а в вигляді провідності (або опору) [2]. Тобто, йому не притаманне таке явище як витік заряду, з яким доводиться боротися при переході на мікросхеми нанометрових масштабів.

Поряд із трьома відомими базовими пасивними елементами аналогових електричних схем — резистором, конденсатором та індуктивністю цей пасивний елемент створював замкнуту технологічну систему для виробництва максимально різноманітних пристроїв аналогової та цифрової схемотехніки.

Такий елемент володіє гістерезисною формою ВАХ, тобто йому притаманний нелінійний характер протікання заряду через компонент (Рис. 1).

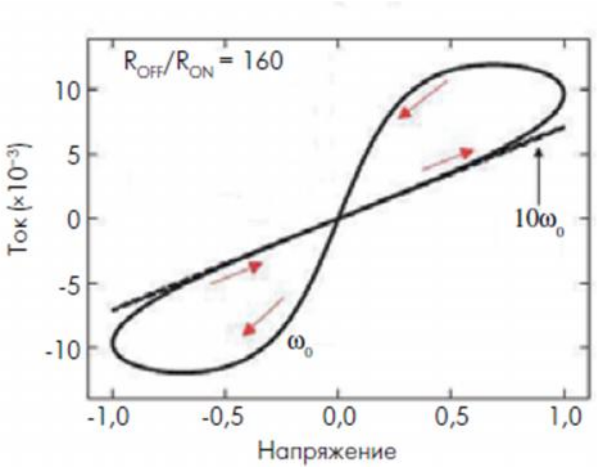


Рис. 1. ВАХ мемристора

Це явище може бути використане для того, щоб змінювати режими роботи пристрою (на прикладі НВЧ - перетворювача), оскільки такий

характер ВАХ може працювати як розмикач, в тому числі і в станах «1» та «0» [1].

Також це дозволяє значно підвищити точність та швидкодію перетворювача, оскільки час перемикання пристрою складає 1 нс.

Також можливе використання значень від «0» до «1» мемристора, для його застосування в дискретному та аналоговому режимах при виборі режиму роботи перетворювача.

Такий компонент в цілому задовольняє сучасним вимогам до синтезаторів частоти, таких як:

- широкий діапазон генеруємих частот з малим кроком переналаштування;
- низький рівень фазового шуму та побічних спектральних складових;
- висока швидкість переналаштування частот.1

Останній параметр є критично – важливим у відношенні до поступового зменшення розмірів виконання пристроїв генерації та вимог до енергоефективності та енергозбереження. Окрім того компонентна база дозволяє інтегрувати декілька модулів пристрою в межах однієї мікросхеми, що дозволяє використовувати готовий синтезатор частот у більшій області наукових досліджень, у тому числі інтегрувати декілька важливих функцій на одному блоці, таких як пам'ять і логіку.

Швидкодія пристрою генерування частот залежить від структурного блоку перетворювача частот, що відповідає за запам’ятовування динамічних параметрів, від яких залежить якість та швидкість відтворення інформації, а саме час, форма, частота коливань, рівні шумів у робочому стані та інш. Технічним результатом має бути підвищення точності установки вихідної потужності радіо перетворюючого пристрою. Підвищення точності може бути реалізоване за рахунок можливості програмного коригування фазо-частотної модуляції НВЧ – сигналів для кожного значення величини необхідної вихідної частоти. Тобто зміна вихідної частоти синтезатора частоти у складі приймально – перетворювального блоку реалізується за рахунок перепрограмування запам'ятовуючого пристрою, розряди вихідної шини якого під’єднані до входів відповідних ключів.

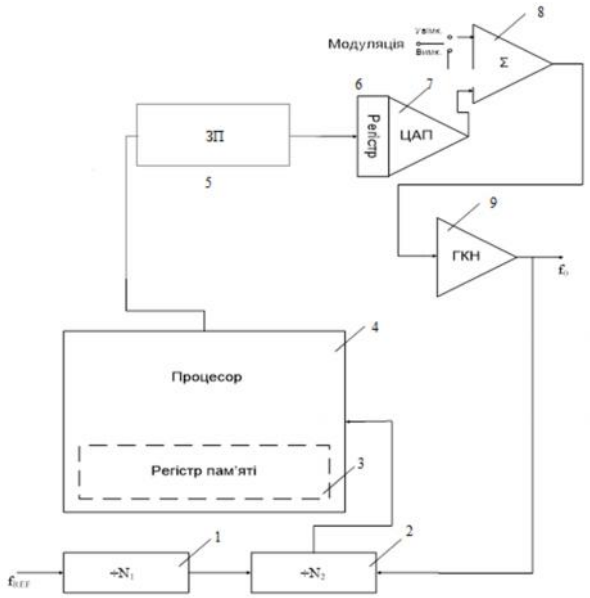


Рис. 2. Функціональна схема синтезатора частот

де: 1, 2 – подільники частоти; 3

– регістр пам’яті процесора перетворювача; 4 – процесор перетворювача; 5 – запам’ятовуючий пристрій; 6 – регістр ЦАП; 7 – цифро – аналоговий пристрій; 8 – суматор; 9 – генератор керований напругою.

Мемристорний компонент здатний виконувати функції такого структурного блоку перетворювача [2]. Запропоновано таку функціональну схему (Рис. 2)

В основу дослідження покладено задачу вдосконалення синтезатора частоти, що реалізовано шляхом підвищення швидкодії обробки сигналів за рахунок скорочення функціональних вузлів перетворювача. Поставлена задача вирішується тим, що синтезатор з цифровим процесом частотного циклу містить подільники частоти, модуль пам’яті, процесор, генератор керований напругою, цифро-аналоговий перетворювач. Синтезатор додатково містить мемристорний компонент запам’ятовування параметрів, який введено в канал перетворення частоти між вихідними каналами та цифро-аналоговим перетворювачем [2].

Синтезатор частоти працює наступним чином. Високостабільна опорна частота подається на один з входів фазового детектора або через подільник частоти, який виділяє частоту нижче опорної, перш ніж вона потрапляє на вхід фазового детектора. Інша частота, яка генерується з ГКН синтезатора частоти, менша за опорну, з виходу подільника частоти подається на інший вхід фазового детектора.

Подільник N÷2 виділяє вихідну частоту ГКН. Після того як від подільника N÷1 надходять сигнали «1» або «0» по відношенню до $f_{ОП}$, подільник N÷2 коригує вихідну частоту досить точно. Виміряна частота надходить в процесор перетворювача.

Значення цільової частоти запрограмованої в запам’ятовуючому пристрої і передаються на ЦАП регістр тимчасового зберігання. Поки ЦАП в регістрі зберігання знаходиться в режимі очікування, вихідні дані ЦАП в регістрі зберігання не будуть змінюватися. Значення частоти записується в регістр ЦАП для управління ГКН , що близька до заданої частоти системи. Після встановлення роботи ГКН, подільник частоти N÷2 починає виділяти вихідну частоту ГКН. Якщо подільник частоти N÷2 не збігається із значенням у встановлений регістр зберігання, до ЦАП надійде нове значення від системи і подільник N÷2 повторюватиме процес вимірювання, поки дані подільника N÷2 не будуть збігатися з регістром зберігання. Це значення в регістрі ЦАП зчитується і потім зберігається у запам’ятовуючому модулі зі значенням в регістрі зберігання в якості адреси пам'яті.

Такий синтезатор дозволяє збільшити швидкість формування сигналів, оскільки модифікація дозволила зменшити кількість компонентів, що необхідні для

генерації вихідних коливань ГКН. Зменшення часу проходження інформаційних сигналів дозволяє підвищити швидкість обміну сигналами між компонентами усієї моделі.

Висновки

Застосування мемристору у якості запам'ятовуючого компоненту перетворювача частоти дозволить збільшити швидкість перетворення інформації, за рахунок застосування запису інформації у залежності від протікаючої напруги через компонент у вигляді значення опору. Збільшення швидкості обробки даних перетворювача дозволить розширити можливості частотної генерації та частково компенсує значення фазових шумів, що можуть бути наведені стандартними запам'ятовуючими компонентами.

Література

1. Strukov D. B., The missing memristor found, Nature, 2008 p., c. 81
2. Патент МПК (2015.01) H03B19/00, Синтезатор з цифровим процесом частотного циклу, 2015 р.
3. Biolek Z., Biolek D. and Biolkova V. SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift. Radio engineering, vol. 18, no. 2, pt. 2, pp. 210–214, Jun. 2009.
4. Chua L.O. Memristor—the missing circuit element. IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, no. 5, pp. 507–519, Sep. 1971.
5. Chua L.O. and Kang S.M. Memristive devices and systems. Proc. IEEE, vol. 64, no. 2, pp. 209–223, Feb. 1976.
6. Joglekar Y.N. and Wolf S.J. The elusive memristor: Properties of basic electrical circuits. Eur. J. Phys., vol. 30, no. 4, pp. 661–675, Jul. 2009.
7. Kvatinsky Shahar, Friedman Eby G., Fellow, IEEE, Kolodny Avinoam, Senior Member, IEEE, and Uri Weiser C., Fellow. IEEE TEAM: ThrEshold Adaptive Memristor Model.
8. Technical FAQ by Memristor lead scientist, Stan Williams of HP Labs May 20, 2008.
9. "Talk of the Nation" interview with co-discover Stan Williams of HP May 10, 2008.
10. HP Reveals Memristor, The Fourth Passive Circuit Element April 30, 2008

УДК 621.396

Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях

Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

Вступ

В теперішній час відбувається швидкий розвиток різноманітних типів активних та пасивних безпровідних вимірювальних перетворювачів (ВП) на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) для вимірювання сили та тиску, переміщення, швидкості та прискорення, крутного моменту, температури, вологості та складу навколишнього середовища. Використання ПАХ обумовлено можливістю створення хвильових процесів з малою довжиною хвилі при відносно невисоких частотах (десятки-сотні мегагерц) у порівнянні з електромагнітними та магнітостатичними хвилями, що забезпечує, при застосуванні частотного або фазового методів вимірювання, високу роздільну здатність і точність перетворення інформації в широкому динамічному діапазоні [1-6].

Аналіз літературних даних та постановка проблеми

Вимірювальні перетворювачі на ПАХ створюються з використанням первинних перетворювачів (ПП) на базі зміни:

- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки (ЛЗ) внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембраного типу;
- фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини резонатора або лінії затримки при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу (молекулярної ваги та концентрації газу, температури, вологості, електромагнітного випромінювання тощо);
- коефіцієнта відбиття ПАХ від зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП), що сполучені із зовнішніми чутливими елементами, на які діють температура, електромагнітне поле, вологість тощо;
- фазової швидкості ПАХ при переміщенні механічного зонда (мембрани) в електричному полі хвилі;
- акустичної довжини лінії затримки на ПАХ при переміщенні ПАХ-приймача над поверхнею п’єзоелектричного звукопроводу.

В основі більшості ВП на ПАХ лежить високостабільний ПАХ-

генератор, що складається з регульованої під впливом вимірювальних фізичних величин резонатора або лінії затримки на ПАХ, які вмикаються в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача. Застосування частотного метода вимірювання дозволяє отримувати високу роздільну здатність і точність, але динамічний діапазон обмежується набіганням фази у пристрої на ПАХ не більше π [1–6].

Тому, у випадку необхідності вимірювання переміщень з високою роздільною здатністю в динамічному діапазоні до 100…200 мм необхідно застосовувати фазовий метод вимірювання. Для усунення багатозначності фазових вимірювань було запропоновано метод вимірювання з використанням фазових набігань кількох поверхневих акустичних хвиль на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу на різних частотах, на яких вимірюються інформаційні параметри, що визначають положення ПАХ–приймача [1, 7]. В таких перетворювачах виникає задача підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу ПАХ-приймача, який індуктується в ньому у вигляді суперпозиції 3-х синусоїдних електричних сигналів.

Мета та задачі дослідження

Метою досліджень є розробка 3-х частотного блоку підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу вимірювального перетворювача на ПАХ. Для досягнення поставленої мети необхідно було розробити структурну та електричну схему вказаного блоку, обгрунтувати вибір пристрою для частотного розділення складових вихідного сигналу, провести експериментальні випробування.

Особливості проектування 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку ВП на ПАХ

На Рис. 1 представлена структурна схема 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку на базі 3-х смугових фільтрів на ПАХ.

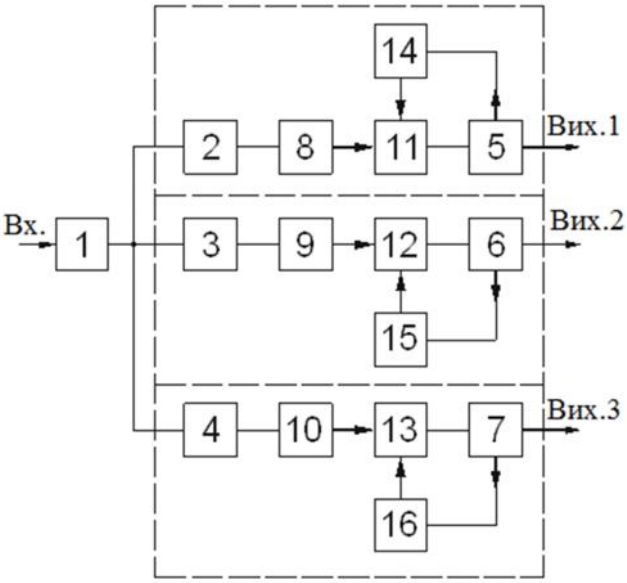


Рис. 1. Структурна схема 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку

Блок складається із підсилювача 3-х частотного сигналу 1 та трьох канальних підсилювачів, що містять підсилювачі 2…7, трьох ПАХ-фільтрів 8…10, атенюаторів 11…13 і детекторів 14…16, які виробляють сигнали для керування атенюаторами.

В якості активних елементів високочастотних підсилювачів 2…7 вибрана мікросхема типу М42177-2 – напівпровідниковий двокаскадний

підсилювач з буферним каскадом, що виконана у корпусі 401.14-4. Мікросхема забезпечує коефіцієнт підсилення по потужності не менше 10 дБ при напрузі живлення 6,0 В і струмі споживання не більше 60 мА. Робочий діапазон частот 0…500 МГц. Коефіцієнт шуму не більше 10 дБ. Вхідний і вихідний опір 50 Ом.

Схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП) складаються із діодних детекторів високочастотних коливань 14…16, побудованих за схемами подвоєння напруги, диференційних підсилювачів, керованих атенюаторів на $p\text{-}i\text{-}n$ діодах 11…13. Використання в схемах АРП диференційних підсилювачів на операційних підсилювачах дозволило підвищити ефективність автоматичного регулювання підсилення, стабільність його роботи при зміні напруг живлення і температурного режиму.

Атенюатори побудовані на П-подібній схемі на трьох $p\text{-}i\text{-}n$ діодах типу КА517, що дозволило зберегти практично незмінними вхідний та вихідний імпеданси атенюаторів при достатньому діапазоні регулювання ослаблення сигналів.

Для частотного розділення складових сигналу первинних перетворювачів переміщень було запропоновано та розроблено смугові ПАХ-фільтри з центральними частотами f_i, де $i = 1,2,3$.

Попередній аналіз різноманітних конструкцій ПАХ-фільтрів показав, що для забезпечення заданого гарантованого ослаблення сигналів за смугою прозорості доцільно використовувати вагову обробку імпульсного відгуку як вхідного, так і вихідного ЗШП [8, 9]. Із врахуванням заданої смуги пропускання фільтрів (менше 0,7 МГц) при центральних частотах близько 70 МГц оптимальне співвідношення між довжиною вхідного та вихідного ЗШП становить 1,6…1,7 .

Розрахунок частотної характеристики $H(f)$ вхідного ЗШП, що має більшу довжину, визначається згідно співвідношення :

$$H(f) = \frac{1}{2}(1+k)\frac{\sin(2\pi f\tau)}{\pi f} + \frac{1}{4}(1-k)\frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f-\frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f-\frac{1}{2\tau}\right)} + \frac{\sin\left[2\pi\tau\left(f+\frac{1}{2\tau}\right)\right]}{\pi\left(f+\frac{1}{2\tau}\right)},$$

де $k_{\text{вх}}$ – нормована величина п’єдесталу узагальненої функції Хеммінга; 2τ – тривалість імпульсного відгуку зустрічно-штирового перетворювача.

При $k_{\text{вх}} = 0,08$ отримано рівень бічних пелюсток АЧХ -42 дБ та довжину вхідного ЗШП $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$, де λ_0 – довжина ПАХ на частоті акустичного синхронізму, при відносній смузі пропускання $\Delta f / f_0 \approx 1,0\ \%$.

Частотна характеристика вихідного ЗШП розраховується виходячи із рівності відносних смуг пропускання і визначеного експериментально оптимального значення відношення довжин вхідного та вихідного ЗШП, яке дорівнює 1,65. Це дозволило визначити нормовану величину п'єдесталу узагальненої функції Хеммінга $k_{\text{вих}} = 0,5$ при довжині вихідного ЗШП $l_{\text{вих}} = 110\lambda_0$.

Розрахункове значення вибірковості фільтра, що складається із двох ЗШП, складає -62 дБ. Однак, враховуючи зниження вибірковості по причині наявності перевідбиття хвиль від електродів та дифракційними ефектами, реальна вибірковість фільтра погіршується на 12…15 дБ, що задовільняє вимоги технічного завдання і забезпечує деякий технологічний запас.

Для реалізації реального фільтра, крім виконаних теоретичних розрахунків, необхідно було вибрати матеріал та типи вхідного та вихідного ЗШП.

В пристроях на ПАХ широко використовуються різні зрізи акустичних кристалів: ніобат літію, кварцу, танталат літію, германат вісмуту та інш. Враховуючи відносно вузьку смугу пропускання фільтра, доцільно в якості матеріалу звукопровода вибрати кварц з термостабільним ST-зрізом. Це дозволяє істотно зменшувати, у порівнянні з іншими матеріалами, перевідбиття хвиль, обумовленими закороченням електричного поля електродами ЗШП, і забезпечить необхідні імпедансні характеристики фільтра. Крім цього, фільтри на базі звукопроводу із термостабільного кварцу мають в 10…100 разів більшу температурну стабільність, що дозволяє відмовитись від термостабілізації вузькосмугових фільтрів без зміни їх частотних характеристик.

Питання вибору метода зважування імпульсної характеристики ЗШП є найбільш відповідальним етапом в конструюванні високовибіркового вузькосмугового фільтра. Найбільш поширені методи зважування за рахунок зміни степені перекриття електродів (аподизації) у вузькосмугових фільтрах на ПАХ малоефективні. По-перше, зміна степені перекриття електродів (від максимального до 0,08 від максимального) приводить до збільшення дифракційних спотворень, особливо помітними в електродних структурах з великим числом електродів. Це призводить до значного відхилення розрахункового і експериментального рівнів позасмугового заглушення одного ЗШП на 15…25 дБ (для вказаних вище зустрічно-штирових перетворювачів). По-друге, аподизацію електродів неможливо використати в обох ЗШП фільтра, виконаних без багатосмужкового відгалужувача, тому що в цьому випадку не відбувається перемноження частотних характеристик ЗШП і не забезпечується задане заглушення сигналів за смугою пропускання фільтра.

Все вище описане дозволяє стверджувати, що оптимальним конструктивним рішенням є зважування імпульсного відгуку без зміни степені перекриття електродів. Відомі методи зважування – вибіркове видалення електродів, переворот фази, ємнісне або резистивне зважування [8–9]. Кожний із цих методів має істотні недоліки при використанні у фільтрі, що розробляється для даного вимірювального перетворювача. Так, вибіркове видалення електродів та переворот фази не забезпечує необхідної точності реалізації імпульсного відгуку. Ємнісне і резистивне зважування менш технологічні і призводять до збільшення втрат у фільтрі.

У зв'язку з цим, в конструкції фільтра, що розроблявся, використано фазове зважування електродів, що дозволило в найбільшій степені приблизити розрахункові і експериментальні результати за рахунок мінімізації різного роду вторинних паразитних ефектів і забезпечити мінімальні додаткові втрати на вагове зважування у порівнянні з методами, що були розглянуті вище.

Найкращі результати для фільтрів з заданими параметрами було отримано при використанні двох ЗШП з фазовим зважуванням (схема з двома джерелами та трьома джерелами). Довжина цих ЗШП і мінімальний ваговий коефіцієнт відповідно дорівнюють:

- $l_{\text{вх}} = 180\lambda_0$ і $k_{\text{вх}} = 0,08$ для схеми з трьома джерелами;
- $l_{\text{вих}} = 110\lambda_0$ і $k_{\text{вих}} = 0,5$ для схеми з двома джерелами.

Апертура обох ЗШП вибрана однаковою і рівною $44\lambda_0$.

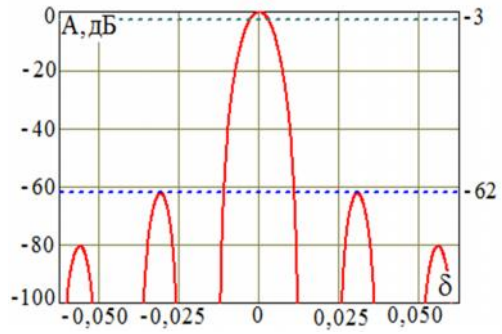
Відстань між центрами ЗШП складає $225\lambda_0$.

Вимірювання електричних характеристик смугових фільтрів здійснювалось в стандартному вимірювальному тракті з хвильовим опором 50 Ом за допомогою вимірювача АЧХ чотириполюсників Х1-48. З метою зменшення внесених втрат зустрічно-штирові перетворювачі фільтра узгоджувались з вимірювальним трактом послідовними індуктивностями, які компенсували реактивні складові імпедансів ЗШП. Втрати, що вносились фільтром у вимірювальний тракт не перевищували 16,5 дБ, що дозволило відмовитись від узгодження активних складових імпедансів. Гарантоване згасання сигналів за межами смуги пропускання фільтрів склали не менше 45 дБ.

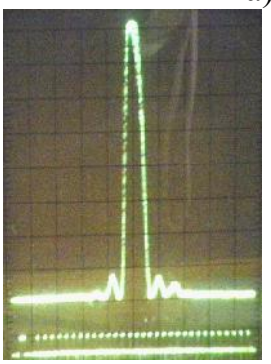
На рис.1 зображені теоретична і експериментальна АЧХ та зразок ПАХ-фільтра. Експериментально визначені параметри ПАХ-фільтра: смуги пропускання фільтрів 473…530 кГц; вносимі втрати 15,0…16,5 дБ; гарантоване ослаблення сигналів за смугами пропускання не менше 45 дБ.

На Рис. 3 зображена конструкція макету 3-х частотного блоку підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу

первинних перетворювачів переміщень на ПАХ.



а)



б)

в)

Рис. 2. Теоретична (а) і експериментальна АЧХ (б) та зразок (в) ПАХ-фільтра

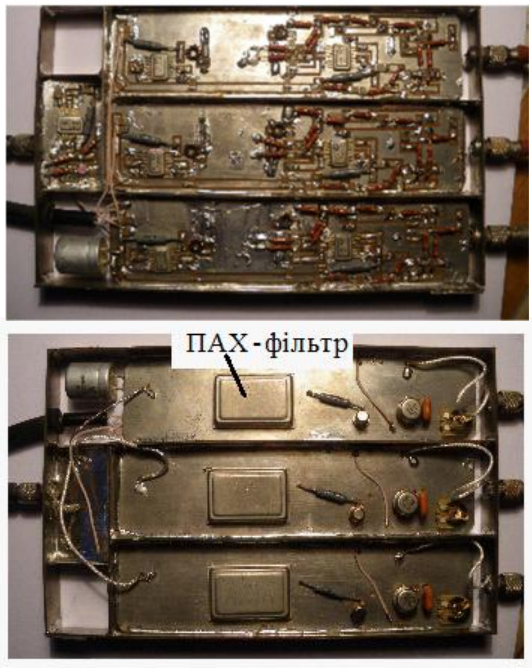


Рис. 3. Макет 3-х частотного підсилювально-вибіркового блоку вихідного сигналу ПП на ПАХ

Конструктивно макет блоку виконаний у корпусі із латуні марки ЛС69, в якому розміщуються друковані плати із фольгованого стеклотекстоліта марки СФ2-35Г-1,5. Для ввімкнення до зовнішніх ланцюгів застосовані високочастотні роз'єми типу СР50-113Ф, а для підключення живлення - роз'єми типу РГ2Н-1-5. Підсилювач сумарного сигналу та канальні підсилювачі між собою екрановані конструктивними стінками корпуса.

Розроблений підсилювально-вибірковий блок забезпечує: рівні вихідних сигналів на кожній частоті 95…105 мВ; при зміні вхідного сигналу в діапазоні 0,3…1,0 мВ забезпечувалась глибина автоматичного регулювання підсилення не гірше -20 дБ; напруга живлення +6,3 В, струм споживання 0,30…0,35 А.

Висновки

Використання смугових ПАХ-фільтрів з фазовим зважування електродів зустрічно-штирових перетворювачів дозволило розробити 3-х частотний блок підсилення та частотного розділення складових вихідного сигналу первинного перетворювача на поверхневих акустичних хвилях.

Параметри експериментальних зразків ПАХ-фільтра та 3-х частотного блоку відрізняються не більше 15 %, що підтверджує доцільність використання результатів досліджень

при розробці та впровадженні дослідницької партії вимірювального ВП переміщень та його складових блоків.

Література

1. Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет // Electronics and Communications. – 2011. – № 1(60). – С. 153 – 157.

2. Лепіх Я. І., Гордієнко Ю. О., Дзядевич С. В., Дружинін А. О. та ін. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем // Монограф. за редакцією Я.І. Лепіха. – Одеса.-Астропринт. – 2010. – 296 с.

3. Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, М. В. Бітов, Л. Д. Писаренко // Electronics and Communications. – 2016. – Т.21, № 4(93). – С. 49 – 57.

4. *Zhovnir M. F.* Radio SAW−Sensors for Physical Parameters Measurement / *M. F. Zhovnir, O. M. Kuzmenko, S. I. Pokutnyi* // Journal of Applied Chemistry. – 2015. – № 3 (1). – P. 7 – 13.

5. Chernenko D. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures / D. Chernenko, M. Zhovnir, O. Oliinyk, B. Tsyganok // 35th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2012. – P.424 – 428.

6. Bogdan O. ZnO Nanostrctures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor / O.Bogdan, A. Orlov, O. Petrischev, V. Ulianova // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2012. – № 6/12. – С. 16–22.

7. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / М. Ф. Жовнір // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Механіко-технологічні системи та комплекси». – 2016. – №7(1179). – С. 48-57.

8. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах / Д. Морган. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.

9. Орлов В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.

УДК 535.2, 535.8

Оптоелектронна візуалізація нанорозмірних об'єктів

Волонтир Д.Л., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ.

В наш час відбувається технологічна революція, пов'язана з розвитком та виходом на ринок нанотехнологій, а саме перехід до використання наночастинок, розміри яких не перевищують 100 нм. Це приводить нас у наносвіт, об'єкти якого якось треба спостерігати.

Для візуалізації нанорозмірних об'єктів використовують методи оптичної мікроскопії надвисокої роздільної здатності, які мають переваги над електронною, тунельною та атомною силовою мікроскопією при спостереженні живих біологічних нанооб'єктів.

Ближньопольова оптична мікроскопія. Роздільна здатність звичайних оптичних систем має дифракційне обмеження, яке визначається межею Аббе, згідно з якою мінімальний розмір R об'єкта чи його деталей, які можна спостерігати у звичайний оптичний мікроскоп, дорівнює $\lambda/2$ або згідно з критерієм Релея

$$R = 0,61 \cdot \frac{\lambda}{NA},$$

де λ – довжина хвилі лазерного випромінювання, NA – числова апертура об'єктива мікроскопа.

Ближньопольова оптична мікроскопія дозволяє зняти дифракційне обмеження й отримати зображення нанорозмірних об'єктів за рахунок реєстрації ближнього поля дифракції. Ближньопольовий оптичний мікроскоп був створений Дітером Полем (Цюрих, Швейцарія 1982 р.) [1]. Принцип дії даного приладу базується на явищі проходження світла через точкову діафрагму з діаметром отвору, набагато меншим за довжину хвилі випромінювання (Рис. 1).

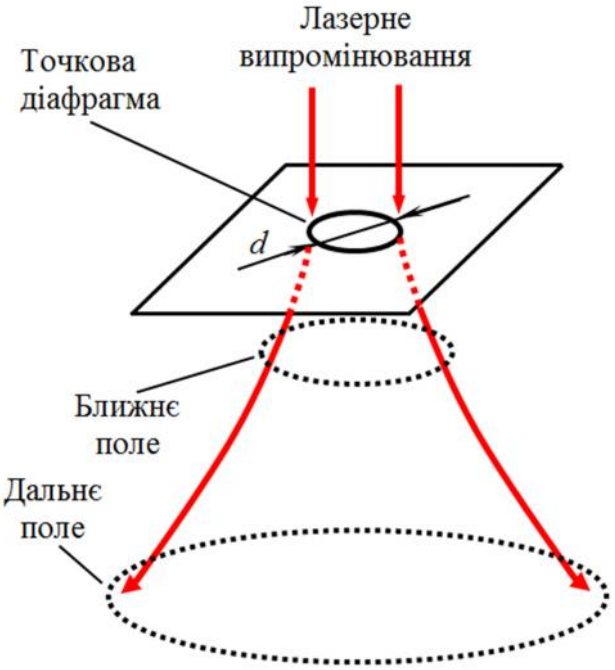


Рис. 1. Формування точковою діафрагмою ближнього та

дальнього поля дифракції

Внаслідок проходження світла крізь отвір діаметром $d = 2a$ електромагнітне поле набуває складної структури. За відстані $L < 100\ a$ (ближня зона) електромагнітне поле існує у вигляді нерозповсюджуваних мод, локалізованих поблизу поверхні діафрагми. За відстані $L > 100\ a$ (дальня зона) спостерігаються тільки випромінювальні моди (Рис. 2).

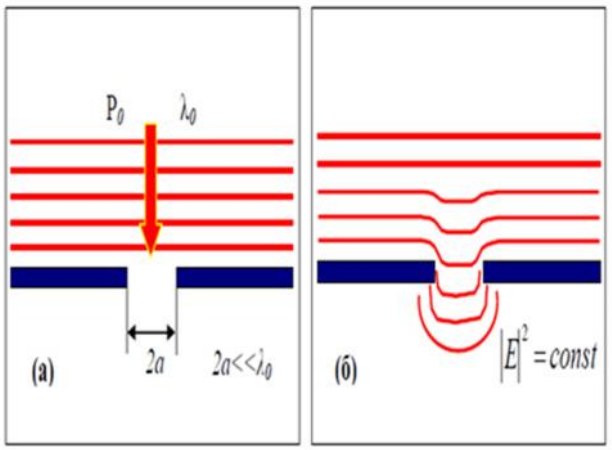


Рис. 2. Лінії постійної інтенсивності випромінювання до точкового отвору (а) та за ним

Висока роздільна здатність такого виду мікроскопу досягається за рахунок ближньопольового зонду, повз який переміщують поверхню досліджуваного об'єкта, наприклад, за допомогою п'єзоприводів. Ближньопольове зобра-ження формують шляхом реєстрації розподілу інтенсивності оптичного випромінювання $I(x, y)$ за точковою діафрагмою у процесі двокоординатного сканування. Сканувальний ближньо-польовий оптичний мікроскоп (СБОМ) має роздільну здатність від 1 до 50 нм [2].

Досліди показують, що при використанні діафрагм з отвором, меншим 10 нм, потужність випромінювання в дальній зоні дуже мала порівняно з потужністю падаючого випромінювання. Тому досліджувані об'єкти розміщують за отвором в ближній зоні. Це сприяє взаємодії еванесцентних мод з об'єктом, тобто частина енергії електромагнітного поля переходить у випромінювальні моди, інтенсивність яких може бути зареєстрована фотоприймачем.

Серед ближньопольових мікроскопів найбільшого використання набула схема, в якій лазерне випромінювання освітлює об'єкт за допомогою волоконного зонда (Рис. 3). Загострений кінчик волокна має апертуру радіусом 5–10 нм, що дозволяє отримувати світлову пляму на об'єкті приблизно такого ж розміру.

Основними перевагами методів ближньопольової мікроскопії є:

- висока локальність, яка визначається взаємодією зонда і поверхні;
- можливість використання зонда для модифікації поверхні об'єкта;
- можливість використання не тільки у вакуумі, а й на повітрі і в рідкому середовищі.

Основними недоліками такого мікроскопа є:

- сильна залежність результатів від форми і природи зонда;
- низька швидкість, зумовлена механічною системою сканування;
- технологічні складнощі виготовлення зондів СБОМ.

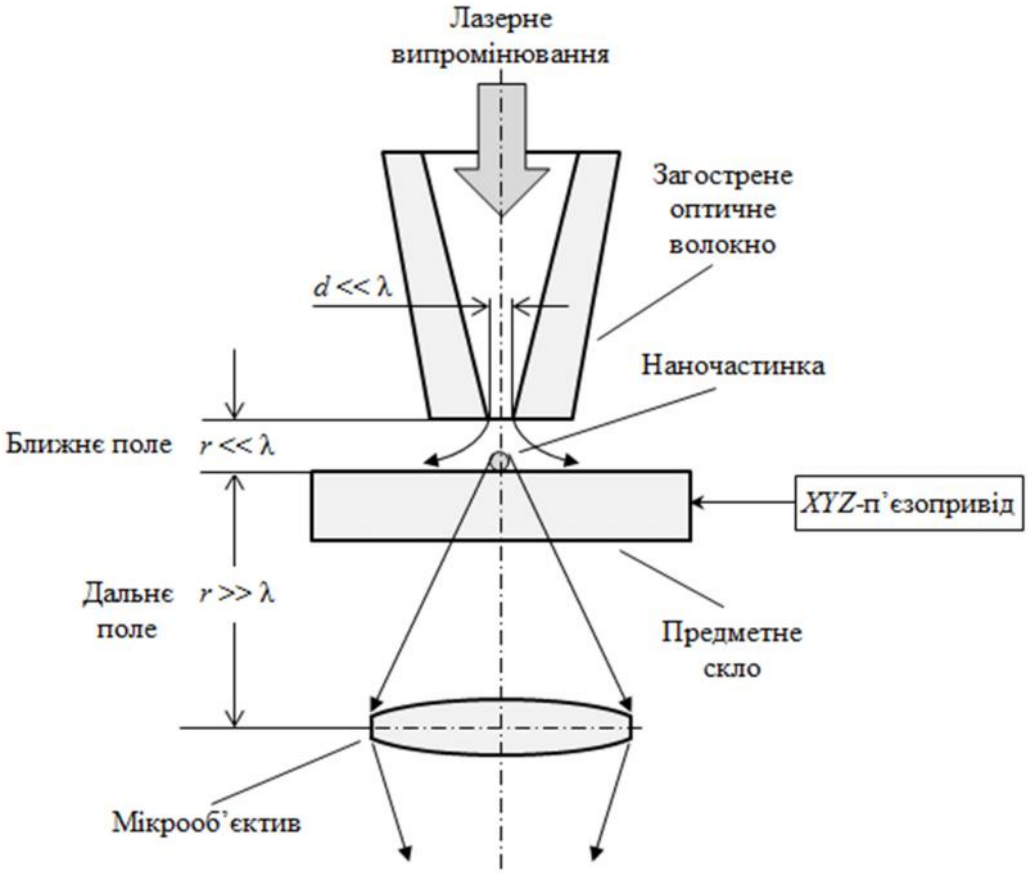


Рис. 3. Схема сканувального оптичного ближньопольового мікроскопу

Лазерна флуоресцентна конфокальна мікроскопія. Конфокальна флуоресцентна мікроскопія також має високу роздільну здатність, яка істотно збільшила можливість неруйнівного аналізу прозорих зразків. Висока роздільна здатність та високий контраст зображення досягаються завдяки використанню в конфокальних мікроскопах лазерів як джерел світла та конфокальної діафрагми для просторової фільтрації флуоресценції за межами фокальної області.

Повне зображення в конфокальному мікроскопі формується завдяки послідовному зчитуванню поверхні об'єкта сканувальною системою. Накопичення інформації відбувається завдяки інерційності зору у разі швидкого сканування або з використанням оптоелектронної техніки.

Конфокальний мікроскоп винайшов у 1957 р. американський дослідник Марвін Мінскі. Схема

запропонованого ним мікроскопа зображена на Рис. 4. У цьому конфокальному мікроскопі точкова діафрагма *A* конденсора *C*, на якій збирається світло джерела випромінювання, встановлена у передньому фокусі конденсора. Задній фокус конденсора *C* співпадає з переднім фокусом об'єктива *O*, в задньому фокусі якого встановлена «конфокальна» діафрагма *B* [2].

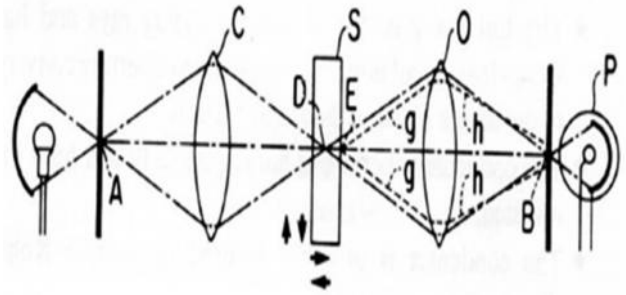


Рис. 4. Схема першого конфокального мікроскопа A, B – діафрагми, C – конденсатор, O – об'єктив, S – об'єкт, P – фотоприймач

У сучасних конфокальних мікроскопах джерелами світла є лазери, а для керування всією системою формування та збереження інформації використовують комп'ютери (Рис. 5).

Завдяки просторовій фільтрації розсіяного світла конфокальний мікроскоп створює чітке контрастне зображення зразка, яке при використанні звичайного мікроскопа здається розмитим.

***STED*-мікроскопія.** *STED* (англ. *stimulated emission depletion* – заглушення вимушеного випромінювання) – метод мікроскопії, за якого в об'єкті одним лазером збуджують флуоресценцію і тут же другим лазером гасять її всюди, окрім невеличкої області в центрі фокальної плями кільцевидної форми другого лазера [3].

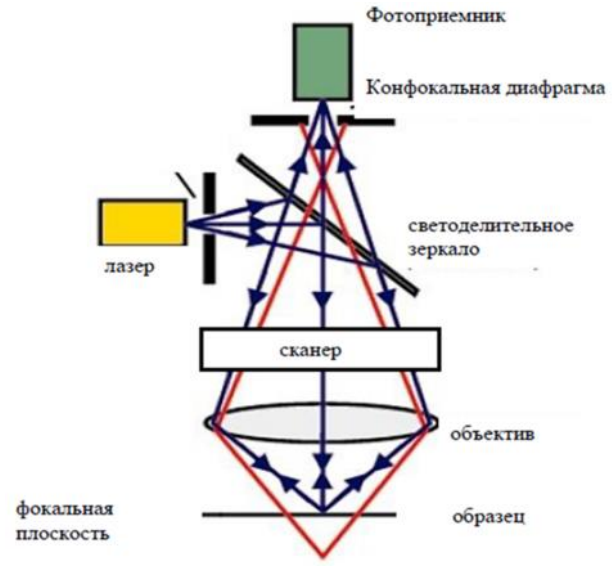


Рис. 5. Сучасний лазерний скандувальний конфокальний мікроскоп

Для реалізації цього методу у конфокальному мікроскопі використовують два лазери:

- перший лазер збуджує у фокальній площині гауссова пучка флуоресценцію об'єкта у вигляді круглої фокальної плями;
- фокальна пляма другого лазера (з більшою довжиною хвилі) має кільцевий розподіл інтенсивності, який, накладаючись на гауссів розподіл першої плями, викликає гасіння збудженої флуоресценції всюди, окрім області всередині кільця. Це сприяє підвищення роздільної здатності до 90–100 нм.

Висновки. Ближньопольова мікро-скопія має значно вищу роздільну здатність порівняно з

класичною мікроскопією, але складнішу реалізацію.

Основні переваги конфокальної мікроскопії в порівнянні з традиційною оптичною мікроскопією – це висока контрастність зображення та вища роздільна здатність. Недоліки конфокальної мікроскопії – складність налаштування приладу, висока вартість обладнання та його експлуатації.

Література

1. Pohl D. W. Optical stethoscopy: image recording with resolution λ/20 / D. W. Pohl, W. Denk, M. Lanz. – Appl. Phys. Lett, 1984, vol. 44, issue 7. – P. 651–653.
2. Миронов В. Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии/ В. Л. Миронов. – Нижний Новгород : изд-во Института физики микроструктур РАН, 2004. – 114 с.
3. Hell S. W. Nanoscopy with focused light. Nobel lecture, December 8, 2014/ S. W. Hell. – Електронний ресурс. Режим доступу: http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/ chemistry/laureates/2014/hell-lecture-slides. pdf.

УДК 621

Адаптація аналогового сигнального процесору до параметрів відеосигналу

Волощенко В.В., к.т.н., доц. Терлецький О.В.

Науково-технічний прогрес обумовлює підвищення вимог до якості і надійності промислової продукції. Ефективні системи неруйнівного контролю якості виробів можуть забезпечити виконання цих вимог, без пошкодження досліджуваних зразків, які можуть бути використані в подальшому.

Найпоширенішим видом радіаційного неруйнівного контролю є рентгенівська дефектоскопія. Принцип формування рентгенівського зображення базується на [1] нерівномірному поглинання рентгенівського випромінювання різними структурами досліджуваного об’єкта.

Реєстрація тіньового рентгенівського випромінювання здійснюється візуально[2], за допомогою рентгенотелевізійної системи в яку входять джерело рентгенівського випромінювання, рентгенооптичний перетворюючий (РЕОП) пристрій і система візуалізації.

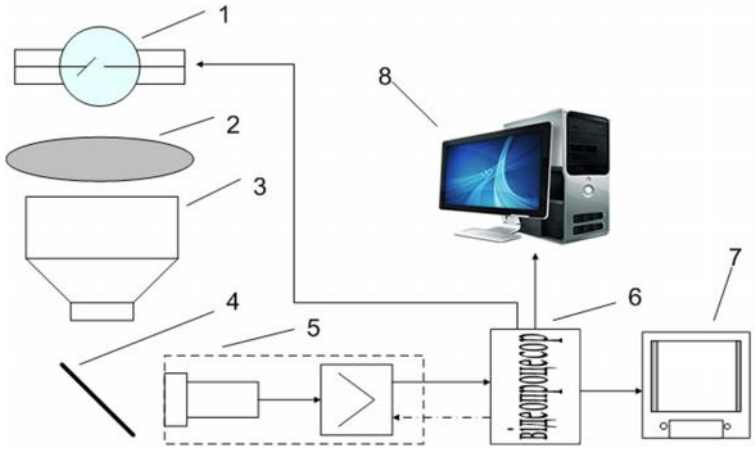


Рис. 1. Схема рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки.

1–джерело рентгенівського випромінювання; 2 – досліджуваний об’єкт; 3–рентгено-оптичний перетворювач; 4–проекційне дзеркало; 5–передавальна телевізійна камера; 6–відеопроцесор; 7–телевізійний монітор; 8 – комп’ютер.

На сьогодні область електроніки включає в себе широку елементну база, яка має досить високі показники швидкодії. Використовуючи сучасну елементну базу ми маємо можливість реалізувати алгоритми обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному часі. Метою розробки є автоматизація технології адаптації системи обробки відеосигналу.

Система візуалізації базується на цифровому сигнальному процесорі, аналоговому сигнальному процесорі та системі керування.

Адаптація відеосигналу відбувається за допомогою аналогового сигнального процесора, який виконаний на основі однокристального АЦП AD9821. До складу АСП входить відео підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення, схема фіксації рівня сигналу на вході АЦП і регістри, які пов'язані з мікроконтроллером через стандартний послідовний інтерфейс (SPI).

Чутливість проведеного контролю якості виробів обмежується шумами квантування та дискретизації на зображенні об’єкта. Ці шуми мають властивість накопичуватись разом з корисним сигналом. Зменшити появу таких шумів можна лише шляхом оптимального використання динамічного діапазону АЦП.

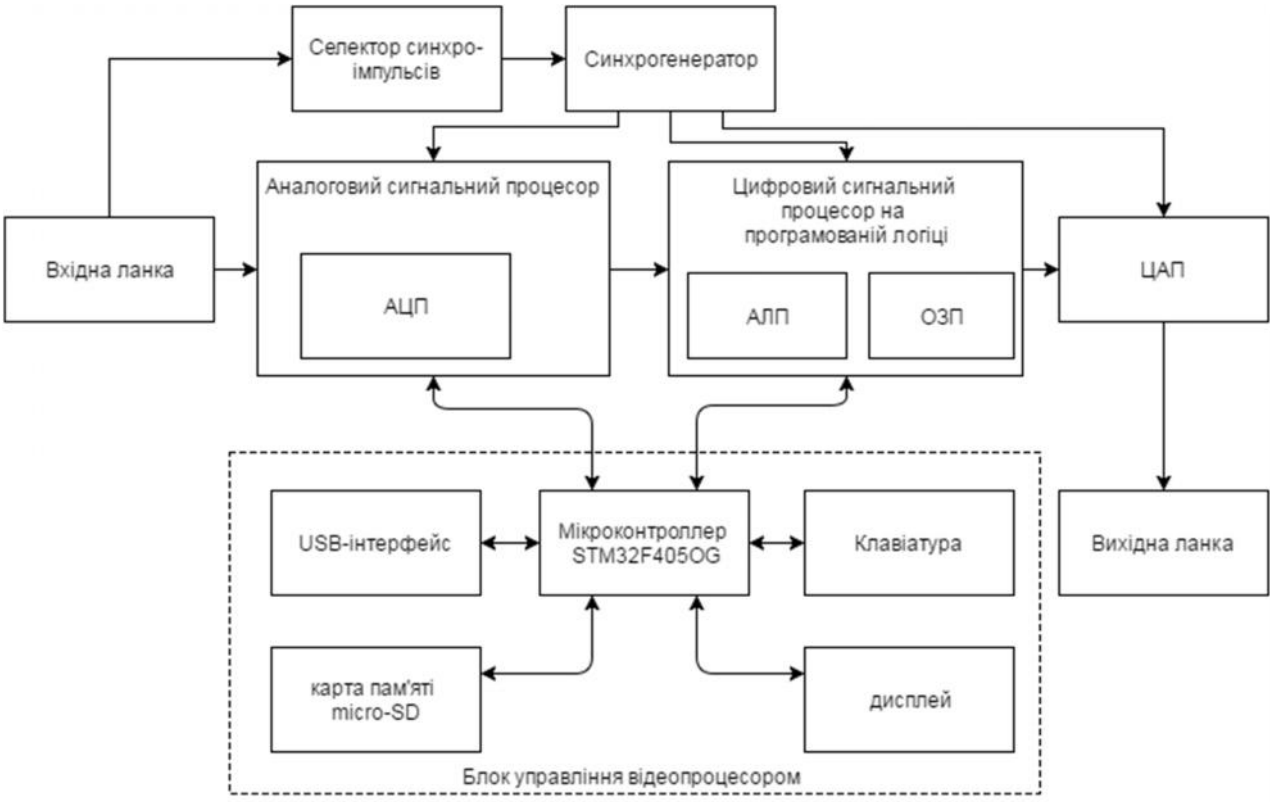


Рис. 2 Структурна схеми відеопроцесора обробки шумів

Аналоговий сигнальний процесор (АСП) призначений для дискретизації вхідного відеосигналу із заданою частотою, та оптимального узгодження рівня вхідного відеосигналу з динамічним діапазоном 12-ти розрядного аналого-цифрового перетворювача.

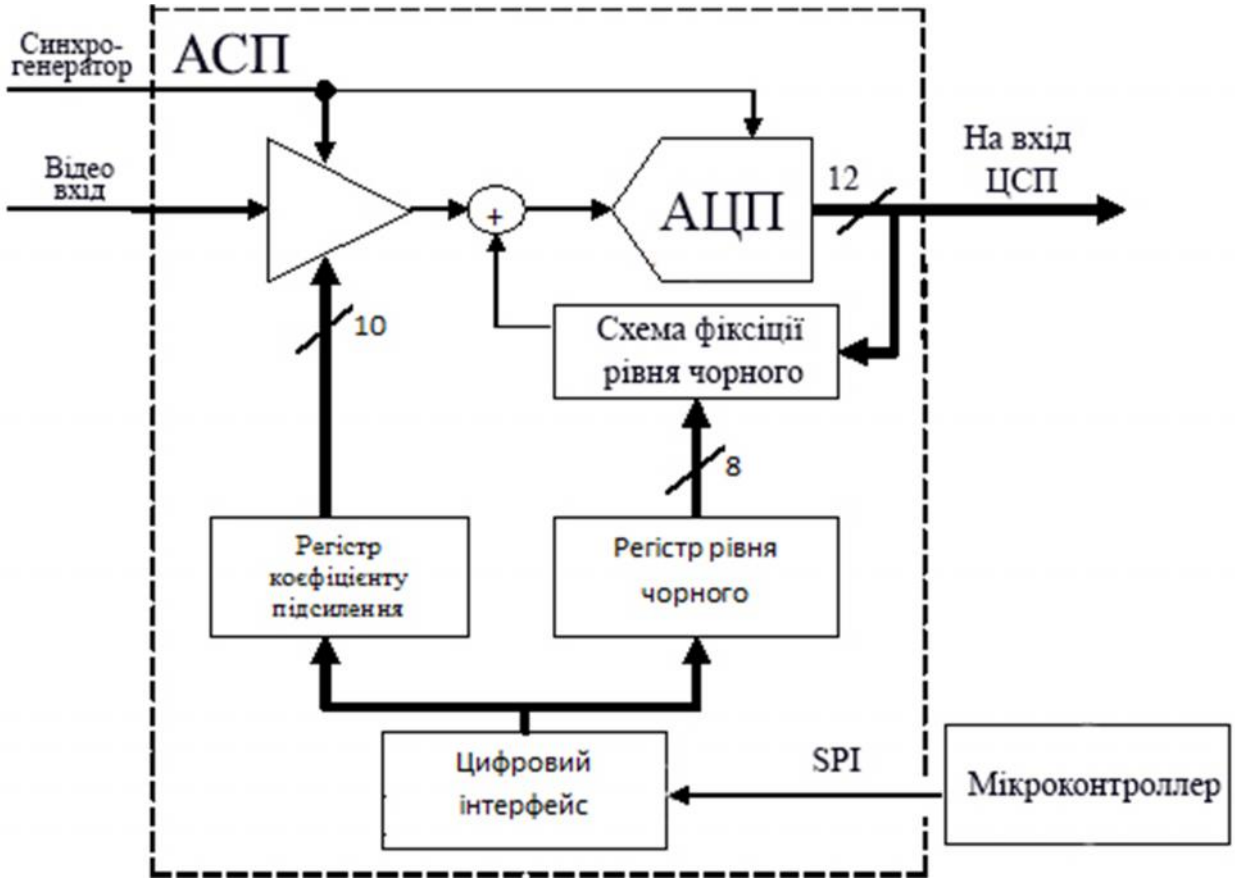


Рис. 3. Структурна схема аналогового сигнального процесора

Вхідний відеосигнал поступає на вхід відеопідсилювача зрегульованим коєфіцієнтом підсилення. Відеопідсилювач забезпечує підсилення в діапазоні від 0 до 36 dB (від 1 до 63 в разах). Значення коєфіцієнту підсилення залежить від коду, занесеного в регістр коефіцієнта підсилення мікросхеми. Цей регістр має розрядність 10 біт і дозволяє в діапазоні 1024 градацій лінійно змінюватикоефіцієнт підсилення відеопідсилювача.

Для реалізації алгоритму адаптації використали мікроконтроллер STM-32 для визначення коефіцієнту підсилення для того щоб підігнати амплітуду вхідного сигналу до величини динамічного діапазону.

Мікроконтроллери фірми STM поєднують в собі дуже високу продуктивність, можливість роботи в режимі реального часу, здатність цифрової обробки сигналів, низьке енергоспоживання та досягають ціни

нижче одного долара, при цьому мають достатній набір периферії.

Підсилення може бути обчислено за формулою K(dB)=(0.0351xC), де K(dB) – коефіцієнт підсилення в dB, а C – число в діапазоні від 0 до 1023, занесене в регістр коефіцієнта підсилення.

Мікроконтроллер визначає параметри відеосигналу, що поступає на вхід ЦСП, порівнює їх з граничними значеннями динамічного діапазону АЦП, визначає необхідне значення коефіцієнта підсилення і рівня чорного сигналу і завантажує ці параметри в керівні регістри АСП. При цьому вхідний відеосигнал автоматично вписується в динамічний діапазон АЦП, що і забезпечує його оптимальне перетворення в цифрову форму.

Змінити значення регістра коефіцієнта підсилення можна за допомогою мікроконтроллера по послідовному інтерфейсу SPI. Особливістю АЦП мікросхеми AD9821 є те, що воно розрахована на повний діапазон вхідної напруги від 0 до 2 В. стандартна амплітуда відеосигналу звичайно складає величину 1 В. Для перекриття повного динамічного діапазону АЦП необхідно підсилити вхідну напругу мінімум в 2 рази. При меншому коефіцієнті підсилення динамічний діапазон АЦП використовуватиметься не повністю.

Алгоритм функціонування пристрою в режимі “Прямого каналу” відбувається так. Спочатку робочі параметри для вибраного режиму читаються зEEPROM і зберігаються в оперативній пам'яті мікроконтролера. Далі за допомогою інтерфейсу SPI проводитьсяініціалізація АСП У нього пересилаються параметри для загальної настройки режиму роботи а також коефіцієнт підсилення відеопідсилювача і рівень чорного. Ініціалізація ЦСП полягає в занесенні в детектор значення порогового рівня. Далі вихід детектора скидується, і встановлюється ознака прямого каналу, змінюються покази індикатора, тобто відображаєтьсятип робочого режиму, початковий коефіцієнт підсилення. Післяцього зпочатком нового кадру блок управління контролює детектор. Якщо протягом кадру немає спрацьовування детектора, то коефіцієнт підсилення збільшується, проводитьсяреініціалізація АСП і змінюється значення коефіцієнта підсилення на індикаторі, проводитьсяскиданнядетектора.

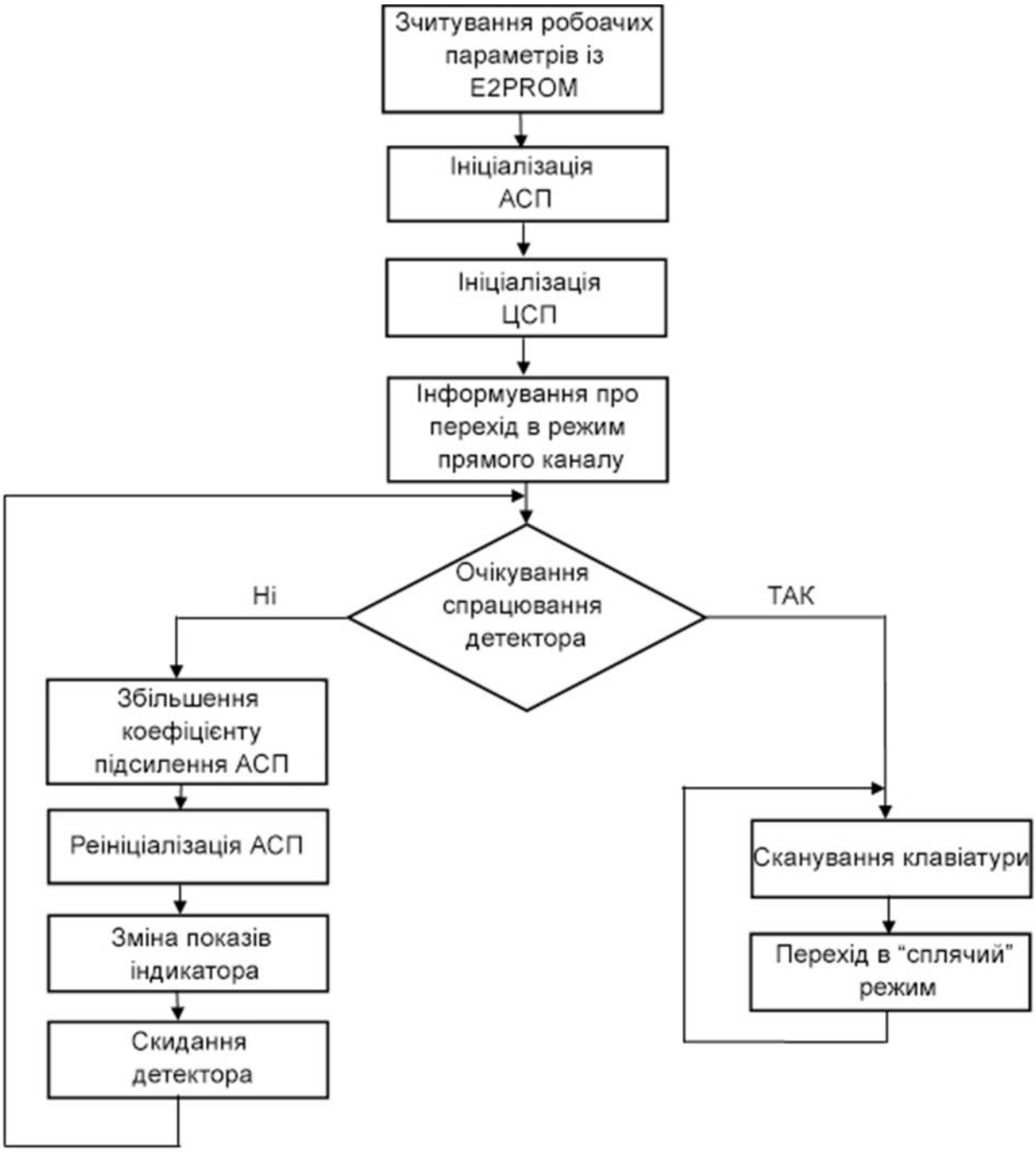


Рис.4. Алгоритм роботи системи адаптації АСП

Цей процес повторюється до тих пір, поки не буде підібраний такий коефіцієнт підсилення, при якому відбудеться спрацьовування детектора в межах кадру. Це говоритиме про те, що підібраний оптимальний коефіцієнт підсилення при якому динамічний діапазон АЦП використовується повністю. Післяспрацьовування детектора пристрійпереходить на циклічну гілку сканування клавіатури. На цій ділянці алгоритму пристрійможе перейти в

будь-якому з інших робочихрежимів або в режим настроювання.

Вирішення питань адаптації зменшує шуми дискретизації та підвищує якість обробки на виході. Використання мікроконтроллера STM-32 дозволяє використовувати систему адаптації в реальному часі. Наведений вище алгоритм адаптації може знайти широке застосування в системах обробки зображення.

В рентгненотелевізійних системах фон може переважати над корисним сигналом. Можливість віднімати фон дозволяє підвищити кількість корисного сигналу і як наслідок підвищити чутливість радіаційних методів контролю якості.

Перевагою системи адаптації ЦСП до параметрів відеосигналу є те що мікроконтроллер може автоматично змінювати коефіцієнт підсилення відеосигналу та рівня чорного сигналу для того щоб оптимально вписати відеосигнал в динамічний діапазон АЦП. Це є досить важливим оскільки досліджувані об’єкти можуть мати різну товщину, різний матеріал, також прискорюючи напруга рентгенівської трубки може бути різна, вид досліджуваних дефектів може відрізнятись, в результаті параметри сигналу будуть постійно відрізнятись. Автоматизованість дає можливість зменшити витрати часу і затрати коштів на дослідження.

Література

1. В.В. Сухоруков - Неруйнівний контроль. Том 2. Ультразвуковий контроль 28 – 39 с.

2. Белокуров И. П., Коваленко В. А. Дефектоскопия материалов и изделий. – К.: Тэхника, 1989. – 192 с.

УДК 621.387.3

Принципы построения и основные элементы передающего блока системы лазерной космической связи

Голуб И.А., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.

Интерес к применению лазерной техники в спутниковой связи обусловлен возможностью использования частот, превышающих рабочие частоты систем радиодиапазона на 7-8 порядков. Это позволяет реализовать три основных преимущества лазерной связи, такие как более широкая полоса частот, меньшие расходимость излучения и размеры антенн, освоение нового диапазона. Лазерная техника даёт возможность получать очень узкие (шириной менее 0,1°) лучи, что исключает помехи от расположенных поблизости спутников, а также обеспечивает исключительно высокие значения коэффициента усиления антенн, что решает проблемы массогабаритных параметров и потребляемой мощности аппаратуры связи [1].

На Рис. 1 приведена упрощённая функциональная схема лазерной системы связи.

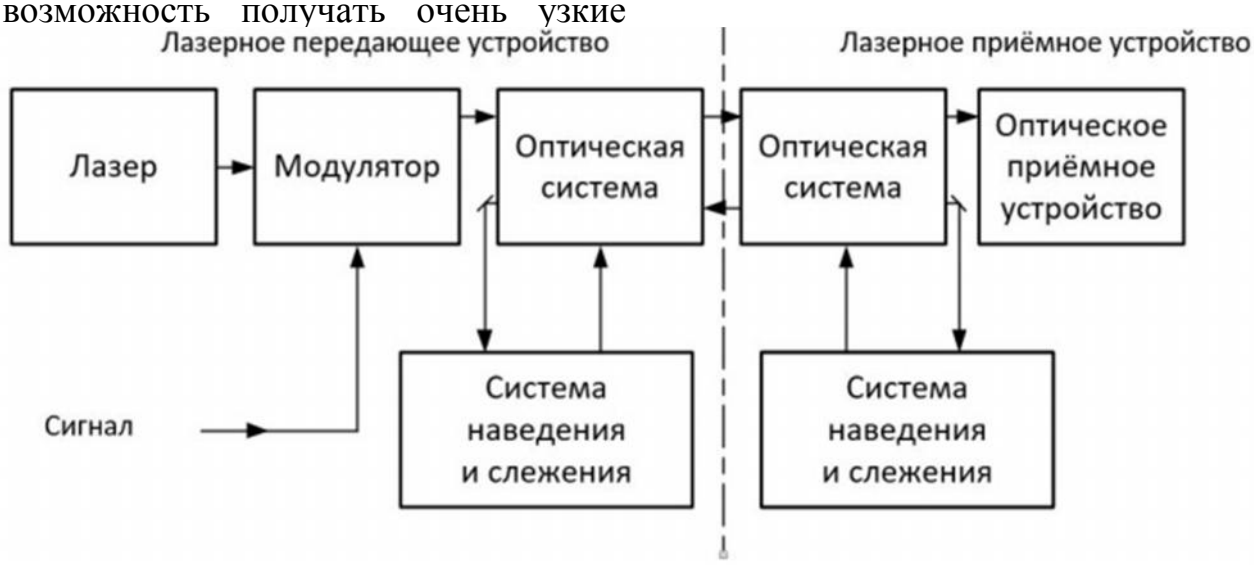


Рис. 1. Функциональная схема лазерной системы связи [1]

В системе оптической связи происходят передача и обработка световых сигналов. Сигналом служит модулированная световая волна, несущая информацию. В подобных системах понятие «оптический» относится к электромагнитным волнам намного короче одного миллиметра, отсюда следует, что

длина оптической волны намного меньше обычных размеров применяемых устройств. Выбор вида светового излучения и длины световой волны для оптической связи зависит как от характера передаваемого сообщения, так и возможностей создания такого излучения, формирования из него сигнала, передачи и обработки световой волны и, наконец, приема сигнала, содержащего информацию.

Основные функции передающего модуля системы лазерной космической связи состоят в том, чтобы: 1) формировать оптический сигнал, способный передавать данные от внешнего источника с высокой скоростью (1-200 Гбит/с); 2) концентрировать и направлять передаваемую энергию на приёмное устройство. Вторичные функции включают в себя захват и отслеживание сигнала принимающего модуля для направления и корректировки узко сфокусированного лазерного луча на приёмное устройство. Передающий модуль может состоять из различных элементов, но, как показано на Рис. 1, основными и неотъемлемыми его составляющими являются четыре элемента: лазер, модулятор, оптическая система, система наведения, захвата и слежения за лучом. Рассмотрим эти элементы подробнее [1].

Лазер.

Лазеры, применяющиеся в космической связи, в основном имеют три типа активных сред: полупроводник, газ или твёрдое тело. Для сравнения параметры наиболее распространённых типов лазеров приведены в табл. 1.

Табл. 1. Параметры наиболее распространённых типов лазеров [2]

Тип лазера	Длина рабочей волны, мкм	Коэффициент полезного действия передающего устройства, %	Коэффициент полезного действия лазера, %	Срок службы, ч
AlGaAs	0,89	1,0	5,0 … 10	40 000, возможно увелич. до 10^5 … 10^6
Nd: YAG	1,06	0,5	0,1 … 7	40 000
Nd: YAG с удвоением частоты	0,532	0,4	0,08 … 5	40 000
CO_2	10,6	0,7	10 … 15	до 10 000

В большинстве космических систем наиболее целесообразно использовать твердотельные лазеры. Среди твердотельных лазеров

особенно стоит выделить Nd: YAG-лазер. Он широко используется в таких областях, как космическая связь, дальнометрия и локация. Благодаря хорошим теплофизическим и спектрально-люминесцентным характеристикам кристаллов Nd: YAG, лазеры на их основе позволяют получать практически все известные режимы генерации.

Эти лазеры могут работать в режимах модуляции добротности резонатора, открытия резонатора и синхронизации мод, кроме того, допускают импульсную модуляцию от низкой (порядка 0,1 Мбит/с) до высокой (порядка 2000 Мбит/с) скорости передачи информации. Nd: YAG-лазер имеет низкий, но приемлемый общий коэффициент полезного действия (обычно 1...7%), существенно зависящий от вида источника накачки оптического сигнала, которым могут быть газоразрядная лампа или полупроводниковый лазер. Одно из существенных преимуществ Nd: YAG лазера – он формирует луч с очень низкой расходимостью, что очень полезно в системах связи дальнего расстояния [3].

Модуляция.

Методы прямой модуляции обычно применимы к полупроводниковым лазерам. Твердотельные лазеры с оптической накачкой и газовые лазеры имеют долгое рекомбинационное время жизни τ и время затухания фотонов τ_p (у Nd:YAG лазера $\tau \approx 10^{-3}$с и $\tau_p \approx 10^{-8}$с). Такие большие времена жизни ограничивают прямую модуляцию этих лазеров столь низкими частотами, что она теряет практическое значение. Медленно протекают и переходные процессы при включении и выключении твердотельных лазеров.

Обычно излучение таких лазеров модулируется внешними модуляторами, отделенными от лазеров. В этих модуляторах используются материалы, у которых либо показатель преломления, либо поглощение световой волны изменяется модулирующим сигналом (такие как CuCl, ZnS, GaAs, $BaTiO_3$, $LiTaO_3$, $LiNbO_3$). Управление показателем преломления основывается либо на электрооптическом эффекте (на величину n влияет электрическое поле), либо на магнитооптическом эффекте (на величину n действует магнитное поле), либо на пьезооптических эффектах (на величину n влияют пьезоэлектрические изменения плотности). В модуляторах для оптической связи используется преимущественно электрооптическнй эффект. Материалы с выраженным магнитооптическим эффектом непрозрачны для света. Пьезооптические модуляторы получаются сложнее, чем электрооптические, и более громоздки. Конструкция типичного внешнего модулятора показана на Рис. 2.

В высокоскоростных, использующих короткие импульсы, лазерных системах связи применяют

такие виды модуляции: двоичная амплитудо-импульсная (ДАИМ), двоичная импульсная поляризационная (ДИПМ), позиционно-импульсная (ПИМ). Наиболее эффективным является последний вид, т.к. при его применении одним импульсом можно передать большое количество двоичных символов, за счёт разбиения заданного интервала на большое число временных позиций. Помимо этого реализуется режим с большой скважностью, поскольку в течение М временных интервалов появляется только один импульс. Также при ПИМ возможно подавление шума за счёт дискретного тактирования каждой временной позиции в оптическом приёмном устройстве.

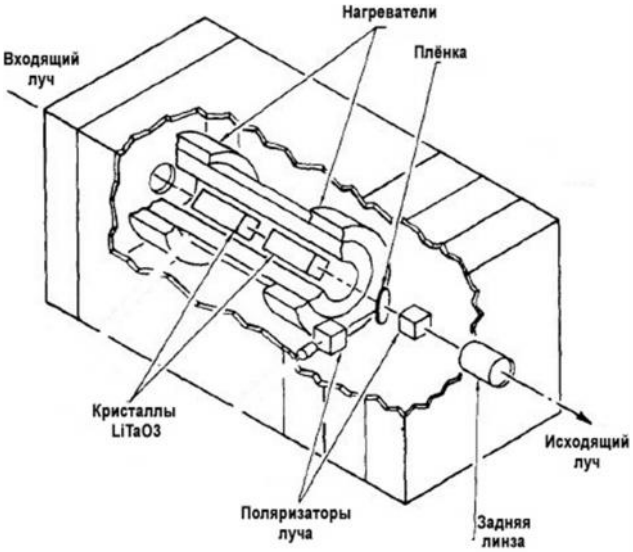


Рис. 2. Основные элементы электрооптического модулятора [2]

Наведение, захват и слежение.

В общем случае блок следящих детекторов состоит из детектора поиска и захвата, детектора точного слежения и устройства обработки информации с соответствующими электронными устройствами. Детектор поиска и захвата имеет более широкое поле обзора и формирует сигналы ошибки для механизма грубого наведения на кардановых подвесах, а детектор точного слежения имеет меньшее поле обзора и формирует сигналы ошибки слежения для механизма точного наведения и юстировки. Для этой цели можно использовать квадрантные детекторы с большим диапазоном скоростей обработки информации, зависящих от применяемых алгоритмов поиска, захвата и слежения [2].

Основными факторами, влияющими на точность наведения, являются отношение сигнал-шум и скорость обработки информации в детекторах, поэтому на этапе разработки данные параметры должны быть тщательно проанализированы.

Блок электронных устройств поиска, захвата и слежения представляет собой решающее устройство, которое необходимо для выполнения функций поиска и захвата (в том числе повторных), слежения и наведения. Для реализации поиска, захвата, слежения, юстировки и калибровки подсистемы в целом осуществляется управление механизмами грубого и точного наведения с помощью информации, получаемой от детекторов грубого и точного слежения. Помимо этого на основе информации о положении космического аппарата производится вычисление угла упреждения для введения компенсирующего смещения

луча. Поскольку функции данного блока сильно зависят от назначения системы и требований интерфейса космического аппарата, его трудно унифицировать. Однако можно разработать унифицированный процессор для выполнения большей части математических операций.

Оптика.

Формирующая оптическая система предназначена для приема излучения маяка и передачи его по различным оптическим путям к одному из детекторов обнаружения или слежения. Кроме того, в ней формируется и направляется по совпадающему оптическому пути передаваемый луч. Для взаимного согласования несовпадающих частей передающего и приемного оптических устройств чаще всего вводят автоматическую юстировку. Для коррекции скорости отклонения луча на орбите используют смещение наведения с точной юстировкой между передающим и приемным устройствами.

К основным системам относятся следующие: 1) отражающие или преломляющие оптические системы; 2) плоское зеркало или телескоп для управления лучом, установленные на кардановом подвесе.

Преломляющие оптические системы обладают более простой и хорошо разработанной технологией, но проигрывают в маосогабаритных параметрах, поэтому в настоящее время отдается предпочтение развитию отражающих оптических систем.

Часто применяют оптические системы Кассегрена [3], позволяющие использовать один телескоп как для передающего, так и для приемного устройств. Каждая лазерная система связи может осуществлять передачу с одной поляризацией, а прием — с другой. Оптическая система содержит две пластинки, через которые проходят лучи, как это показано на Рис. 3.

При прохождении луча с круговой поляризацией через четвертьволновую пластинку происходит изменение поляризации на линейную. Полуволновая пластинка осуществляет поворот плоскости поляризации на 90°. При таком способе одна станция может осуществлять передачу сигнала .с правосторонней поляризацией и прием — с левосторонней, а другая станция — наоборот.

Выводы

В работе были рассмотрены основные составляющие части передающего модуля системы лазерной космической связи и кратко изложены принципы построения таких устройств. В качестве источника лазерного излучения для связи в космосе чаще всего выбирают неодимовый YAG-лазер, позволяющие сформировать очень узкий луч, достигнуть высокой мощности излучения и поддерживающий практически все известные режимы генерации. Для модуляции излучения в наше время больше всего подходит электрооптический метод. Также при

использовании позиционно-импульсной модуляции можно достичь наибольшей скорости передачи информации. Также при построении системы лазерной связи очень важно правильно спроектировать системы наведения, слежения за лучом, большое влияние на которые оказывает оптика устройства.

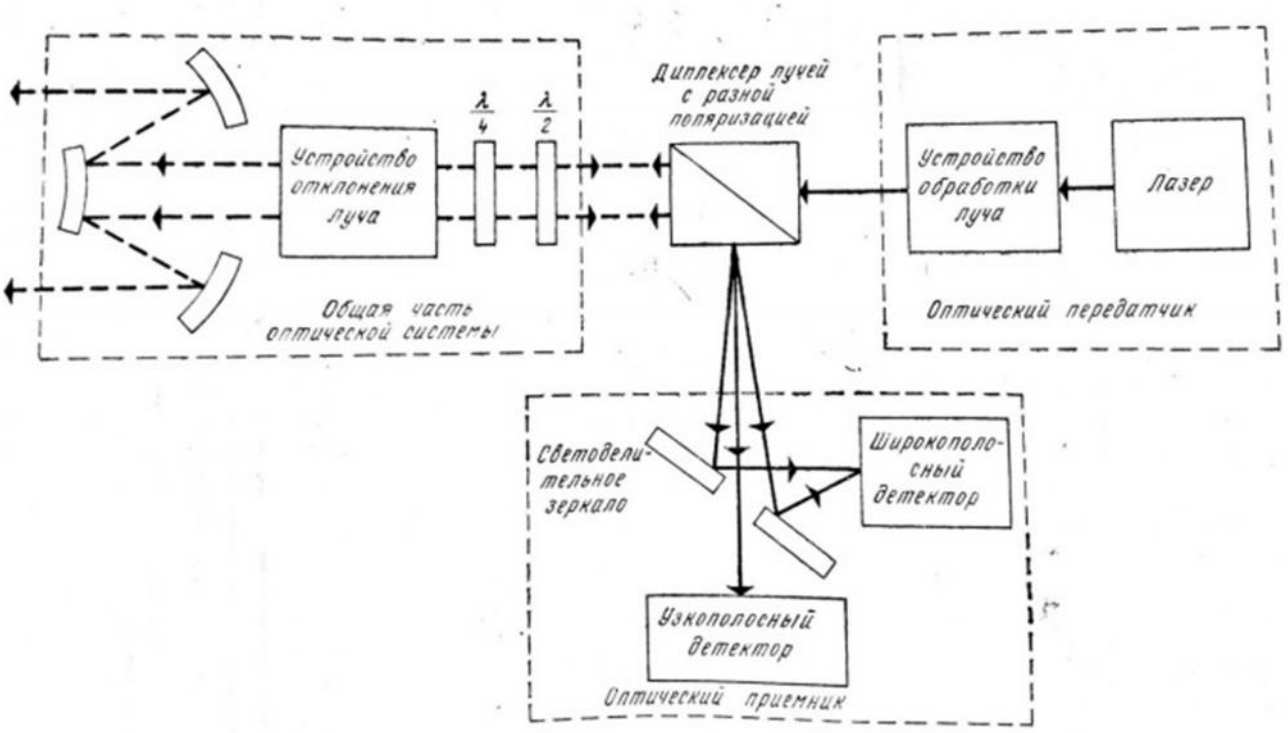


Рис. 3. Схема оптической системы [1]

Оптические системы Кассегрена позволяют уменьшить массу и габариты принимающего и передающего устройств, а также упростить конструкцию и снизить стоимость построения системы за счёт использования разной поляризации излучения для передачи и приёма информации.

Литература

1. М. Кацман Лазерная космическая связь/ М.Кацман, пер. с англ. Сальников Ю.К. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
2. M. Ross, Space Optical Communications with the Nd:YAG laser/ [M. Ross, P. Freedman, J. Abernathy and others]// Proceedings of the IEEE, 1978. – V. 66, № 3. – p. 34
3. Аснис Л.А. Лазерная дальнометрия/ [Аснис Л.А. Васильев В.П., Волконский В.Б. и др.]. – М.: Радио и связь, 1995. – 256 с.

УДК 621

Мультиплексор на основі кристалів CdS

Горлачов О.Д., д.т.н., проф. Циганок Б.А.

Сульфід кадмію належить до перспективних напівпровідникових матеріалів, які використовуються в електронній, оптоелектронній і лазерній техніці. Фізичні властивості кристалів CdS суттєво залежать від їхнього дефектного стану. Крім того, внаслідок ряду особливостей, все частіше ці сполуки розглядають як модельний матеріал для вивчення типу і структурних особливостей дефектів у широко зонних напівпровідниках групи $A^{II}B^{IV}$. Тому великий інтерес викликає дослідження впливу власних дефектів решітки і їх комплексів (які включають також легуючі домішки) на фізичні властивості CdS-монокристалів. Зручним методом зміни дефектного стану зразків є опромінення їх частинками високих енергій.

У поданій статті досліджувався вплив опромінення швидкими електронами на електричні, фотоелектричні й оптичні властивості легованих індієм монокристалів CdS. Монокристали вирощувалися в інституті монокристалів (м. Харків) із розплаву спеціально очищеного порошку CdS в атмосфері інертного газу під тиском $1{,}86\cdot10^7$ Па. Легування індієм здійснювалося у процесі вирощування. Згідно з паспортними даними, концентрація індію в різних зразках становила $N_{In}\approx10^{18}см^{-3}$, $N_{In}\approx10^{19}см^{-3}$ і $N_{In}\approx10^{20}см^{-3}$. Опромінення зразків електронами з енергією 1,2 МеВ відбувалося на лінійному прискорювачі. Кристали при опроміненні охолоджувалися парами рідкого азоту і їхня температура при опроміненні не піднімалася вище 290 К. Доза опромінення становила $Ф\approx2\cdot10^{17}см^{-2}$.

Спектри поглинання (СП) і фотолюмінесценції (ФЛ) вимірювалися стандартним методом на змінному сигналі з використанням синхронного детектування. Як аналізуючи прилади використовувалися спектрографи ИСП-51 і ИКС-12. Вимірювання спектрального розподілу фотопровідності (ФП) й оптичного гасіння фотопровідності (ОГФ) здійснювалися стандартним методом на постійному сигналі.

Корисна модель відноситься до галузі електронних пристроїв, зокрема до пристроїв з оптоелектронним керуванням, з фотопровідністю фотоматеріалах (рис.1).

Мультиплексор містить підкладку з п’єзо-фотоматеріалу, на її поверхні розміщений вихідний широкосмуговий ЗШП. Над п’єзо-фотопровідною підкладкою на

відстані 0,001-1мм розташована світлодіодна матриця, що керується через шину керування синхронізатором-мікроконтролером. Світлове випромінювання з пікселей світлодіодної матриці формує в приповерхневому шарі підкладки доріжки з п'єзо-фотопровідного матеріалу.

Створюються технологічним методом металізовані доріжки 2 на кожному вході та на виході між якими будуть протікати сигнали розподілені в часі. Світлодіодна матриця буде формувати на фотоматеріалі квазіметалізовані доріжки 1, з заданим алгоритмом роботи на синхронізаторі-мікроконтролері, що будуть з'єднувати вхідний і вихідний електрод, для передачі сигналів розподілених в часі.

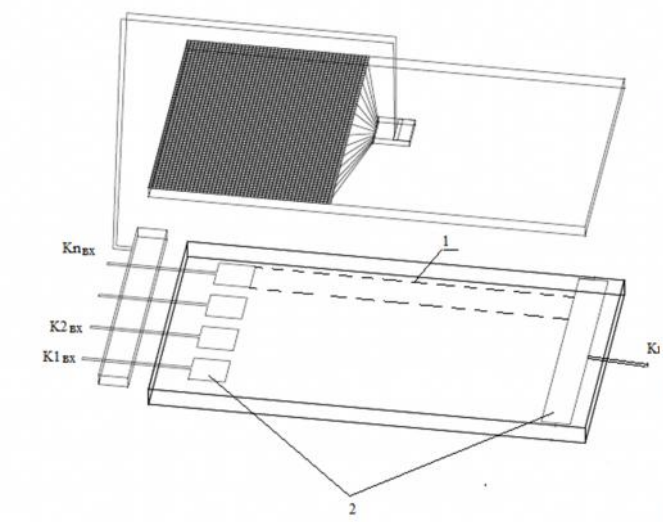


Рис. 1 Мультиплексор розподілу сигналу в часі

Мультиплексор розподілу сигналу в часі повинен складатись з кристалу CdS, який буде опромінюватись в певних місцях світлодіодною матрицею, і в якому за рахунок внутрішнього фотоефекту, будуть утворюватися канали провідності. Для перевірки даного твердження було розроблено та створено експериментальну установку.

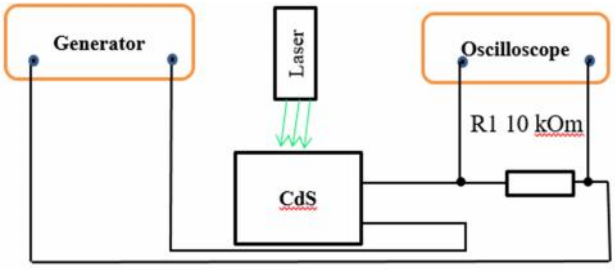


Рис. 2 Блок схема експериментальної установки

Установка (Рис. 2) складалась з генератора Г5-54, осцилографа С1-67, напівпровідникового зеленого лазера потужність 5 мВт та довжиною хвилі 532 нм, та самого кристалу CdS 3x3 мм^2. Осцилограми знімались з резистору 10 кОм.

На кристалі було реалізовано канал провідності між контактами, що припаювались за допомогою Індію, який має великий рівень адгезії до CdS та низьку температуру плавлення.

Оскільки деталі мали дрібний розмір (кристал 3x3 мм^2), в процесі пайки було використано мікроскоп. Нажаль більшу кількість каналів створити не вдалося внаслідок відсутності спеціалізованого технологічного обладнання.

Виконання: послідовно з'єднується резистор на 10 кОм, кристал, генератор та паралельно до резистора підключається осцилограф.

На генераторі виставляється подачу одиничних імпульсів з

частотою 100 кГц, з затримкою сигналу 7,8 мкс, тривалістю імпульсу 6,15 мкс амплітудою 2 В. На осцилографі виставлено 1 мкс/діл та 0,5 В/діл. В результаті спостерігаємо осцилограму (Рис. 3).

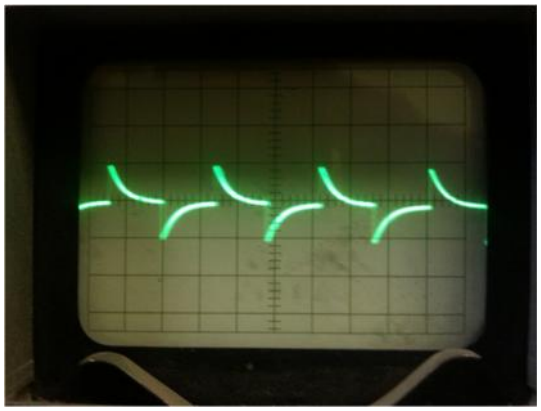


Рис. 3 Осцилограма без ввімкненого лазеру

Як бачимо кристал виконує роль диференціатора, тобто є наявність ємності і еквівалентна схема буде мати вигляд Рис. 4.

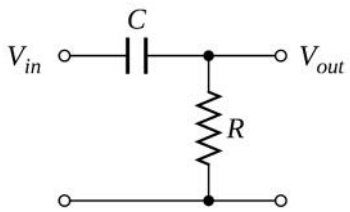


Рис. 4 Еквівалентна схема диференціатора виконаного на полікристалічному CdS

Можна вирахувати значення ємності через час перехідного процесу:

t=500нс

R=500 кОм – опір при вимкненому генераторі

τ=t/3=500/3=167 нс

C= τ/R=0,334 пФ

Включимо зелений лазер і направимо промінь, щоб він потрапляв на кристал між підключеними провідниками, щоб утворився квазіпровідний шар. При зміні кута падіння променю лазера змінюються параметри перехідного процесу (Рис. 5).

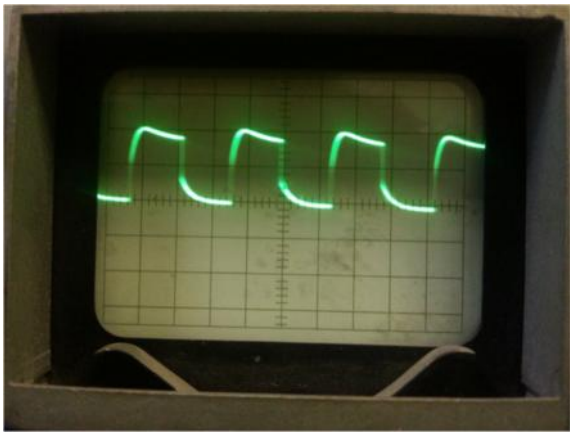


Рис. 5 Осцилограма вихідного сигналу при освітленні CdS

Як бачимо на Рис. 3.4 перехідні процеси, на передньому та задньому фронтах, демонструють перехідні процеси в кристалі CdS спричинені часом генерації та рекомбінації носіїв зарядів. Форма еквівалентної електричної схеми матиме вигляд (Рис. 6).

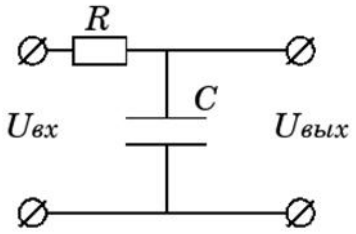


Рис. 6 Еквівалентна електрична схема схема інтегратора виконаного на кристалі CdS

Можна вирахувати значення ємності через час перехідного процесу:

t=500нс

R=500 кОм – опір при вимкненому генераторі

$$\tau = t/3 = 500/3 = 167 \text{ нс}$$

$$C = \tau/R = 0{,}334 \text{ пФ}$$

Порівнюючи осцилограми до опромінювання лазером та після, можна зробити висновок, що при опроміненні канал зменшує свій опір на 4 порядки з 108 Ом/м до 104 Ом/м. При цьому спостерігається зміна функції з диференціюючої на інтегруючу, що може бути пояснено фотоємнісним ефектом в кристалах CdS/CdTe.

Окрім того з осцилограм видно, що кристал можна використовувати у якості диференціатора чи інтегратора, параметрами якого можна керувати за допомогою зміни параметрів освітлення.

УДК 621

Алгоритми статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу

Городецький Б.М., к.т.н., доц. Терлецький О.В.

Забезпечення високої якості продукції - одна з найбільш важливих науково-технічних і виробничих проблем. В промисловості широко застосовують радіоскопічні методи неруйнівного контролю якості виробів. При цьому якість контролю визначається чутливістю апаратних засобів контролю якості виробів. Для радіаційних систем контролю виробів характерний високий рівень шуму, обумовлений флуктуаціями рентгенівських квантів на вході детектора рентгенівського випромінювання (Рис.1). Шуми рентгенівських квантів мають досить високий рівень, який може перевищувати в кілька разів рівень корисного сигналу. Тому на екрані телевізійного монітора тіньове рентгенівське зображення контрольованого об'єкта відтворюється на тлі явно виражених флуктуаційних шумів рентгенотелевізійного каналу, що істотно знижує якість та інформативність тіньового рентгенотелевізійного зображення. Чутливість радіоскопічних методів контролю якості виробів обмежена флуктуаційними шумами рентгенотеле-візійного каналу і щоб підвищити чутливість контролю застосовують статистичні методи обробки рентгенотелевізійних зображень. Зазвичай для цього застосовують комп'ютерні технології обробки рентгенотелевізійних зображень, наприклад, такі програмно-апаратні засоби, як «Відеорен», «Сова +» та інші. В таких системах статистична обробка рентгенотелевізійних зображень реалізується шляхом накопичення заданої кількості кадрів рентгенотелевізійного зображення. При цьому відношення сигнал/щум на виході рентгенотелевізійної системи підвищується пропорційно $\sqrt{N_к}$ накопичення кадрів рентгенотелевізійного зображення.

Використання цифрових методів обробки рентгенотелевізійного зображення дозволяє отримати цифрову радіограму контрольованого виробу, провести статистичну обробку тіньового рентгенівського зображення з метою підвищення чутливості контролю за рахунок фільтрації флуктуаційних шумів. Крім того, цифрова обробка

рентгенотелевізійного зображення в процесі просвічування контрольованого виробу, дозволяє автоматизувати вибір тривалості експозиції, що забезпечує отримання цифрових радіограм з нормованим ступенем почорніння. Що є важливим для їх подальшої обробки та розшифрування.

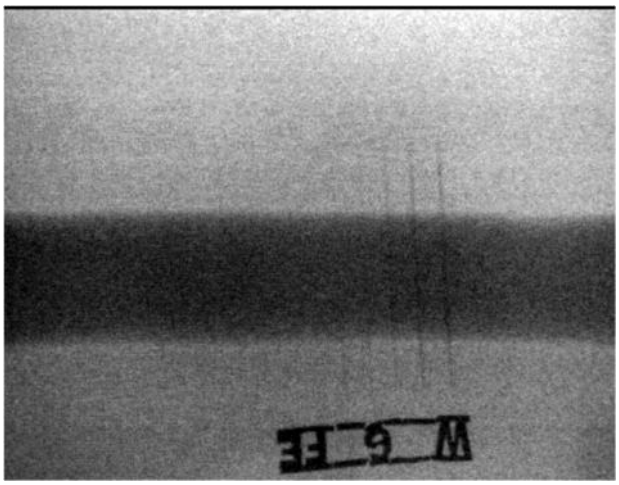


Рис. 1. Кадр ренгенотелевізійного сигналу без обробки

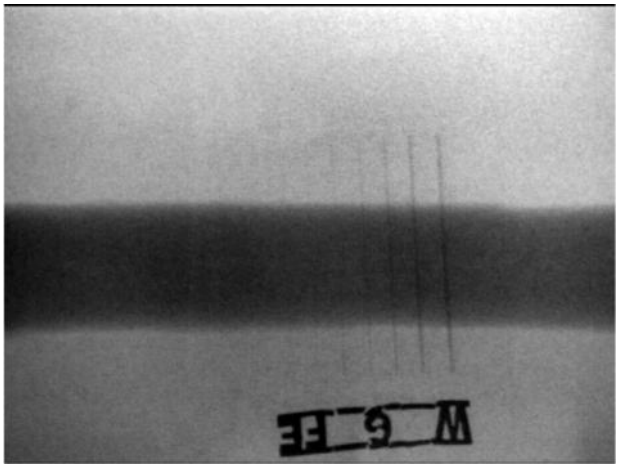


Рис. 2. Кадр ренгенотелевізійного сигналу після статистичної обробки

Алгоритм цифрової статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення представлений на Рис.3 Поточний кадр рентгенотелевізійного відеосигналу у цифровій формі попіксельно записується в ОЗП. Наступний оцифрований кадр надходячи до цифрового сигнального процесора (DSP) попіксельно сумується зі збереженим в ОЗП кадром телевізійного зображення. Результат сумування записується знову в ОЗП. Цей процес триває доти, поки рівень сигналу в ОЗП не досягне заданого значення рівня сигналу. Після досягнення цього значення, процес накопичення кадрів рентгенотелевізійного зображення припиняється і інформація з ОЗП автоматично виводиться на екран телевізійного монітора. На екрані телевізійного монітора оператор спостерігає рентгенограму виробу, що контролюється, з нормованим ступенем почорніння та без флуктуаційних шумів рентгенотелевізійного каналу.

У даному пристрої обробка даних, що поступають з АЦП, виконується повністю в цифровій формі. Основні операції, які будуть виконується над сигналом, – це складання багаторозрядних чисел, порівняння з константою, записаною в регістр, мультиплексування потоків. Частота дискретизації вхідного відеосигналу складає 24 Мгц, що відповідає періоду в 40,62 нс. За цей час необхідно виконати такі операції: рахувати з оперативної пам'яті двох байтне число, скласти його з одержаним від АЦП 12 розрядним числом і одержану суму знову записати в оперативну пам'ять, до додаткових операцій відноситься порівняння суми з константою і

фіксація результату порівняння. Таким чином до апаратної частини пред'являються дуже жорстокі вимоги по швидкодії. Для успішної реалізації пристрою швидкодія апаратної частини повинна складати не більше 10-15 нс. Таку швидкодію можуть забезпечити мікросхеми програмованої логіки, які містять вбудовані помножувачі, схеми арифметичного переносу і великий об’єм оперативної пам’яті всередині кристалу, тому ПЛІС забезпечує можливість реалізації алгоритму цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі. Всі ці особливості разом з високою ступінню паралелізму ПЛІС забезпечують преваги ПЛІС над найшвидшими сигнальними процесорами в 500 і більше разів.[1]

Другим важливим елементом пристрою, до якого пред'являються жорстокі вимоги по швидкодії, є оперативна пам'ять. Час доступу до даних в оперативній пам'яті не повинен перевищувати 10-15 нс. При більшому часі доступу необхідно буде або зменшувати частоту дискретизації, або роздільну здатність. Оптимальним вибором за критеріями ціни та ресурсів є ПЛІС фірми INTEL Cyclone IV GX, оскільки серед усіх сімейств INTEL, ПЛІС Cyclone IV відрізняються найнижчою вартістю логічного елемента і найнижчим енергоспоживанням. Крім трансиверів мікросхеми містять апаратні помножувачі і блоки вбудованого ОЗП. Також перевагою є те, що для Cyclone IV GX не потрібен тепловідвід, що спрощує дизайн друкованої плати, та зменшує вартість монтажу. . Підтримка проектування ПЛІС Cyclone IV GX забеспечується програмним пакетом Quartus Prime, який є у вільному доступі. В данній таблиці показані основні ресурси ALERA Cyclone IV GX EP4CGX15

Cyclone IV GX EP4CGX15 (напруга живлення ядра 1.2 В)		
Ресурси	Кіл-сть логічних елементів, тисяч	14
	Кіл-сть блоків вбудованої ОЗП M9K	60
	Об'єм вбудованої ОЗП (кбіт)	540

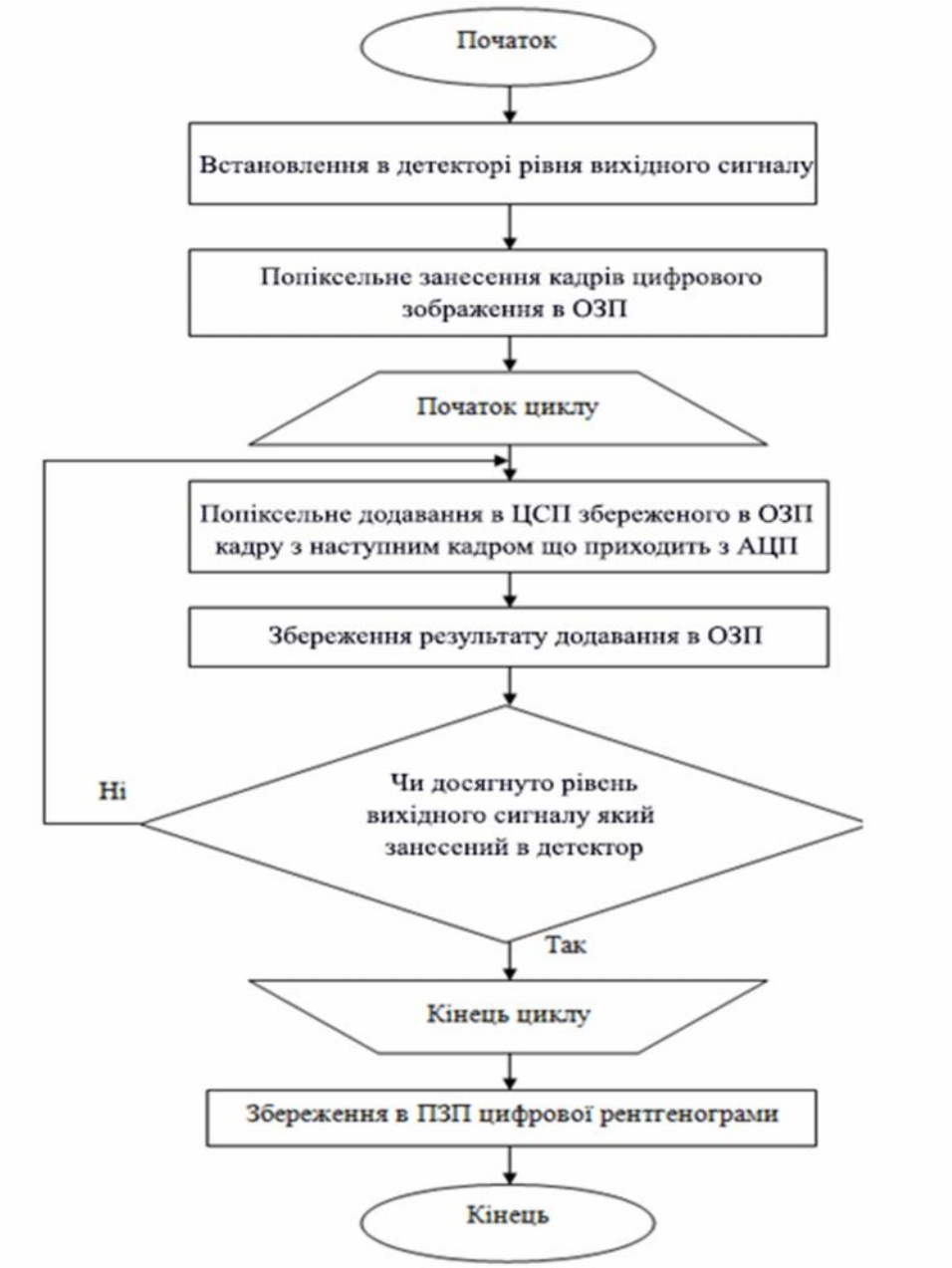


Рис. 3. Алгоритм цифрової обробки рентгенотелевізійного зображення

Висновки

1. Цифрова обробка рентгенотелевізійного зображення в процесі просвічування контрольованого виробу, дозволила автоматизувати вибір тривалості експозиції, що значно підвищує продуктивність та ефективність контролю, зменшує собівартість контролю та забезпечує отримання цифрових радіограм з нормованим ступенем почорніння та відсутніми флуктуаційними шумами.

2. Оскільки обробка рентгенотелевізійного зображення відбувається в реальному масштабі часу доцільно використовувати ПЛІС, бо вона має високу швидкодію та велику кількість програмованих ресурсів, які дозволяють виконати

статистичну обробку ренгенотелевізійного зображення. При цьому дуже важливим є можливість побудови на ПЛІС необхідної структури цифрового сигнального процесора. Наявність на кристалі ПЛІС необхідних компонентів і засобів конфігурації дозволяє реалізувати алгоритм статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу.

3. Оптимальним вибором є ПЛІС фірми INTEL Cyclone IV GX оскільки серед усіх сімейств INTEL ПЛІС Cyclone IV відрізняються найнижчою вартістю логічного елемента і найнижчим енергоспоживанням, а також мають достатні ресурси для реалізації алгоритм цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі.

Література

1. Клайв Максфилд. Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы – 2015 – С. 21.

УДК 534.08

Блок обробки сигналу від вимірювальних перетворювачів на ПАХ

Дербанов Є.П., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Для прецизійних вимірювань переважно використовують датчики на оптичних ефектах. Вони забезпечують високу роздільну здатність та чутливість, але є мінуси: складність виготовлення, висока вартість, мала механічна міцність, тощо. Вимірювальні перетворювачі на ПАХ не мають цих недоліків, але донедавна для динамічного діапазону при використанні фазового метода вимірювання вони не забезпечували достатньої чутливості, яка теоретично обмежена лише довжиною хвилі. Це було викликано відсутністю фазометрів, що могли б працювати на високих та надвисоких частотах.

З появою високочастотних фазометрів з'являється можливість зробити вимірювальні перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях актуальними для проведення прецизійних вимірювань, адже вони можуть скласти конкуренцію поширеним оптоволоконним перетворювачам. Проаналізував існуючі типи ВП (вимірювальних перетворювачів) на ПАХ, 3-х частотних тип, описаний у статті М. Ф. Жовніра[1], виявився найбільш перспективним. Проблема описана в статті – відсутність приладів обробки інформаційного сигналу з перетворювачів даного типу. З цього випливає задача – дослідження та розробка математичної моделі БОІС (блоку обробки інформаційного сигналу) від ВП на ПАХ.

На рис. 1 представлена функціональна схема ВП на ПАХ. Первинний перетворювач складається із п'єзоелектричного хвилеводу 1 з поглиначами ПАХ 2 та 3, що необхідні для створення режиму біжучих хвиль, вхідного та контрольного зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП) 4 і 5, сформованих на п'єзоелектричному хвилеводі, над яким на відстані x, не більшій довжини поверхневих акустичних хвиль, переміщується приймач ПАХ 6, виконаний у вигляді ЗШП, сформованого на діелектричній пластині.

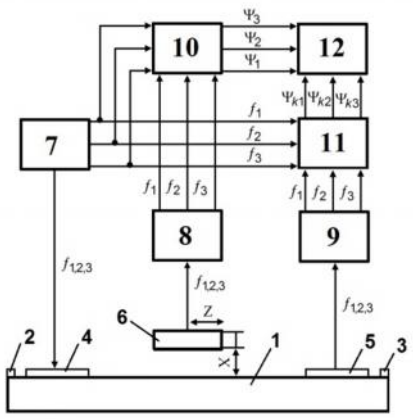


Рис. 1. Функціональна схема ВП на

ПАХ лінійних та кутових переміщень

Електричний сигнал з генераторного блоку 7, що складається із трьох високостабільних генераторів та суматора, подається на вхідний ЗШП і збуджує поверхневу акустичну хвилю, яка приймається рухомим приймачем 6 і контрольним ЗШП 5, вихідні сигнали з яких поступають на блоки підсилення і фільтрації 8 і 9, що складаються із високочастотних підсилювачів та 3-х фільтрів відповідно на частоти $f_{1,2,3}$. Після підсилення та фільтрації вихідні сигнали з блоків 8 і 9 поступають на блоки фазометрів 10 та 11, на які поступають також сигнали з генераторного блоку. Результати вимірювання фаз ψ_1,ψ_2,ψ_3 сигналів з рухомого приймача поступають в блок обробки та формування трьох вимірювальних шкал перетворювача 12.

Одночасно в блок 12 поступають результати вимірювання фаз сигналів $\psi_{K1},\psi_{K2},\psi_{K3}$ при дії дестабілізуючих факторів на хвилевод.

Наприклад, для формування точної шкали використовуються результати вимірювання ψ_1 на частоті f_1. Визначаючи $\psi_{12}=\psi_1-\psi_2$ або $\psi_{13}=\psi_1-\psi_3$ можна сформувати проміжну шкалу, а визначення $\psi_{123}=\psi_{13}-\psi_{12}$ дозволить сформувати грубу шкалу вимірювального перетворювача.

Повний фазовий набіг кожної хвилі на ділянці хвилеводу від вхідного ЗШП до приймача ПАХ можна представити у вигляді:

$$\Phi_{1,2,3}=\Delta\Phi_{1,2,3}+\beta_{1,2,3}Z=$$
$$=\Delta\Phi_{1,2,3}+2\pi N_{1,2,3}+\psi_1$$

де $\Phi_{1,2,3}$ - початкові фази ПАХ, для спрощення подальшого опису метода приймаємо $\Delta\Phi_1=\Delta\Phi_2=\Delta\Phi_2=0$; $\beta_{1,2,3}$ і $\lambda_{1,2,3}$ - відповідно хвильові числа і довжини ПАХ на частотах $f_{1,2,3}$, що визначаються співвідношеннями:

$$\beta_{1,2,3}=2\pi/\lambda_{1,2,3}=2\pi f_{1,2,3}/V;$$

$$\lambda_{1,2,3}=\lambda_1/(1-\delta_{1,2,3}),$$

де $\delta_{1,2,3}=(f_1-f_{1,2,3})/f_1$ - частотне розстроювання; $\lambda_1=V/f_1$ - довжина ПАХ на частоті f_1; $N_{1,2,3}$ число довжин хвиль (число циклів фази) на відповідних частотах на довжині хвилеводу Z; $\Psi_{1,2,3}$ дробині частки фазового набігання на частотах $f_{1,2,3}$ фіксуються фазометрами, що дозволяють однозначно визначати положення рухомого приймача ПАХ в границях відповідних довжин хвиль $\lambda_{1,2,3}$, які в високоточних перетворювачах переміщень можуть приймати значення $\lambda=10...100$ *мкм*.

Існують універсальні блоки обробки та передачі інформації, що призначені для збору даних з контрольно-вимірювальних пристроїв, взаємодії з пристроями сигналізації і відображення інформації, виконавчих пристроїв, їх обробки, архівування та передачі в інформаційні канали зв'язку з ПЕОМ, видачі і прийому «сухих

контактів», звуковий і колірної сигналізації перевищення встановлених рівнів, в тому числі на зовнішній пристрій сигналізації. Для зручності роботу БОІС можна розділити на декілька кроків:

1. Прийом;
2. Фільтрація;
3. Підсилення;
4. Обробка інформації;
5. Вивід (для індикації чи керування);

На вхід блок обробки приходить сигнал, що являє собою суперпозицію 3-х хвиль із різними довжинами. Частота основної хвилі f_1 обирається у відповідності до чутливості, що потрібно отримати. Інші 2 частоти обираються згідно із принципом спряження хвиль: $f_2 = f_1(1-\delta_2)$ та $f_3 = f_1(1+\delta_3)$.

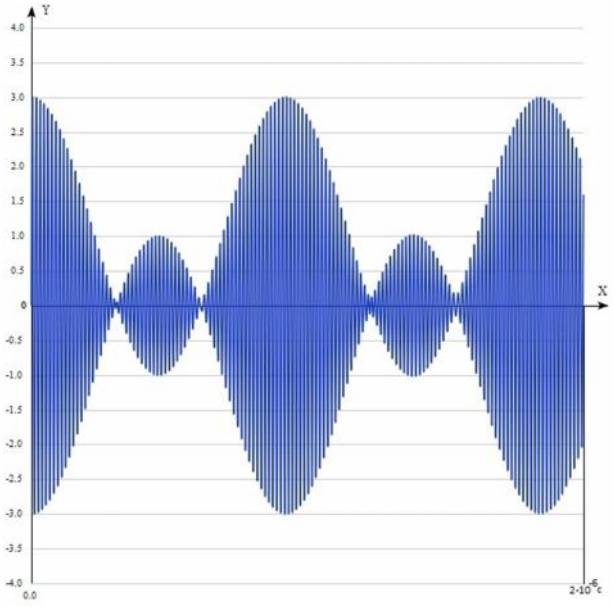


Рис. 2. Вид сигналу на вході ВП за частоти $f_1 = 70.62 МГц$

Першим кроком до вирішення проблеми буде прийом двох подібних сигналів, вид яких зображений на рис.2

$$f = U_0 \sin(w_1 t + \psi_1) + U_0 \sin(w_2 t + \psi_2) + \\ + U_0 \sin(w_3 t + \psi_3).$$

Фільтрація та підсилення сигналу з рухомого приймача та контрольного ЗШП проводиться однаково. Функція є вхідним параметром математичної моделі, що залежить від лінійного переміщення рухомого приймача відносно хвилеводу та температури. Вихідним параметром математичної моделі слугує цифровий сигнал, що містить інформацію про переміщення приймача та температурне корегування, що було застосовано під час обробки вхідних даних. Для отримання корисної інформації, вхідний сигнал необхідно відфільтрувати.

Аналогова обробка сигналу, що традиційно використовується в багатьох радіотехнічних пристроях, є в багатьох випадках більш дешевим способом досягнення необхідного результату. Однак в тому випадку, коли потрібна висока точність обробки, мініатюрність пристрою, стабільність його характеристик в різних температурних умовах функціонування, цифрова обробка виявляється єдиним прийнятним рішенням. Приклад аналогової фільтрації сигналу представлений на Рис. 3. Використовуваний в фільтрі операційний підсилювач дозволяє розширити динамічний діапазон оброблюваних сигналів. Форма АЧХ

фільтра визначається значеннями величин R_f і C_f. Високе значення добротності складно забезпечити, так як параметри фільтра сильно залежать від температурного режиму.

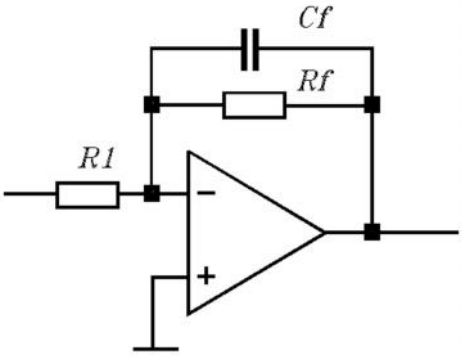


Рис. 3. Аналоговий фільтр

Компоненти вносять додатковий шум у результуючий сигнал. Тому фільтрація та підсилення сигналу реалізується за допомогою цифрового фільтру.

Компонентами схеми є фільтри нижніх частот (ФНЧ), що виконують попереднє і подальше видалення з частотного спектра додаткових гармонік сигналу, аналого-цифровий (АЦП) і цифро-аналоговий перетворювачі і власне цифровий фільтр. Амплітудно-частотна характеристика фільтра визначається значеннями коефіцієнтів фільтра С (к). Змінюючи кількість коефіцієнтів (довжину фільтра) і їх значення, можна отримати фільтр з будь-якої необхідної амплітудно-частотної характеристикою. Внесений шум (шуми квантування) залежать від частоти дискретизації і розрядності АЦП і ЦАП, а також точності обчислень. Відмінною особливістю задач цифрової обробки сигналів є потоковий характер обробки великих обсягів даних в реальному масштабі часу, що вимагає від технічних засобів високої продуктивності і забезпечення можливості інтенсивного обміну з зовнішніми пристроями. Відповідність даним вимогам досягається в даний час завдяки специфічній архітектурі сигнальних процесорів, проблемно-орієнтованій системі команд.

Рис. 4. Схема цифрової фільтрації

Відфільтровані сигнали подаються на фазометричну ланку БОІС. Методи вимірювання фази класифікуються:

1. Компенсаційні;
2. Прямого перетворення;

Для забезпечення достатньої точності обрано компенсаційний метод.

Принцип роботи компенсаційного методу:

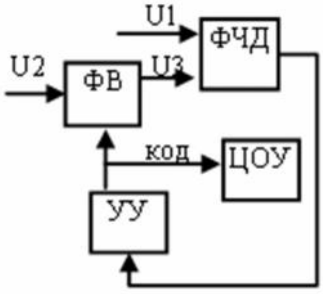


Рис. 5. Компенсаційний фазометр

Одна з двох синусоїдальних напруг, в даному випадку U2, надходить на фазообертач ФВ, керований кодом з УУ. Фазовий зсув

напруги U3 щодо U2 змінюється до тих пір, поки U1 і U3 НЕ будуть синфазних. В процесі врівноваження в знак фазового зсуву між U1 і U3 визначається за допомогою фазочутливого детектора ФЧД, вихідний сигнал якого надходить на пристрій управління УУ. Алгоритм врівноваження відповідає кодоімпульсному методу. По закінченню врівноваження код на вході ФВ висловлює фазовий зсув між U1 і U3 і, відповідно, U1 і U2.

Компенсаційний метод має високу точність, але реалізується в ручному режимі.

Після вимірювання фаз в хід вступає алгоритм обробки, що перетворює значення фаз трьох сигналів у значення по вимірювальним шкалам, таким шляхом знаходячи переміщення.

Алгоритм представлений на рис.5 відображає повний цикл вимірювання переміщення та кінцеве виведення на екран (цей пункт може бути замінений на формування керуючого сигналу для корегування положення об’єкта, що розглядається). Подібні цикли будуть неперервно повторюватись один за одним, для забезпечення вимірювання переміщення. Частота повторення таких циклів буде впливати на точність вимірювання, для забезпечення максимальної точності – швидкодія процесора, що буде проводити розрахунки, повинна бути максимально можливою.

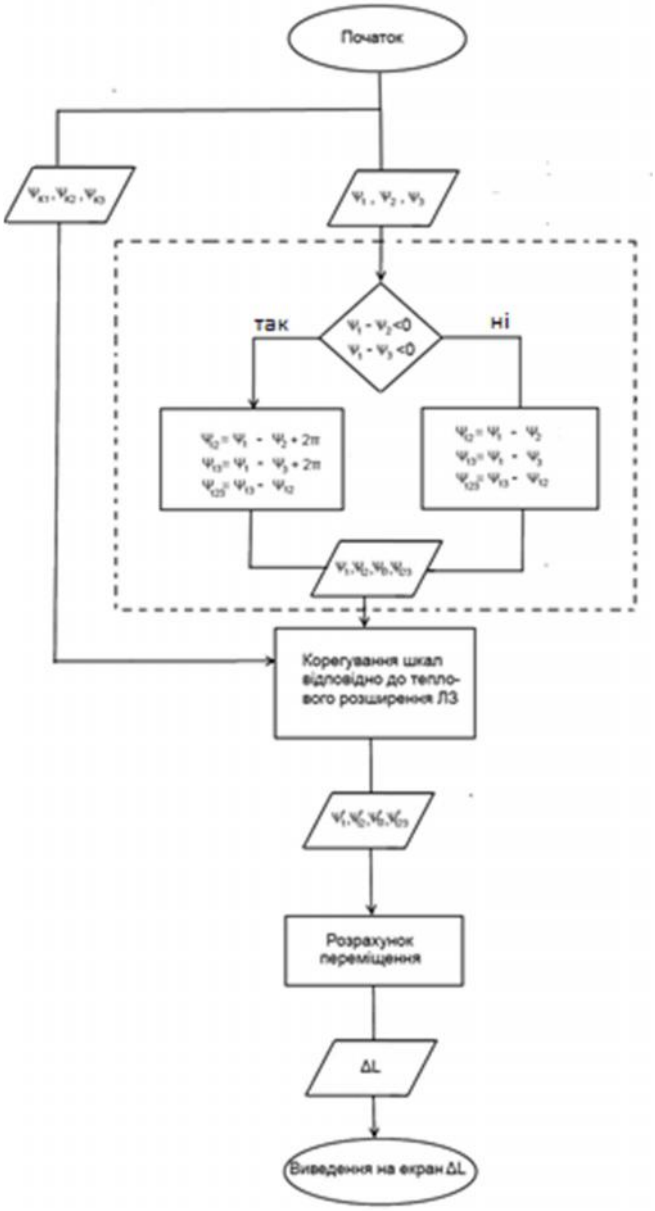


Рис. 6. Алгоритм роботи БОІС.

Висновки

Описане рішення по розробці БОІС для використання з 3-х фазовими ВП на ПАХ дозволить замінити використання дорогих оптичних перетворювачів дешевими акустичними, що в свою чергу може вплинути на прибуток від виробництва електронних приладів чи їхню ціну.

- Після прийому сигнал необхідно перетворити у цифровий.
- Цифрові методи фільтрації дозоляють підсилити сигнал.
- Компенсаційний метод вимірювання фаз забезпечує необхідну точність вимірювання, для збереження корисної інформації сигналу.
- Реалізацію необхідно виконувати на процесорі, з високою швидкодією.
- Підбір компонентів повинен забезпечити стабільність роботи БОІС за різних температур (виходячи з потреб використання).

Література

1. Жовнір М.Ф., та інш. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях // Электроника и связь. – 2004, № 23. – С.5-8.
2. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В. та інш. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях // Электроника и связь. – 2011, № 1(60). – С.153-157.
3. Поляков П.Ф., Хорунжий В.А., Поляков В.П. Акустоэлектроника. Физико-технологические основы и применение: Справ. пособие: Том1.- Харьков: ООО «Компания СМИТ», 2007. – 552 с.

УДК 621.316

Особливості використання датчиків Холла для вимірювання електричних величин

Деревенець А.О., к.т.н. Тугай С.Б.

Вступ. Завдання вимірювання і контролю струму завжди було, є і буде залишатися актуальним для багатьох поколінь розробників нової техніки. Достовірний вимір струмів в енергетичному і керуючому обладнанні є важливим аспектом забезпечення високої надійності і безпеки промислових систем і електронних приладів.

Спеціалізовані датчики також застосовуються для визначення відхилення струмів від робочих значень, моніторингу та діагностики кіл, запуску схем захисту, виявлення відмов електрообладнання та аварійних станів різних типів навантаження.

На сьогоднішньому етапі розвитку можна перерахувати основні методи вимірювання та виділити ті з них, які, в силу різних причин, стали найбільш популярними. При цьому слід підкреслити, що все більше механічних технічних рішень замінюється на повністю електронні. Це і зрозуміло, оскільки в цьому випадку підвищується надійність, точність контролю і регулювання, енергоефективність. А надійне і точне перетворення струму просто необхідно в багатьох галузях техніки. Наприклад, точне перетворення струму дозволяє створювати нові системи інверторного управління. В даний час приблизно 15% всіх електроприводів мають інверторне управління, і це управління здатне зберегти до 50% витрачається електроенергії[1].

Методи вимірювання струму.

Існує безліч методів вимірювання струму, проте в промисловості найбільш поширеними є три методи, кожен з яких, природно, має свої переваги і недоліки:

1. резистивний;
2. на основі ефекту Холла;
3. трансформатор струму;

Датчики струму, реалізовані на базі зазначених методів, мають свої переваги і недоліки, що визначають області їх застосування.

Резистивні датчики - найдешевші, лінійні і точні, здатні вимірювати постійний і змінні струми. Пряме вимірювання струму забезпечується включенням в схему струмочутливого резистора, який

має стабільний температурний коефіцієнт (ТКС менш 0,01%). Такий датчик не потребує зовнішнього джерела живлення, що є його додатковою перевагою. Однак практичну цінність даного методу знижує його головний недолік: відсутність гальванічної розв'язки. Крім того, резистивним датчикам притаманні втрати, що вносяться до вимірювальних кіл, що обумовлено неприйнятним зростанням температури, що знижують точність вимірювання. При низьких струмах шунт, що використовується, повинен мати високий опір, щоб падіння напруги на ньому мало достатню величину. А це вже призводить до необхідності застосування дифференциного підсилювача або компаратора, що має достатній коефіцієнт від'ємного зворотнього зв'язку. Наявність паразитної індуктивності у більшості потужних резисторів також призводить до обмеження смуги пропускання при використанні даного методу. Нізькоіндуктивні вимірювальні резистори значно дорожчі, але можуть бути використані для вимірювання струму в діапазоні частот до декількох мегагерц[2].

Всі ці недоліки змушують шукати інші методи вимірювання струму.

Гарною альтернативою в цьому сенсі є спосіб вимірювання за допомогою ***трансформатору струму***. Він не має описаних вище недоліків, оскільки є непрямим методом вимірювання струму. Струмові трансформатори зазвичай застосовуються у випадку вимірювання змінних струмів. Змінне магнітне поле, яке виникає навколо провідника з вимірюваним струмом, викликає струм у вторинній обмотці. Далі вимірюється напруга у вторинній обмотці і ділиться на коефіцієнт передачі. Вимірюваний струм в цьому випадку проходить через обмотку з дуже низьким коефіцієнтом втрат, що забезпечує високу точність вимірювань даним методом. Ця перевага, а також гальванічна розв'язка з високою пробивною напругою роблять метод трансформатора струму доволі популярним. Більшість недорогих струмових трансформаторів працюють в дуже вузькому діапазоні частот і не здатні вимірювати постійний струм. Однак ці прилади не вносять втрат і не вимагають живлення[3].

Цей недолік змушує розробників звертатися до інших способів вимірювання струму. Починаючи з 1990 року, найбільш поширеним способом вимірювання струму стають вимірювання за допомогою датчиків на ефекті Холла.

Ефект Холла і датчики на його основі.

Ефект, відкритий Е. Холлом ще в 1897 р, отримав своє перше промислове втілення тільки в кінці 1960 р. Суть ефекту полягає в появі напруги на кінцях провідника з струмом, який поміщений в магнітне поле. Різниця потенціалів виникає

перпендикулярно лініям напруженості цього поля.

З появою напівпровідників - спочатку германію, а потім і кремнію - стала можливою реалізація ефекту в приладах, які отримали назву «датчиків або перетворювачів Холла». Напруга Холла у таких напівпровідникових датчиків було понад ± 120 мВ / кГс (в залежності від напрямку магнітного поля) і ці датчики вже мали ряд істотних переваг. Крім того, датчики Холла практично не вносять втрат при вимірюванні постійних і змінних струмів, а напруга Холла пропорційна прикладеному магнітному полю, що доволі зручно для подальшої обробки[4].

Особливості датчиків Холла.

- можливість безконтактних вимірювань;
- наявність гальванічної розв'язки між вхідним і вихідним сигналами;
- можливість дослідження розподілу струму;
- відсутність обмоток (велика динамічна стійкість);
- можливість вимірювання будь-якого сигналу: постійного, змінного та імпульсного довільної форми;
- необхідність зовнішнього джерела живлення;
- громіздкий сердечник;
- чутливість до зовнішніх перешкод;
- відносно висока вартість.
- Серед них однією з основних є наявність гальванічної розв'язки.

Особливості застосування датчиків, заснованих на ефекті Холла.

- У місцях контактів струмових електродів через ефект Пельтьє виникає нагрів і, як результат - градієнт температур ΔT, що призводить до виникнення термоЕРС на електродах елементу Холла. Наприклад, якщо $\Delta T = 0{,}1$ □, то $\Delta E = 10 \div 100$ мкВ. З цієї причини елементи на ефекті Холла встановлюють на масивну теплопровідну (мідну, берилієву або алюмінієву) основу. Однак навіть в цьому випадку залишкова термоЕРС становить $\Delta E = 1 \div 5$ мкВ.
- Наявність похибки під дією власного поля елементу Холла, яке створюється струмовими електродами. Величина власного поля складає $\Delta B = 0{,}1 \div 1$ мТл при струмах менше 100 мА.
- Необхідність врахування залишкової напруги $U_{зал}$ на електродах елементу Холла. Вона вимірюється при нульовому полі і номінальному струмі. Залишкова напруга визначає роздільну здатність елементу Холла, так як є адитивною похибкою. Вона залежить від температури і доходить до $\pm(1 \div 10)$ мВ.

У таблиці 1 представлені основні характеристики

перерахованих методів вимірювання.

З таблиці видно, що за сукупністю властивостей найбільш перспективними для вимірювання малих струмів є датчики на основі ефекту Холла.

Таблиця 1. Характеристики датчиків струму, виконаних на основі різних технологій

Датчики	Поглинання потужності	Гальванічна розв'язка	Зовнішнє живлення	Відносна вартість
Резистивні	Так	Ні	Ні	Низька
На ефекті Холла відкриті	Ні	Так	Так	Середня
На ефекті Холла із ЗЗ	Ні	Так	Так	Висока
Струмові трансформатори	Так	Так	Ні	висока

Висновки. Перетворювачі Холла успішно вирішують ряд завдань, пов'язаних з поліпшенням характеристик первинних перетворювачів, у тому числі температурну компенсацію, розширення діапазон вимірюваних змінних струмів та ін. Основною перевагою цих перетворювачів є можливість гальванічної розв'язки з силовим ланцюгом.

Датчики Холла є малогабаритними пристроями, що в принципі дозволяє їх застосовування у багатьох варіантах для локального контролю струмів силових ланцюгів, особливо у випадку розгалужених ланцюгів.

Література

1. Топильский В. Б. Микроэлектронные измерительные преобразователи. - 2-е изд. - М: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013
2. Богомолов Б.Н. Устройства с датчиками Холла и датчиками магнитосопротивления. - М: Госэнергоиздат, 1961.
3. Седова Е.А. Методы косвенного измерения токов сило-вой цепи электрических аппаратов // Вісник НТУ "ХПІ". - 2010. - №36.
4. Портной Г. Современные магниточувствительные датчики Холла и приборы на их основе // Вестник автоматизации. - 2013. - №1 (39).

УДК 621.396.22.029.7

Волоконно оптичні системи зв'язку

Закрева О.В., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М.

Вступ.

Фундаментальною відзнакою волоконно-оптичних систем зв'язку (ВОСЗ) від більш традиційних систем електричного зв'язку є те, що в якості несучих інформацію хвиль використовуються інфрачервоні світлові хвилі. Світлові хвилі відрізняються від радіохвиль в принципі тільки одним - частотою (в оптиці замість частоти ν частіше використовується довжина хвилі $\lambda = c / \nu$, з - швидкість світла у вакуумі). Однак за своїми фізичними властивостями і характеру поширення в просторі світлові і радіохвилі істотно розрізняються, з чого випливають технологічні відмінності ВОЛЗ від традиційних систем електрозв'язку. Замість мідних проводів і кабелів на їх основі для передачі оптичних сигналів використовують оптичні волокна і оптичні кабелі на їх основі. Використання оптичного волокна дозволяє вже сьогодні забезпечити сумарну швидкість передачі інформації по одному оптичному волокну до декількох десятків Тбіт/с. Вирішальними факторами при виборі несучої оптичної частоти (довжини хвилі) є величина загасання і наявність ефективних джерел випромінювання. Оскільки при підвищенні частоти різко, в четвертому ступені, збільшуються втрати, в волоконно-оптичному зв'язку зазвичай застосовуються інфрачервоні світлові хвилі, а в якості матеріалу волокна використовується кварцове скло. ВОСЗ працюють в трьох спектральних діапазонах з центральними довжинами хвиль λ = 850 нм, λ = 1300 нм і λ = 1550 нм. Ці спектральні діапазони, що характеризуються локальними мінімумами загасання світла в кварцовому волокні, прийнято називати трьома вікнами прозорості волокна.

Структура і основні компоненти ВОЛЗ.

Структура оптоволоконного кабелю дуже проста і схожа на структуру коаксіального електричного кабелю (Рис. 2.). Тільки замість центрального мідного дроту тут використовується тонке (діаметром близько 1 - 10 мкм) скловолокно, а замість внутрішньої ізоляції - скляна або пластикова оболонка, що не дозволяє світлу виходити за межі скловолокна. В даному випадку мова йде про режим так званого повного внутрішнього відбиття світла від кордону двох речовин з різними коефіцієнтами заломлення (у скляній

оболонки коефіцієнт заломлення значно нижче, ніж у центрального волокна). Металева обплетення кабелю зазвичай відсутня, так як екранування від зовнішніх електромагнітних перешкод тут не потрібно. Однак іноді її все-таки застосовують для механічного захисту від навколишнього середовища (такий кабель іноді називають броньовим, він може об'єднувати під одним оболонкою кілька оптоволоконних кабелів).

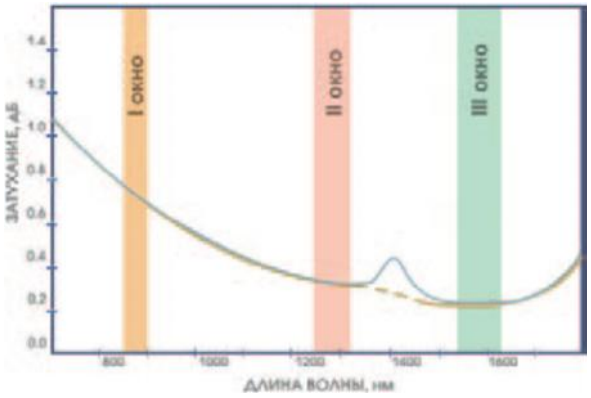


Рис. 1. Спектральна залежність коефіцієнта затухання одномодового волокна

Оптоволоконний кабель має виняткові характеристиками по перешкодозахищеності і секретності переданої інформації. Ніякі зовнішні електромагнітні перешкоди в принципі не здатні спотворити світловий сигнал, а сам сигнал не породжує зовнішніх електромагнітних випромінювань. Підключитися до цього типу кабелю для несанкціонованого прослуховування мережі практично неможливо, так як при цьому порушується цілісність кабелю. Теоретично можлива смуга пропускання такого кабелю досягає величини 1012 Гц, то є 1000 ГГц, що незрівнянно вище, ніж у електричних кабелів. Вартість оптоволоконного кабелю постійно знижується і зараз приблизно дорівнює вартості тонкого коаксіального кабелю.

Типова величина загасання сигналу в оптоволоконних кабелях на частотах, використовуваних в локальних мережах, становить від 5 до 20 дБ / км, що приблизно відповідає показникам електричних кабелів на низьких частотах. Але в разі оптоволоконного кабелю при зростанні частоти переданого сигналу загасання збільшується дуже незначно, і на більших частотах (особливо понад 200 МГц) його переваги перед електричним кабелем незаперечні, у нього просто немає конкурентів.

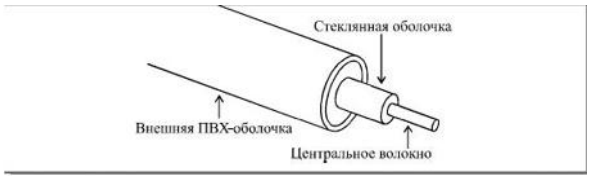


Рис. 2 Структура оптоволоконного дроту

Найпростіша волоконно-оптична система зв'язку передає інформацію між двома точками. Такі системи зв'язку точка-точка називають волоконно-оптичними лініями зв'язку (ВОЛЗ).

До складу ВОЛЗ входять:

- Передавач - пристрій, що перетворює вхідні керуючі електричні сигнали у вихідні світлові сигнали;

- Фізичне середовище передачі інформаційних сигналів - оптичне волокно;
- Регенератори і/або оптичні підсилювачі;
- Приймач - пристрій, що перетворює вхідні оптичні сигнали у вихідні електричні сигнали.

Як правило, джерелами світлових сигналів служать напівпровідникові лазери або світло-діоди. Світлові сигнали, вихідні з передавача, вводяться в забезпечене роз'ємом волокно і передаються по волоконно-оптичної лінії. В кінці лінії світло надходить в фотоприймач, що перетворює його в електричні сигнали, які потім обробляються і використовуються в приймальному обладнанні. Таким чином, обов'язковими елементами ВОЛЗ є передавач, оптичне волокно і приймач. Для збільшення дальності передачі інформації використовуються регенератори або оптичні підсилювачі сигналів. Схема ВОЛЗ, використовуваної для передачі інформації на велику відстань, показана на рис.3.

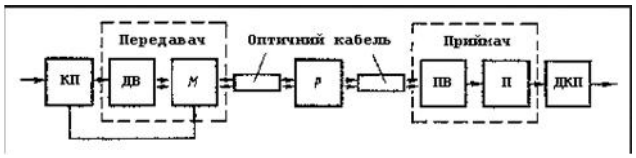


Рис. 3 Структурна схема волоконно-оптичної лінії зв’язку

Реальна схема ВОЛЗ інколи містить не всі названі елементи. При невеликій довжині ліній відпадає необхідність в застосуванні ретранслятора. При використанні в якості ДВ напівпровідникових лазерів і світлодіодів управління інтенсивністю випромінення здійснюється в самих приладах, тому додатковий зовнішній модулятор не потрібний.

Передавач ВОЛЗ

Оптоелектронні передавачі застосовуються в волоконно-оптичних системах, призначені для перетворення електричних сигналів в оптичні. Останні повинні бути введені в волокно з мінімальними втратами. Виробляються вельми різноманітні оптоелектронні передавачі, що відрізняються по конструкції, а також за типом джерела випромінювання. Одні працюють на невисоких швидкостях на лініях з максимальною довжиною до декількох метрів, інші передають сотні і навіть тисячі мегабіт в секунду на відстані в кілька десятків кілометрів.

До складу оптичного передавача зазвичай входять джерело оптичного випромінювання, що погоджує оптичний пристрій, електронні схеми модуляції і стабілізації режимів роботи джерела випромінювання.

Головним елементом є джерело випромінювання. Воно повинно випромінювати на довжині хвилі, що відповідає одному з вікон прозорості ОВ; забезпечувати досить високу потужність випромінювання і ефективність введення його в ОВ; мати високу швидкодію, що дозволяє здійснювати високошвидкісну модуляцію; відрізнятися простотою, надійністю і малими габаритами.

Цим вимогам найбільш повно задовольняють напівпровідникові джерела випромінювання: світлодіоди (СІД) і лазери (ЛД).

Приймач ВОЛЗ

Фотоприймачі є найважливішим компонентом, який визначає дальність, швидкість передачі таких систем. Вимоги, які ставляться до фотоприймачів залежать від їх використання. Для фотоприймачів у міських лініях основними характеристиками є швидкодія і чутливість. В якості приймача можна використовувати:

- Фотодіоди на основі напівпровідникових з'єднань
- Кремнієві і германієві лавинні фотодіоди
- Фототранзистори

Таблица 3.1 Сравнительные характеристики лазеров и СИД		
Параметр	СИД	Лазер
Выходная мощность	Низкая	Высокая
Скорость	Низкая	Высокая
Выходная апертура (NA)	Высокая	Низкая
Спектральная характеристика	Широкая	Узкая
Совместимость с одномодовым волокном	Нет	Да
Применение	Простое	Сложное
Период эксплуатации	Очень длинный	Длинный
Стоимость	Низкая	Высокая

Висновки

Перевага світловодних ліній зв'язку і останні досягнення в області технології оптичних матеріалів і оптоелектронних пристроїв дозволяють прогнозувати широке застосування ВОЛЗ в системах управління, переробки і передачі інформації.

Література

1. Васюра А.С. – книга "Елементи та пристрої систем управління автоматики"

2. Под. ред. У.ТСАНГА Перевод с английского под.. ред. д-ра техн. наук М.А. ТРИШЕНКОВА "Техника оптической связи"

3. Э. Удд. Волоконно-оптические датчики / под ред.Э. Удда. — М.: Техносфера, 2008. — С. 17. — ISBN 978-5-94836-191-8.

4. Бусурин В. И., Носов Ю. Р. Б 92 Волоконно-оптические датчики: Физические основы, вопросы расчета и применения.— М.: Энергоатомиздат, 1990.-256 с: ил. ISBN 5-283-01523-8

УДК 681.3

Аналіз сучасних периферійних пристроїв охоронних систем

Панченко Р.В., к.т.н. Тугай С.Б.

Вступ.

Значною проблемою в наш час стала проблема забезпечення безпеки. Розв’язання цієї задачі можливе тільки за умови грамотного оснащення об'єкта охорони сучасними високонадійними периферійними пристроями охоронної системи. Звичайно, недостатньо знати, що техніка і система загалом буде працювати добе. Необхідно ще і впевненитися в тому, що її нелегко буде вивести з робочого стану. Крім того, треба враховувати залежність надійності системи безпеки від її вартості. У цьому полягає одне з важливих обмежень у виборі методів і засобів охорони.

Одними з найважливіших компонентів охоронних систем є периферійні пристрої. *Периферійний пристрій* — частина технічного забезпечення, конструктивно відокремлена від головного блоку системи.

Периферійні пристрої мають власне керування і функціонують за командами центрального процесора. Периферійні пристрої призначені для зовнішньої обробки даних, що забезпечує їх підготовку, введення, зберігання, керування, захист, вивід та передачу по каналах зв'язку. [6]

В статті будуть розглянуті такі важливі периферійні пристрої як сенсори.

Сенсор – це пристрій, що встановлюється на об'єкті охорони, який безпосередньо сприймає інформацію про стан об'єкта і перетворює її на величину, зручну для передавання каналом зв'язку. Особливістю сенсорів охоронної сигналізації є реєстрація, переважно, неелектричних величин, що є дуже складним завданням при забезпеченні високої надійності та достовірності контролю [1].

У системах охоронної сигналізації використовуються сенсори таких типів: пасивні інфрачервоні сенсори руху; розбиття скла; активні інфрачервоні сенсори руху і присутності; фотоелектричні; мікрохвильові; ультразвукові; вібросенсори; магнітні (герконові) тощо. Найпоширенішими є інфрачервоні, ультразвукові та мікрохвильові сенсори руху. Ці типи сенсорів а також, менш поширені оптичні сенсори і будуть розглянуті далі.

Основні параметри сенсорів.

Для розробки систем охоронної сигналізації з високою надійністю роботи потрібно забезпечити виконання таких вимог та завдань, що ставляться до сенсорів [9]:

- максимальна повнота захоплення контрольованої зони;
- мінімальна ймовірність невиявленого обходу завади зловмисником;
- хороші вибірковість та чутливість до присутності, руху та інших дій зловмисника;
- можливість виключення “мертвих” зон і простота розміщення;
- висока надійність роботи у потрібних кліматичних умовах;
- стійкість до випадкових завад;
- задовільний час виявлення злодія;
- простота і надійність конструкції;
- достатньо швидке і точне виявлення місця проникнення;
- можливість централізованого контролю за сенсором;
- прийнятна ціна.

Інфрачервоні сенсори. *Активні інфрачервоні (АІЧ)* сенсори призначені переважно для охорони зовнішніх периметрів об'єктів, що охороняються, і складаються з інфрачервоного (ІЧ) випромінювача та приймача. Принцип дії такого сенсора ґрунтується на формуванні випромінювачем імпульсного ІЧ випромінювання, яке уловлюється приймачем. У момент перетину порушником ділянки, що охороняється, ІЧ випромінювання не потрапляє на приймач і спрацьовує сигнал тривоги. Для зменшення кількості хибних спрацювань застосовують більше одного ІЧ променя, внаслідок чого формування сигналу тривоги відбувається тільки при одночасному перетині всіх променів [3]. *Пасивні інфрачервоні сенсори (ПІЧ)* руху дають можливість виявляти проникнення особи в контрольовану зону за допомогою реєстрації зміни інтенсивності інфрачервоного випромінювання, що приймається, від рухомого об'єкта, а також виникнення пожежі.

Сучасні ІЧ-датчики характеризуються великою різноманітністю можливих форм діаграм спрямованості. Зона чутливості ІК-датчиків являє собою набір променів різної конфігурації, що розходяться від датчика по радіальних напрямках в одній або декількох площинах.

Типова зона чутливості бюджетного пасивного ІЧ датчика має вигляд показаний на Рис. 1

У більшості ІЧ-пасивних датчиків використовуються лінзи Френеля. До переваг лінз Френеля відносяться:

- простота конструкції детектора на їх основі;
- низька ціна;
- можливість використання одного датчика в різних додатках при використанні змінних лінз.

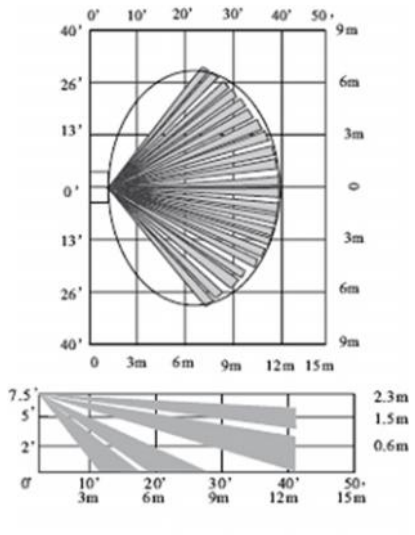


Рис. 1.

В останніх моделях ІК-датчиків з метою додаткового зниження частоти помилкових спрацьовувань використовуються зчетверені піроелементи (QUAD) - це два здвоєних піроприймача, розташовані в одному датчику (зазвичай розміщуються один над іншим). Радіуси спостереження цих піроприймачів робляться різними, і тому локальне теплове джерело помилкових спрацьовувань не буде спостерігатися в обох приймачах одночасно. При цьому геометрія розміщення піроприймачів і схема їх включення вибирається таким чином, щоб сигнали від людини були протилежної полярності, а електромагнітні перешкоди викликали сигнали в двох каналах одної полярності, що призводить до пригнічення і цього типу перешкод.

Для ІК датчиків основними видами і джерелами перешкод, що можуть викликати помилкове спрацьовування, є:

- джерела тепла, кліматичні і холодильні установки;
- конвенційне рух повітря;
- сонячна радіація і штучні джерела світла;
- електромагнітні та радіоперешкоди (транспорт з електродвигунами, електрозварювання, лінії електропередачі, потужні радіопередавачі, електростатичні розряди);
- струси і вібрації;
- комахи і дрібні тварини.

Ще одним видом обробки сигналу, призначеним для поліпшення характеристик ІЧ датчиків, є автоматична термокомпенсація. У діапазоні температур навколишнього середовища 25 ° C ... 35 ° C чутливість піроприймача знижується за рахунок зменшення теплового контрасту між тілом людини і фоном, при подальшому підвищенні температури чутливість знову підвищується, але з протилежним знаком. Використання автоматичної термокомпенсації забезпечує майже постійну чутливість ІК датчика в широкому діапазоні температур.

Як бачимо використання ІЧ датчики мають ряд недоліків, які можна з різною успішністю усунути, але я вважаю доцільним використовувати ІЧ датчики послідовно з'єднаними з більш дешевими сенсорами, наприклад геконами.

Ультразвукові сенсори. Сенсори ультразвукової системи охоронної

сигналізації призначені для охорони закритих приміщень і видають сигнал тривоги як у разі появи порушника, так і у разі виникненні пожежі. Принцип їхньої дії заснований на реєстрації зміни ультразвукового поля частота якого 20-60 кГц, викликаного появою в приміщенні людини або виникненні пожежі.

У найпоширенішому випадку до складу сенсора входять блок опрацювання сигналу, акустичний випромінювач та акустичний приймач. Як випромінювальний елемент використовується п'єзоелектричний ультразвуковий перетворювач, який перетворює електричну напругу, що виробляється генератором ультразвукових частот, на акустичні коливання повітря в об'ємі, що охороняється. Чутливим елементом сповіщувача є п'єзоелектричний ультразвуковий приймальний перетворювач акустичних коливань на змінний електричний сигнал. З виходу приймача сигнал надходить у схему блока опрацювання сигналів, яка залежно від закладеного в неї алгоритму формує те або інше повідомлення [6]. Для пристроїв такого типу характерні два принципи дії [7]: – перший принцип дії заснований на інтерференції ультразвукових коливань. У закритому приміщенні простір, контрольований пристроєм, обмежений і в точці розташування приймача формується стійка інтерференційна картина. При проникненні якого-небудь об'єкта у приміщення стійкість інтерференційної картини порушується і формується сигнал тривоги. – в основі другого принципу дії лежить ефект Доплера – зміна частоти у разі взаємного переміщення об’єктів.

Даний тип датчиків характеризуються високою чутливістю, але і високим рівнем хибних спрацювань, наприклад, якщо порушник дуже повільно переміщується, то він може обійти систему сигналізації. Крім цього, деякі матеріали поглинають звук і, якщо об'єкт охорони містить багато предметів, виготовлених з подібного матеріалу, або великі за габаритами предмети, то вони обмежують дію такого сенсора, створюючи ділянки не доступні для сенсора ("мертві зони"), в яких сенсор не реагує на рух порушника, а це, своєю чергою, створить труднощі у використанні системи. Налаштування таких сенсорів залежить від зміни навколишнього середовища, наприклад, повітряні потоки, що створюються кондиціонерами і опалювальними приладами, також можуть спровокувати помилковове спрацьовування системи охоронної системи(як і в ІЧ датчиках). [5].

До переваг даного типу датчиків можна віднести низьку вартість, здатність визначати переміщення об’єкта не залежно від його форми чи температури, здатність працювати в умовах підвищеної вологості чи запиленості а також при будь якій температурі навколишнього середовища.

Мікрохвильові сенсори призначено для реєстрації руху у контрольованій зоні. Працюють такі сенсори на частотах близьких до 10,5 ГГц. Випромінювання та прийом сигналу здійснюється за допомогою антени [7]. Принцип дії заснований: – на випромінюванні сигналу надвисокої частоти і прийомі відображеного сигналу, частота якого змінюється при русі порушника (ефект Доплера); – на інтерференції радіохвиль сантиметрового діапазону, що випромінюється сенсором. У плані охорони внутрішніх приміщень їхні характеристики аналогічні до характеристик вищезазначених сенсорів, проте радіохвильові сенсори коштують значно дорожче і характеризуються низькою стійкістю до помилкових спрацьовувань. Також тривала дія випромінювання сенсора завдає шкоди здоров'ю людини [3]. При охороні зовнішнього периметра сенсори такого типу поступаються за своїми характеристиках активним ІЧ сенсорам. Перевагами таких сенсорів є працездатність датчика не залежно від температури навколишнього середовища або об'єктів; здатність реагувати на найменші рухи об'єкта; більш компактні розмірами датчика.

Оптичні сенсори невеликі за розмірами електронні пристрої, здатні під впливом електромагнітного випромінювання у видимому, інфрачервоному й ультрафіолетовому діапазонах подавати одиничний або сукупність сигналів на вхід системи. Оптичні датчики реагують на непрозорі і напівпрозорі предмети.

За принципом роботи виділяють три групи оптичних датчиків:

- тип T - датчики бар'єрного типу (прийом променя від окремо розташованого випромінювача)
- тип R - датчики рефлекторного типу (прийом променя, відбитого катафотом)
- тип D - датчики дифузійного типу (прийом променя, розсіяно відбитого об'єктом)

У датчиків бар'єрного типу випромінювач і приймач знаходяться в окремих корпусах, які встановлюються один напроти одного на одній осі. Дальність рознесення корпусів може досягати 100 метрів. Предмет, який потрапив в активну зону оптичного датчика, перериває проходження променя. Зміна фіксується приймачем, що з'явився сигнал після обробки подається на керуюючий пристрій.

Датчики рефлекторного типу містять в одному корпусі і передавач оптичного сигналу, і його приймач. Для відображення променя використовується рефлектор (катафот). Датчики такого типу активно використовуються на конвеєрі для підрахунку кількості продукції. Для виявлення об'єктів із дзеркальною, що відбиває металевої поверхнею в датчиках рефлекторного типу використовують поляризаційний фільтр. Дальність дії датчиків рефлекторного типу може досягати 8 метрів.

У датчиках дифузійного відображення джерело оптичного

сигналу і його приймач знаходяться в одному корпусі. Приймач враховує інтенсивність променя, відбитого контрольованим об'єктом. Для точності спрацьовування в датчиках даного типу може активуватися придушення фону. Дальність дії залежить від відбивних властивостей об'єкта, може бути визначена за допомогою поправочного коефіцієнта, і при використанні стандартної мішені може досягати 2 метрів.

Оптичні датчики мають індикатор робочого стану і, як правило, регулятор чутливості, який дає можливість налаштувати спрацьовування на об'єкт, що знаходиться на несприятливому фоні.

Джерелом випромінювання в сучасних оптичних сенсорах є світлодіоди.

Схема підключення. На виході оптичного датчика ставлять транзистор PNP- або NPN-типу з відкритим колектором. Навантаження підключається між виходом і, в залежності від типу транзистора, загальним мінусовим або плюсовим проводом. Якщо в початковому стані навантаження підключене, то виконується функція розмикаючого контакту і навпаки.

Такі сенсори характеризуються високим рівнем надійності та стійкості роботи до впливу зовнішніх чинників. Однією з привабливих властивостей таких сенсорів є їхня здатність до автономної роботи, за рахунок, наприклад, їхнього оснащення сонячними елементами підзарядки. Також не слід забувати про великий радіус роботи таких сенсорів, що є привабливим критерієм для господарів заміських будинків[2].

Вартість сенсорів.

- Пасивні ІЧ від 92 грн ,
- Активні ІЧ від 800грн,
- Ультразвукові від 45грн
- Мікрохвильові від 335грн
- Оптичні від 150 грн

Висновки.

Розглянуто основні види, принципи функціонування, особливості та способи застосування сучасних сенсорів, що використовуються у охоронних системах. Проаналізувавши вище наведені дані можна виділити найголовніші переваги кожного типу сенсорів:

- Пансивні ІЧ та ультразвукові сенсори мають низьку вартість і прості в монтажі, що дуже важливо при обмеженому бюджеті.
- Мікрохвильові сенсори вирізняються дуже великою чутливістю.
- Оптичні сенсори характеризуються високим рівнем надійності та великим радіусом дії, ці переваги можуть бути використані для охорони досить великого периметру.

Література

1. Журавлев С.Ю. Частная охрана. – М.: Здоровье народа, 1994. – 270 с.

2. ru.wikipedia.org/wiki/ Оптические датчики
3. www.mdsafe.com.ua Системы охранной сигнализации.
4. http://vidsyst.ru/ Датчики движения.
5. Мокренко П.В. Елементи і пристрої фізичної та електронної охорони об’єктів. – Львів:Фенікс, 2000 – 185 с.
6. https://uk.wikipedia.org/wiki/ Периферійний пристрій.
7. www.ref.net.ua Анализ современных оптических ТСО.
8. www.allbest.ru/referat Системи сигналізації.
9. Мельников В.В. Защита информации в компьютерных системах. – М: Финансы и статистика; Электроинформ, 1997. – 368 с.

УДК 534.24

Резонатор на біжучих поверхнево акустичних хвилях

Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

Вступ

Фільтруючі пристрої – невід'ємна частина практично будь-якої складної радіоелектронної системи. У залежності від частотного діапазону вони будуються на базі дискретних або розподілених компонентах [1, 2].

В теперішній час в діапазоні десятків мегагерц – одиниць гігагерц широко застосовуються фільтри на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), що використовують резонансні властивості зустрічно-штирових перетворювачів ПАХ [3, 4]. Однак, у вузькосмугових фільтрах на ПАХ виникають труднощі забезпечення рівномірності вершини амплітудно-частотної характеристик.

У даній роботі запропонована конструкція та математична модель смугового фільтра на базі кільцевого резонатора (КР) поверхневих акустичних хвиль з врахуванням інтегральних погонних втрат.

Моделювання смугового фільтру на основі кільцевого ПАХ-резонатора

На Рис. 1 зображена топологічна модель смугового фільтра, яка містить кільцевий ПАХ-резонатор та два ПАХ-хвилеводи, що пов’язані з кільцевим резонатором у протилежних точках [5]. Зв'язок між резонатором та хвилеводами описується коефіцієнтами розподілу, які характеризують розподіл енергії сигналу у спрямованому відгалужувачі, утвореному в місці зближення кільцевого резонатора і хвилеводів.

Вхідним є плече 1, вихідним – плече 4, плечі 2 і 3 працюють на узгоджене навантаження. Коефіцієнти розподілу в площинах 0–0' і I–I' позначимо відповідно k_1 і k_2. Вони залежать від відстані між КР і пов'язаними з ним хвилеводами. Кільцевій резонатор характеризується параметрами: α – погонні інтегральні втрати; l – ефективна довжина резонатора, причому $l = \pi(r + R)$, де r і R – відповідно внутрішній і зовнішній радіус кільцевого резонатора.

Розглянемо випадок, коли вихідні плечі пристрою працюють на узгоджене навантаження. Нехай через плече 1 до площини 0–0' надходить хвиля A з амплітудою, що дорівнює одиниці. Амплітуди всіх хвиль, що циркулюють у фільтрі, нормуються по відношенню до амплітуди хвилі A, початкову фазу хвилі A вважаємо рівною нулю.

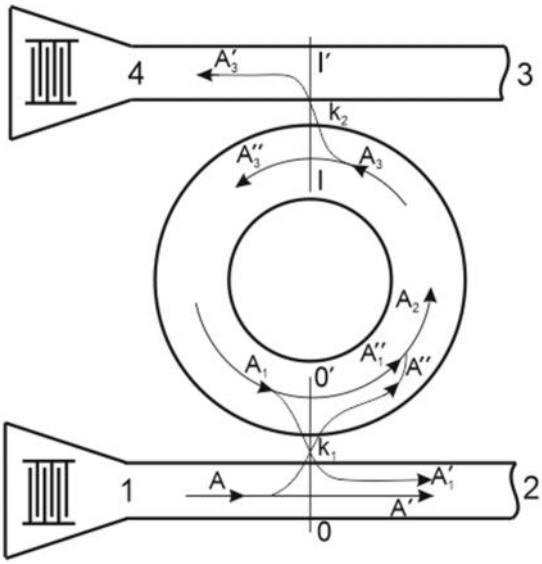


Рис. 1. Топологічна модель смугового фільтра на основі кільцевого ПАХ-резонатора

Тоді вираз для хвилі A в площині 0-0' має вигляд $A = \sin \omega t$. При проходженні хвилею A площини 0–0' вона поділяється на хвилю A', що поступає в напрямку плеча 2, і хвилю A'', що відгалужується в резонатор. В площині 0–0' хвиля $A'' = k_1 \sin \omega t$ якщо вважати фазовий зсув при переході з хвилеводу в КР незначним. З іншого боку, до площини 0–0' в стаціонарному режимі по кільцевому резонатору поширюється хвиля $A_1 = A_{m1} \sin(\omega t + \phi_1)$. Пройшовши площину 0–0', хвиля A_1, розділяється на хвилі A_1' і A_1'', що йдуть відповідно в напрямку плеча 2 і по кільцевому резонатору. Їх амплітуди визначаються з співвідношень:

$$(A_{m1})^2 = (A'_{m1})^2 + (A''_{m1})^2; \qquad (1)$$

$$A'_{m1} = k_1 A_{m1}. \qquad (2)$$

Із (1) та (2) знаходимо $A''_{m1} = A_{m1}\sqrt{1-k_1^2}$, а фаза хвилі з амплітудою A''_{m1} дорівнює ϕ_1, (вважаємо фазовий зсув при переході з КР у хвилевід незначним).

Таким чином, по кільцевому резонатору вправо від 0–0' поширюється хвиля A_2, що є сумою двох хвиль A_1'' і A''. У площині 0–0' вона описується виразом $A_{m2}\sin(\omega t + \phi_2)$, де A_{m2} і ϕ_2 визначаються з формул додавання двох гармонічних коливань:

$$A_{m2} = \\ = \sqrt{A_{m1}^2(1-k_1^2) + k_1^2 + 2A_{m1}(1-k_1^2)^{1/2} k_1 \cos\phi_1} \qquad (3)$$

$$tg\phi_2 = \frac{(A_{m1}\sqrt{1-k_1^2}\sin\phi_1)}{A_{m1}\sqrt{1-k_1^2}\cos\phi_1 - k_1} \qquad (4)$$

Вираз для хвилі A_2 в площині I–I' з урахуванням втрат у резонаторі і фазових набігань матиме вигляд:

$$A_3 = A_{m3}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right)\sin\left(\omega t + \phi_2 - \frac{\omega\beta}{V}\frac{l}{2}\right) \qquad (5)$$

де $\beta = V / V_B$ – коефіцієнт уповільнення хвилі у резонаторі; V – швидкість ПАХ на підкладці; V_B – швидкість ПАХ у резонаторі; l – ефективна довжина кільцевого резонатора.

У площині I–I' хвиля A_3 ділиться на дві хвилі A_3' і A_3'' з амплітудами:

$$A'_{m3} = k_2 A_{m3} = k_2 A_{m3}\exp(-\alpha l/2), \qquad (6)$$

де $A_{m3}\exp(-\alpha l/2)$ – амплітуда хвилі A_2 з урахуванням втрат на половині довжини кільцевого резонатора, тобто

$$A_{m3} = A_{m3}\sqrt{1-k_2^2} = A_{m2}\sqrt{1-k_2^2}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right) \quad (7)$$

Тоді співвідношення для хвилі $A_3^{"}$ має вигляд:

$$A_3^{"} = E_{m2}\sqrt{1-k_2^2}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right)\times \times\sin\left(\omega t+\phi_2-\frac{\omega\beta\, l}{2V}\right) \quad (8)$$

Хвиля $A_3^{"}$ продовжує поширюватися у напрямку до площини 0–0' і з урахуванням втрат і фазових набігань описується виразом:

$$A_3^{"}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right)\sin\left(\omega t+\phi_2-\frac{\omega\beta l}{2V}\right) = = A_{m2}\sqrt{1-k_2^2}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right)\times \times\sin\left(\omega t+\phi_2-\frac{\omega\beta l}{2V}\right) \quad (9)$$

У стаціонарному режимі хвиля $A_3^{"}$ в площині 0–0’ представляє собою хвилю

$$A_1^{"} = A_{m1}\sin(\omega t+\phi_2) = = A_{m2}\sqrt{1-k_2^2}\exp\left(\frac{-\alpha l}{2}\right)\sin\left(\omega t+\phi_2-\frac{\omega\beta l}{2V}\right)$$

Прирівнюючи амплітуди і фази лівої і правої частин останньої рівності з урахуванням (3) і (4), при $k_1 = k_2 = k$ отримуємо систему рівнянь, з яких можна визначити A_{m1} і ϕ_1:

$$A_{m1} = = \sqrt{A_{m1}^2(1-k^2)+k^2+2A_{m1}\sqrt{1-k^2}k\cos\phi_1}\times \times\exp(-\alpha l)\sqrt{1-k^2} \quad (10)$$
$$\phi_1 = \frac{arctg(A_{m1}\sqrt{1-k^2}\sin\phi_1}{\left(A_{m1}\sqrt{1-k^2}\cos\phi_1+k_1\right)-\frac{\omega\beta l}{2V}}$$

Система рівнянь (10) розв’язується методом послідовних наближень.

Розрахунки фільтра на основі кільцевого резонатора проводилися при коефіцієнті уповільнення $\beta = 1{,}03$, ефективній довжині КР $l = 0{,}05$ *м* при різних значеннях коефіцієнтів ділення k і згасання α. Результати розрахунку перехідного затухання L_{14} між плечима 1 і 4 фільтра при різних значеннях втрат в резонаторі αl і фіксованому коефіцієнті розподілу $k = k_1 = k_2 = 0{,}5$ представлено на Рис. 2.

Залежність L_{14} має вигляд періодичної функції частоти f з різко вираженими максимумами. Такі характеристики властиві гребінчастим фільтрам. Отриманий результат можна пояснити тим, що досліджувана конструкція подана в вигляді лінійного ланцюга з затримкою і зворотним зв'язком. Як видно, зі зменшенням втрат значно знижується загасання у смузі пропускання фільтра, в той час як в смузі загородження його рівень залишається практично незмінним і визначається в основному значенням *k*.

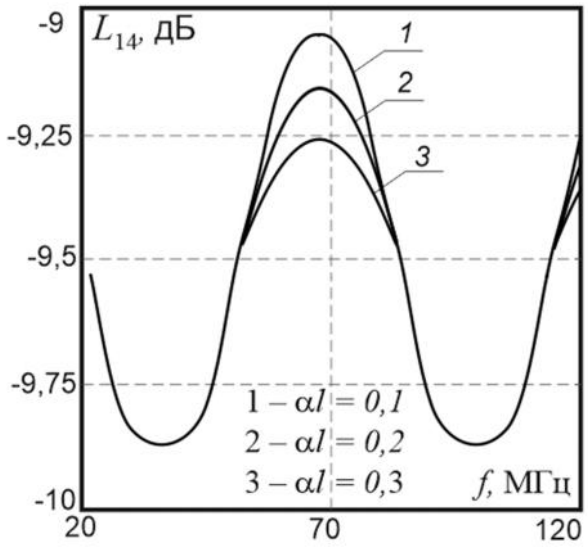


Рис. 2. Графіки залежності перехідного затухання від частоти при різних втратах

Характеристики L_{14} фільтра для різних коефіцієнтів розподілу k при фіксованих втратах $\alpha l = 0,3$ зображені на Рис. 3.

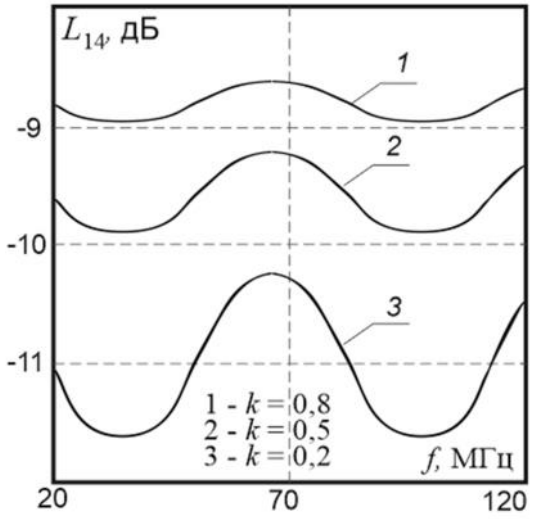


Рис. 3. Графіки залежності перехідного затухання від частоти резонатора при фіксованих втратах і різних коефіцієнтах розподілу

Як випливає з приведених графіків, зі зменшенням k збільшується перепад між значеннями загасання в смугах пропускання і загородження, що свідчить про зростання добротності кільцевого резонатора. Однак вся характеристика переміщається в область більших значень загасання, що необхідно враховувати при проектуванні фільтрів.

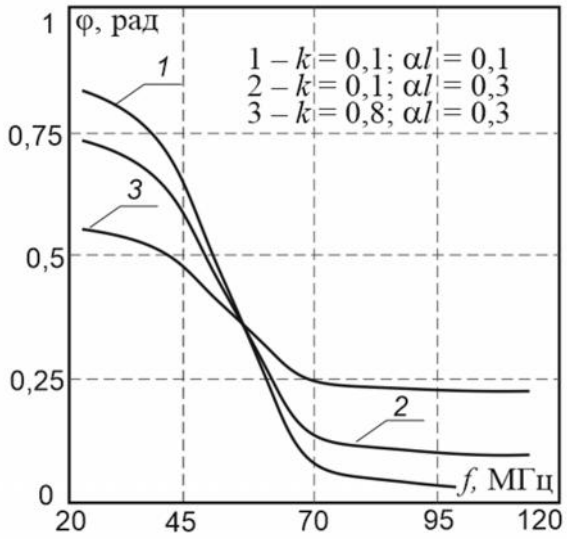


Рис. 4. Фазочастотні характеристики фільтра при різних значеннях k і αl

Можливість застосування фільтра для зсуву фази в частотних дискримінаторах систем автопідстроювання частоти показано на Рис. 4. На ньому з точністю до постійної складової $2\pi n$ представлено фазочастотні характеристики для одної із резонансних частот для різних значень k і αl. В області резонансної частоти характеристики мають максимальну крутизну. Зниження втрат у фільтрі і зменшення k, що ведуть до збільшення добротності кільцевого резонатора, викликають її подальше підвищення. Описану конструкцію фільтра допустимо

застосовувати також у схемах побудови стабілізованих ПАХ-генераторів шляхом вибору необхідних значень k і α [6].

Висновки

Переваги ПАХ-пристроїв обумовлено їх малою вагою і габаритами, температурною стабільністю, придатністю мікроелектронної технології для їх виготовлення. Оскільки центральна частота і форма частотної характеристики визначаються топологією, вони не вимагають складних налащтувань в апаратурі і мають довготривалий час безперебійного функціонування.

В результаті чисельних розрахунків отримано ряд графіків, які можуть бути використані при проектуванні фільтрів на основі кільцевих резонаторів ПАХ.

Література

1. Современная теория фильтров и их проектирование / Под ред. Г. Темеша, С. Митра. – М.: Мир, 1977. – 408 с.
2. Диэлектрические резонаторы / Под ред. М. Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.
3. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
4. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.
5. Плешка Т. Є., Жовнір М. Ф. П’єзоелектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях / Матеріали X-ої наук.-практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки». – НТУУ «КПІ». – Київ. -2016. – С. 94-100.
6. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на ПАХ. – М.: Радио и связь, 1983. – 136 с.

УДК 681.327

Радіочастотна мітка на поверхневих акустичних хвилях

Решетник А.О., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

Вступ

Щорічне зростання світового товарообігу і масштабне збільшення числа вантажоперевезень привело до створення систем реєстрації і ідентифікації рухомих і нерухомих об'єктів. Завданням будь-якої системи ідентифікації є зберігання інформації про об'єкт з можливістю її зручного зчитування. Такі системи як правило містять в своєму складі зчитувачі і мітки, а саме пасивні мітки на ПАХ є оптимальним вирішенням даної проблеми.

Штрихове кодування

За допомогою штрихового коду здійснюють кодування інформації про деякі з найбільш істотних параметрів продукції. Найбільш поширена Європейська система кодування EAN. Згідно з цією системою кожному виду виробу привласнюється свій номер, що найчастіше складається з 13 цифр (EAN-13) [1]. Типовий штрих-код представлений на рис.1.

Рис. 1. Типовий штрих-код: 1 – код країни; 2 – код виробника; 3 – код товару; 4 – контрольна цифра; 5 – знак товару, виготовленого за ліцензією

Основними перевагами штрихового кодування є простота реалізації і низька вартість. Однак для цілого ряду областей ця технологія є непридатна, особливо там, де потрібен контроль переміщення об'єктів в реальному часі, інтелектуальні рішення автоматизації, здатність працювати в жорстких умовах експлуатації. Всі ці проблеми в змозі вирішити радіочастотна ідентифікація, зокрема радіочастотні ідентифікаційні (РЧІД) мітки.

Радіочастотні ідентифікаційні мітки

Радіочастотна ідентифікація – технологія, яка використовує радіочастотне електромагнітне випромінювання для читання / запису інформації на пристрій, який називається міткою [2].

При роботі з радіочастотною ідентифікацією необхідно враховувати деякі обмеження. До них відносяться: відносно висока вартість; неможливість

розміщення під металевими і екранувальними поверхнями;

схильність до перешкод у вигляді електромагнітних полів. Вартість пасивних РЧІД-міток перевищує вартість етикеток зі штрих-кодом. Виходячи з цього, використання радіочастотних міток доцільно для захисту дорогих товарів від крадіжок або для забезпечення збереження виробів, переданих на гарантійне обслуговування. У сфері логістики і транспортування вантажів вартість радіочастотної мітки виявляється зовсім незначною у порівнянні з вартістю вмісту контейнера, тому абсолютно виправдано використання радіочастотних міток на пакувальних ящиках, палетах і контейнерах.

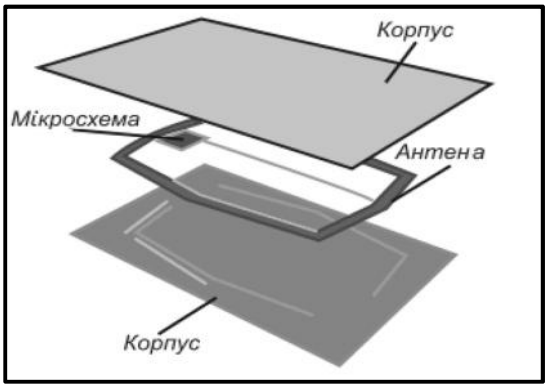


Рис. 2. Типова конструкція карти для безконтактної радіочастотної ідентифікації

Радіочастотні мітки схильні до впливу металу (це стосується упаковок певного виду – металевих контейнерів, іноді навіть деяких типів упаковок рідких харчових продуктів, запакованих фольгою). Це зовсім не виключає застосування РЧІД, але призводить або до необхідності використання більш дорогих міток, розроблених спеціально для установки на металеві поверхні або до нестандартних способів закріплення міток на об'єкті.

Нестабільність систем радіочастотної ідентифікації до перешкод у вигляді електромагнітних полів від включеного устаткування, що випромінює радіоперешкоди в діапазоні частот, що використовується для роботи РЧІД-системою. Необхідно ретельно проаналізувати умови, в яких система РЧІД буде експлуатуватися. Для систем UHF діапазону 868–869 МГц це практично не актуально (в цьому діапазоні ніякі інші прилади не працюють), але низькочастотні мітки, які працюють на частоті 125 кГц, піддаються впливу радіозавад [3].

Види міток

Радіочастотні ідентифікаційні мітки прийнято розділяти на "чіпові" і "безчіпові". Чіпові містять інтегральну мікросхему - чіп, а безчіпові її не містять. Чіпові, в свою чергу, можуть бути пасивні, напівактивні і активні. Пасивні мітки не містять ні елемента живлення, ні активного передавача; напівактивні мітки містять елемент живлення, але не мають активного передавача; активні мітки містять і те й інше.

Ще одна класифікація поділяє мітки на тільки зчитуючі і зчитувальні / записувальні. Тільки зчитувальні мітки мають або тільки зчитувальну пам'ять, або пам'ять, яка одноразово програмується і багаторазово зчитується. Зчитувальні / записуючі мітки дозволяють одноразово записувати і багаторазово перезаписувати інформацію. Пасивні мітки мають дальність дії до 100

метрів і більше залежні від регламентних обмежень і впливу навколишнього середовища. Проте вони отримали широке розповсюдження через найменшу вартість.

Фізичні принципи роботи

Робота міток на поверхневих акустичних хвилях заснована на п'єзоефекті і поширенні на поверхні п'єзоелектричного кристалу поверхневих акустичних хвиль з відносно невеликою швидкістю (від 3000 до 4000 м / с) [4]. Пасивна радіомітка містить лінію затримки (ЛЗ) на ПАХ, що розміщена в герметичний корпус, з трьома або більше виводами (кнопками для набору ідентифікаційного коду) і з невеликою антеною, що дозволяє приймати і випромінювати сигнали в заданій смузі частот з мінімальними втратами. Число ліній затримки залежить від значності ідентифікованого коду і може досягати семи (семизначний код). Кожна ЛЗ налаштована на свою смугу частот і мало сприйнятлива до сигналів, призначених для ЛЗ, налаштованих на інші смуги частот. Також додаткові виводи дозволяють збільшити число ідентифікаційних комбінацій в 10^3 разів. Однак така мітка має істотні недоліки: мала ємність даних і великі габаритні розміри.

Найбільш поширеним в наш час є транспондер на відбивачах (рефлекторах). Схематичне зображення і принцип роботи транспондера наведені на Рис. 3. ЗШП розташовується в кінці п'єзоелектричної підкладки. До його шин підключається дипольна антена транспондера, яка приймає сигнал опитування від рідера (зчитувача) і випромінює відповідний сигнал, що генерується транспондером на ПАХ [5].

Рис. 3. Транспондер на відбивачах

По довжині транспондера ПАХ розміщуються окремі електроди-рефлектори. Їх розташовують на поверхні таким чином, щоб кодувати дані, використовуючи затримку в часі, амплітуду і фазу. Коли транспондер потрапляє в зону дії рідера, то частина випромінюваної рідером енергії приймається антеною транспондера і надходить до виводів ЗШП у вигляді високочастотного імпульсу напруги. ЗШП перетворює частину цієї прийнятої енергії в поверхневу акустичну хвилю, яка поширюється в кристалі під прямим кутом до електродів ЗШП. Для перетворення більшої кількості прийнятої транспондером електромагнітної енергії в акустичну енергію необхідно, щоб частота передачі рідера відповідала частоті коливань ПАХ, що генерується ЗШП. На подальше поширення ПАХ по поверхні п'єзоелектричного кристалу впливають рефлектори. Невелика

частина поверхневої хвилі відбивається від кожного рефлектора і рухається назад по кристалу в напрямку ЗШП. Частина поверхневої хвилі продовжує рухатися до кінця підкладки і там гаситься.

Таким чином, з одного імпульсу опитування генерується кілька відповідних імпульсів, причому кожен рефлектор створює свій імпульс у відповідному сигналі транспондера. Ця послідовність імпульсів, отримана ЗШП і перетворена в високочастотну послідовність електромагнітних імпульсів, випромінюється антеною транспондера і може бути прийнята рідером. Число прийнятих імпульсів відповідає числу рефлекторів на підкладці [5].

Слід особливо відзначити, що час затримки між окремими імпульсами пропорційний просторовій відстані між рефлекторами на підкладці, і тому просторове розташування рефлекторів може представляти двійкову послідовність цифр, яка в найпростішому випадку дорівнює ідентифікаційному коду транспондера (кількість різних кодів дорівнює величині 2n-1, де n – число рефлекторів на підкладці). Розташування рефлекторів і, тим самим, зчитування коду визначається при виготовленні пристрою. Тому транспондери ПАХ належать до категорії транспондерів «тільки читання». Об'єм зберігання даних і швидкість передачі даних транспондера на ПАХ залежать від розміру підкладки та мінімальної реалізованої відстані між рефлекторами. Звичайний транспондер на ПАХ передає близько 16 або 32 біт зі швидкістю передачі 500 кбіт / с.

У зв'язку з невисокою швидкістю поширення поверхневих хвиль по підкладці, перший імпульс у транспондера приймається зчитувачем з затримкою, що дорівнює приблизно 1,5 мс. Для порівняння: з невеликою затримкою в приблизно 0,66 мкс цілком достатньо, щоб сталося загасання перешкод в радіусі 100 м навколо рідера.

Таким чином, у відповідь сигнал транспондера приходить, коли все відображення від оточення рідера давно припинилися, і подібного роду перешкоди не вносять помилки в послідовність дій у відповідей імпульсів від транспондера.

Транспондери на ПАХ є повністю лінійними пристроями і відповідають на імпульс опитування з певною фазою. Більш того, фазовий кут і диференціальний час поширення між відбитими індивідуальними сигналами зберігають постійне значення. Це важлива властивість дозволяє збільшити дальність дії транспондера на ПАХ методом усереднення слабких сигналів відповідей транспондера на велику кількість імпульсів опитування. Операція зчитування займає мікросекунду, тому за секунду може бути виконано кілька сотень тисяч циклів читання.

Рефлектори реалізуються за допомогою системи металізованих смужок на п'єзоелектричній підкладці або системи канавок, які формують шляхом травлення.

Найбільш перспективним є використання виробничої продукції на базі систем нано-імпрінт-літографії (НІЛ). Вона передбачає штампування в рідкий мономер з наступним його затвердінням ультрафіолетовим випромінюванням [6]. Такий підхід дозволяє створювати нанорозмірні структури, що здешевлює вартість продукції, так як на одній пластині стає можливим розмістити більшу кількість міток, а також покращити робочі характеристики продукції, що випускається.

Висновки

Таким чином було з'ясовано, що переваги RFID систем уможливлюють застосування її в різних сферах торгівлі, виробництва, логістики та безпеки. Мітка повинна забезпечити максимально можливу дальність зчитування, оптимальну конструкції, велику ємність даних і, разом з цим, низьку вартість. Крім того, необхідно передбачити таку конструкцію, яка б мала незначні втрати сигналу при зчитуванні, а так само можливість зчитування в поле дії рідера декількох міток подібного типу. Все це визначається технологією виготовлення, точністю розрахунків і правильним підбором матеріалів.

Література

1. Справочник - Штрихкоды, штрих код, расшифровка, сканер штрихкода, штрих коды стран. 2009.
2. М. Гудин., В. Зайцев, Технология RFID: реалии и перспективы//Компоненты и технологии –2003
3. Т. Шарфельд. Системы RFID низкой стоимости / Под ред. С. Корнеева. - Москва, - 2006 г.
4. О. Гуреева. Система радиочастотной идентификации на поверхностных акустических волнах // Компоненты и технологии. – 2006/
5. В. Ф. Катаев, А. В. Гусаков, В. А. Жуков. Устройство обнаружения (идентификации) объектов с помощью линии задержки на ПАВ-Новочеркасск: ЮРГТУ, 2001.
6. Материалы для акустоэлектронных устройств: учебное пособие / Балышева О.Л.; ГУАП. СПб., 2005.

УДК 621.396.61, 621.396.62, 531.768

Акустоелектронні радіосенсори фізичних величин

Решетник Д.М., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

Вступ

Інформаційно-вимірювальні системи, системи автоматичного контролю, системи управління технологічними процесами містять різноманітні сенсори фізичних величин (температури та вологості, сили та тиску, переміщення, прискорення та швидкості, складу газового середовища, параметрів електромагнітного поля тощо). По інформації, отриманій від сенсорів, можна передбачити виникнення небезпечних ситуацій на контрольованих об'єктах та унеможливити їх, що є особливо важливим на теплових, атомних електростанціях, хімічних підприємствах тощо. Оскільки, саме від характеристик сенсорів та їх безвідмовної роботи залежать надійність та достовірність отриманої інформації про вимірювальні величини та стан контрольованих об'єктів, сенсори відіграють ключову роль у функціонуванні будь-якої інформаційно-вимірювальної системи. Зважаючи на можливі агресивні умови експлуатації сенсорів (високі температура та вологість, радіоактивність тощо), використання систем контролю, конструкції яких передбачають наявність кабельних ліній зв'язку та джерел живлення, не гарантують безвідмовність функціонування системи контролю та не дають гарантії передбачення небезпечних ситуацій на контрольованих об'єктах. Тому, найбільш придатними для функціонування в таких умовах є радіосенсори, побудовані на основі лінії затримки (ЛЗ) на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [1-7]. Такі сенсори не вимагають наявності джерел живлення та кабельних ліній зв'язку із пристроями приймання та обробки вимірювальної інформації, а тому є стійкими до відмов в таких умовах експлуатації.

Вдосконалення існуючих і розробка нових радіосенсорів є ключовими напрямками дослідження, що спрямовані на покращення надійності контролю вимірювальних величин та безвідмовності і безпеки функціонування контрольованих об'єктів.

Схемо-технічні принципи побудови радіосенсорів на ПАХ

Принцип роботи радіосенсорів полягає у взаємодії фізичної величини із чутливою до її впливу поверхнею ЛЗ та формуванні модульованого затриманого сигналу, що є носієм інформації про вимірювальну величину, і який передається від

сенсора до пристрою опитування та обробки інформації від сенсора по радіоканалу [1-7]. Недоліком сенсорів [1-3] є необхідність безпосереднього контакту агресивного середовища із поверхнею ЛЗ, що зменшує тривалість експлуатації сенсору (через можливі забруднення та руйнації його поверхні) і призводить до втрати інформаційного сигналу. Цього недоліку позбавлені сенсори на ПАХ із зовнішніми чутливими до вимірювальної фізичної величини елементами [4–7], які містять п'єзоелектричний звукопровід, на поверхні якого розташовані два ЗШП ПАХ, один з яких з'єднаний з антеною, а інший - із зовнішнім чутливим до вимірюваної фізичної величини елементом. Принцип роботи таких сенсорів полягає в залежності від значення фізичної величини коефіцієнту відбиття (а отже і амплітуди відбитого імпульсу) від ЗШП, який з'єднаний із зовнішнім чутливим елементом. Таким чином, по параметрам відбитого сигналу від навантаженого на зовнішній елемент ЗШП можна отримати інформацію про значення вимірювальної фізичної величини. Проте, недоліком сенсорів, представлених у [4], є залежність їхніх показів від відстані між пристроєм обробки інформації і антеною та їхнім взаємним розташуванням, що може призвести до значних відхилень результатів вимірювання. Від цих недоліків вільні радіосенсори на ПАХ для вимірювання температури [5, 6] та вологості [7].

Радіосенсор температури на ПАХ

Радіосенсор температури (Рис. 1) містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розташовані ЗШП 2, з'єднаний з антеною 3, та ЗШП 4, що з'єднаний із зовнішнім чутливим до температури елементом 5, та група відбивачів 6. При цьому група відбивачів 6 та ЗШП 2 утворюють опорну лінію затримки ПАХ, що формує опорний сигнал. ЗШП 2 та ЗШП 4 утворюють вимірювальну лінію затримки, що формує контрольний вимірювальний сигнал. Для зменшення рівня помилкових сигналів та забезпечення режиму біжучої хвилі на торцях звукопроводу нанесені поглиначі ПАХ 7. Сенсор, окрім чутливого елементу 5, розміщено у герметичному корпусі 8. Наявність групи відбивачів разом із вхідним/вихідним ЗШП дозволяє сформувати опорний сигнал, наявність якого після кореляційного аналізу із вимірювальним сигналом, дозволяє усунути залежність показів сенсору від відстані між антеною та пристроєм опитування і обробки інформації та їхнім взаємним розташуванням

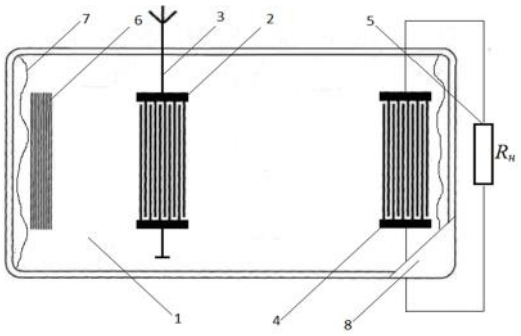


Рис. 1. Радіосенсор температури на ПАХ

Сигнал радіозапиту від пристрою опитування та обробки інформації поступає на вхід антени 3 сенсору. ЗШП 2 за рахунок зворотного п'єзоефекту збуджує у звукопроводі 1 поверхневі акустичні хвилі, що поширюються по звукопроводу в обидва напрямки від ЗШП 2. Частина енергії ПАХ, відбившись від групи відбивачів 6 повертається на перетворювач 2 і за рахунок прямого п'єзоефекту перетворюється в електричний сигнал, що випромінюється в простір антеною 3. Таким чином відбувається формування опорного сигналу, час затримки якого визначається відстанню від ЗШП 2 до групи відбивачів 6 та швидкістю поширення ПАХ по поверхні матеріалу звукопроводу. Частина енергії ПАХ, відбившись від ЗШП 4, повертається на перетворювач 2 і за рахунок прямого п'єзоефекту перетворюється в електричний сигнал, що випромінюється в простір антеною 3. Таким чином формується вимірювальний сигнал.

Коефіцієнт відбиття (а отже і амплітуда відбитого імпульсу) від ЗШП 4, навантаженого на терморезистор 5, залежить від значення його провідності, що, в свою чергу, залежить від значення вимірювальної температури і визначається відповідно до співвідношення [8]:

$$|\Gamma_{R_н}| = \frac{G_a(\omega_0)}{G_a(\omega_0) + Y_н + j\omega_0 C_T}, \qquad (1)$$

де $G_a(\omega_0)\,G_a(\omega_0)$ – активна складова провідності ЗШП 4 на центральній частоті; $C_t = NC_sW$ – статична ємність ЗШП 4 (C_s – погонна ємність пари електродів, W – апертура ЗШП, N – кількість пар електродів); $\omega_0\,\omega_0$ – центральна частота; $Y_н$ – провідність навантаження ЗШП.

Таким чином, по параметрам відбитого від ЗШП 4 сигналу можна отримати інформацію про значення вимірювальної температури.

Після надходження на пристрій опитування та обробки інформації опорного та вимірювального сигналів здійснюється обробка вимірювальної інформації (наприклад, кореляційний аналіз та визначення амплітуд опорного і вимірювального сигналів). Таким чином, формування двох сигналів виключає вплив відстані між пристроєм опитування та сенсором і їхнім взаємним розташуванням, оскільки згасання опорного і вимірювального сигналів внаслідок поширення від пристрою опитування до сенсору є однаковим. При цьому для ефективної селекції опорного та вимірювального сигналів час затримки приходу опорного та вимірювального сигналів повинні бути різними.

Наприклад, приймемо конструктивні параметри:

- фазова швидкість ПАХ V = 3992 м/с (як звукопровід використано *YX* – зріз ніобат літію);
- центральна частота f = 434 МГц (довжина ПАХ $\lambda = 9{,}2\cdot10^{-6}$ м);

- відстань між ЗШП 2 та ЗШП 4 – 0,004 м;
- відстань між ЗШП 2 та групою відбивачів 6 – 0,002 м, що забезпечує затримку приходу контрольного сигналу відносно опорного в 1 мкс;
- в якості зовнішнього чутливого елемента використаємо терморезистор ММТ-12, номінальний опір якого становить 1 кОм, коефіцієнт температурної чутливості B = 4300 K-1 і температурна залежність опору якого визначається відповідно до співвідношення [9]:

$$R = R_{\infty} e^{B/T}, \qquad (2)$$

де B = 4300 K^{-1} - коефіцієнт температурної чутливості, K^{-1}; R_{∞} - опір терморезистора при високих температурах, Ом; T–поточна температура, K.

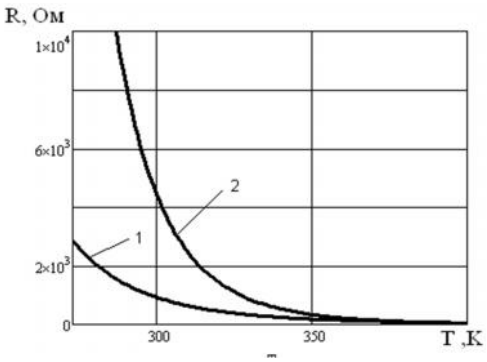


Рис. 2. Температурні залежності опорів терморезисторів ММТ-12 (1) та КМТ-12 (2)

Відповідно до співвідношення (2) опір терморезистора при 100˚ С становить 55 Ом, отже зміна температури від 25˚ С до 100˚ С призводить до зміни опору терморезистора від 1000 Ом до 55 Ом (Рис. 2).

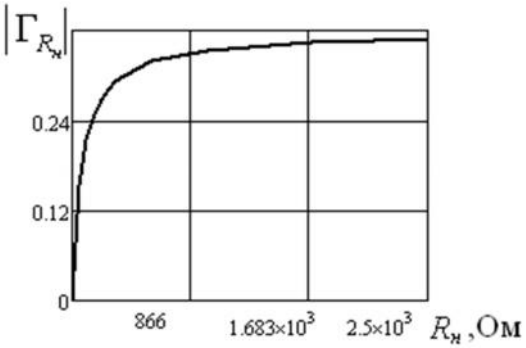


Рис. 3. Залежність модуля коефіцієнта відбиття від опору навантаження ЗШП

Така зміна опору зумовлює зміну коефіцієнта відбиття (1) від навантаженого на терморезистор ЗШП 4, що призводить до зміни амплітуди відбитого імпульсу на 18 дБ порівняно із амплітудою імпульсу, відбитого від групи відбивачів. (рис.3).

На основі залежності (1), можна визначити і залежність від опору навантаження амплітуди сигналу, відбитого від навантаженого на $R_н$ вихідного ЗШП. Для цього приведемо необхідну для наступних розрахунків еквівалентну схему сенсора:

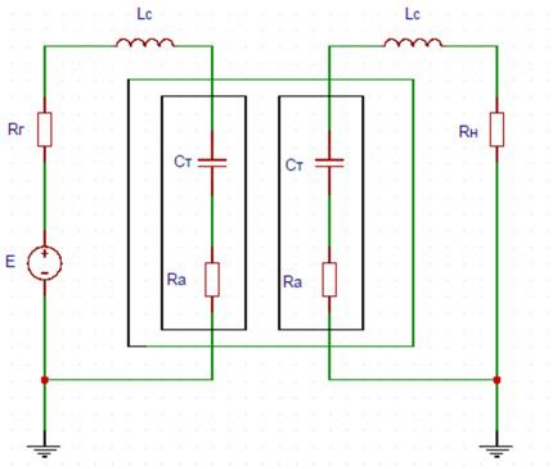


Рис. 4. Еквівалентна схема сенсора із підключеними антеною

(представленою джерелом напруги Е із внутрішнім опором RГ) та опором навантаження Rн

Відповідно до представленої вище схеми, падіння напруги на опорі випромінювання вхідного ЗШП визначає амплітуду ПАХ, що поширюється в лінії затримки, і визначається відповідно до:

$$U_{Ra} = E \cdot R_a / (R_\Gamma + R_a + 1/i\varpi C_T + i\varpi L_C) \quad (3)$$

Через подвоєний час затримки, що визначається відстанню між перетворювачами та швидкістю поширення ПАХ по поверхні звукопроводу, еквівалентна схема сенсору матиме вигляд відповідно до рис.5:

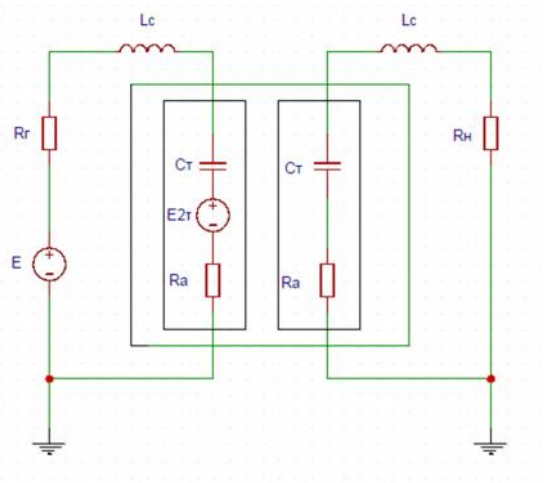


Рис. 5. Еквівалентна схема сенсору через подвоєний час затримки

Тепер джерелом сигналу є вхідний ЗШП, що генерує сигнал напругою:

$$U_{2t_затр} = U_{Ra} \cdot k \cdot \Gamma_{R_н} \cdot e^{-i2\varpi t_затр}, \quad (4)$$

де k=1/2 – коефіцієнт, що враховує втрати, пов'язані із поширенням поверхневої акустичної хвилі в обидва напрямки від перетворювача (відповідає затуханню 6 дБ).

Тоді, напруга, що виділяється на опорі випромінювання антени R_Γ через подвоєний час затримки, визначає амплітуду інформаційного сигналу в місці розміщення сенсору та дорівнює:

$$U_{R_\Gamma} = U_{2t_затр} \cdot R_\Gamma / /(R_\Gamma + R_a + 1/i\varpi C_T + i\varpi L_C) \quad (5)$$

Використовуючи співвідношення (4) та (5) визначимо відношення U_{R_Γ} до напруги джерела E, що задає амплітуду зондуючого сигналу в початковий момент часу, і є нормованою амплітудою інформаційного сигналу:

$$A_{норм} = = \frac{R_a \cdot R_\Gamma}{(R_\Gamma + R_a + 1/i\varpi \cdot C_T + i\varpi \cdot L_C)^2} \times \times k \cdot \Gamma_{R_н} \quad (6)$$

Враховуючи, що опір антени R_Γ дорівнює, як правило, 50 Ом, а значення індуктивності L вибирається із умови компенсації статичної ємності C_t, вираз (6) набуває вигляду:

$$A_{норм} = \frac{R_a \cdot 50 \cdot k \cdot \left|\Gamma_{R_н}\right|}{(50 + R_a)^2} \quad (7)$$

Таким чином, використовуючи співвідношення (1) та (7) можна визначити залежність від опору навантаження вихідного ЗШП (а тому і від значення вимірюваної температури) амплітуди вимірювального сигналу, що

генеруватиметься в простір антеною та надходитиме на пристрій опитування і обробки інформації.

При порівнянні в пристрої опитування та обробки інформації амплітуди вимірювального сигналу, відбитого від ЗШП 4, та амплітуди опорного сигналу, відбитого від групи відбивачів 7, вимірюється температура, що діє на терморезистор. Отже, використання сенсору на ПАХ для вимірювання температури, схема якого представлена на Рис. 1, дозволяє усунути вплив вимірювальної температури на поверхню звукопроводу завдяки наявності зовнішнього чутливого елементу та сприяє підвищенню точності процесу вимірювання завдяки наявності групи відбивачів.

Радіосенсор вологості на ПАХ

Усунення впливу вимірювальної фізичної величини на поверхню звукопроводу сенсору на ПАХ є важливою задачею при конструюванні сенсорів не лише температурних, а і сенсорів вологості. Так, функціонування сенсорів вологості на ПАХ [3], в якому на поверхні звукопроводу, покритого вологопоглинальною мембраною, розташовані два ЗШП ПАХ, вимагає безпосереднього контакту звукопроводу із вимірюваною вологістю, що негативно впливає на точність вимірювання та на функціонування пристрою (термін безвідмовної роботи, надійність тощо). Такий недолік може бути усуненим з використанням схеми сенсору вологості на ПАХ із зовнішнім чутливим до вимірювальної вологості елементом (Рис. 6) [7],

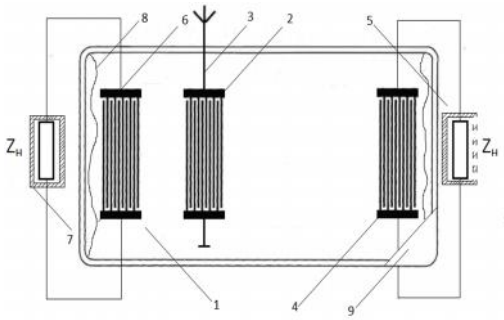


Рис. 6 Сенсор вологості на ПАХ

Сенсор вологості на ПАХ (Рис. 6) містить п’єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розташований ЗШП 2, з’єднаний з антеною 3, ЗШП 4, що з’єднаний із зовнішнім чутливим до вимірюваної вологості елементом - терморезитором 5, та ЗШП 6, що з’єднаний із розміщеним у герметичному корпусі терморезистором 7. Для зменшення рівня помилкових сигналів та забезпечення режиму біжучої хвилі, на торцях звукопроводу нанесені поглиначі ПАХ 8. Сенсор, окрім терморезистора 5, розміщено у герметичному корпусі 9.

Відповідно до співвідношення (1), модуль коефіцієнту відбиття (а отже і амплітуда відбитого імпульсу) від ЗШП 4, навантаженого на терморезистор 5, залежить від значення провідності терморезистора 5, що, в свою чергу, залежить від значення температури, що діє на нього.

Аналогічно визначається залежність від температури модуля коефіцієнта відбиття сигналу від ЗШП 6, навантаженого на терморезистор 7.

Оскільки терморезистор 5 розміщений у негерметичному корпусі,зміна вологості навколишнього середовища призведе до більшого охолодження терморезистора 5 порівняно із розміщеним у герметичному корпусі терморезистором 7. Різниця в температурах терморезисторів 5 та 7 спричинює відмінність їхніх опорів, а тому і відмінність модулів коефіцієнтів відбиття сигналів від ЗШП 4 та 6. По зміні амплітуди сигналу, відбитого від терморезистора, розміщеного у негерметичному корпусі, відносно амплітуди сигналу, відбитого від розміщеного у герметичному корпусі терморезистора, отримують інформацію про значення вимірюваної вологості.

При прийнятті конструктивних параметрів, описаних вище, зміна температури від 10˚ С до 45˚ С призводить до зміни опору терморезистора від 50 до 170 Ом. Така зміна опору зумовлює зміну модуля коефіцієнта відбиття від навантаженого на терморезистор ЗШП 4 та амплітуди відбитого імпульсу на 10 дБ відповідно до (1) порівняно із амплітудою імпульсу, відбитого від ЗШП 6.

Таким чином, порівнюючи величини обох сигналів, з використанням психометричних таблиць можна отримати інформацію про значення вимірюваної вологості, при цьому покази пристрою не залежатимуть від згасання вимірювального сигналу внаслідок проходження відстані між сенсором та пристроєм опитування і обробки інформації.

Висновки

В результаті використання приведених схем радіосенсорів для дистанційного вимірювання температури та вологості можна підвищити точність процесу вимірювання за рахунок формування опорного сигналу та усунути вплив негативних факторів навколишнього середовища на поверхню звукопроводу завдяки використанню зовнішнього чутливого до вимірювальної фізичної величини елементу.

Література

1. Черненко Д. В., Кузьменко О. М. Жовнір М. Ф. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / Вісник КрНУ ім.М.Остроградського. – 2013.– Вип. 1. – С. 62–66.

2. Пат. № UA77113U, Україна, МПК (2013.1) H03H 9/00, G01L 7/08 (2006.1), H04Q 5/22 (2006.1). Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / Д. В.Черненко, М. Ф. Жовнір. Опубл. 25.01.2013, бюл. № 2

3. Caliendoy C., Veronay E. and Anisimkin V. I. Surface acoustic wave humidity sensors: a comparison between different types of sensitive membrane /

Smart Mater. Struct. – 1997 – № 6. - P.707–715.

4. Катаев В.Ф., Багдасарян А.С., Карапетьян Г.Я., Днепровский В.Г. Датчики на поверхностных акустических волнах для дистанционного контроля температуры / Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2008, – №5 – С. 31–32.

5. Кузьменко О.М., Жовнір М.Ф. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для дистанційного вимірювання температури / Вісник КрНУ ім.М.Остроградського. – 2013. – Вип. 3. – С.113-117.

6. Пат. № UA88694, Україна, МПК(2014.01) G01D 5/00. Сенсор фізичної величини на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко, опубл. 25.03.2014, бюл.6.

7. Пат. № UA 94022, Україна, МПК(2006.01), G01S 13/26. Сенсор вологості на поверхневих акустичних хвилях / М. Ф. Жовнір, О. М. Кузьменко, Л. Д. Писаренко, опубл. 27.10.2014, бюл. 20.

8. Морган Д. . Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь. – 1990. – 416 с.

9. Резисторы. Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др. – М.: Радио и связь, 1991 – 528 с.

УДК 537:525

Моделювання тріодних електродних систем високовольтного тліючого розряду з урахуванням термодинамічних параметрів анодної плазми

Чернятинський І.О., П'ясецька Н.І., д.т.н., проф. Мельник І.В.

Сьогодні широке впровадження в електронній промисловості знаходят газорозрядні електронні гармати, які відрізняються відносною простотою конструкції як самої гармати, так і вакуумного обладнання, необхідного для її відкачування, простотою керування струмом електронного пучка, а також високою стабільністю роботи у низькому вакуумі в середовищі різних газів, зокрема активних. Головними галузями застосування тахих гармат є високопродуктивне зварювання та паяння тонкостінних виробів, нанесення складних керамічних плівок у середовищі активних газів, вакуумний переспав тугоплавких металів [1]. Зазвичай для керування струмом розряду у таких гарматах використовується газодинамічне керування шляхом зміни тиску газу у розрядному проміжку, однак цей метод є дуже інерційним [2]. Стала часу для процесу газодинамічного керування залежить від режимів горіння розряду та зазвичай складає близько кількох секунд, що є непридатним для сучасних електронно-променевих технологій [3, 4]. Тому сьогодні широке впровадження у промисловості знаходять тріодні електронні гармати високовольтного тліючого розряду, де керування струмом розряду здійснюється подаванням керувальної напруги порядку десятків-сотень вольт на керувальний електрод [5]. Зазвичай нізковольтний розряд запалюється у порожнині аноду високовольтного розряду через подавання позитивного потенціалу на кільцевий керувальний електрод. Схема підключення тріодної електронної гармати високовольтного тліючого розряду та її спрощена конструкція із визначенням головних конструктивних розмерів наведені на Рис. 1.

Нещодавно були запропоновані математичні моделі тріодних електродних гармат високовольтного тліючого розряду, які базуються на аналітичному розв'язуванні рівняння балансу заряджених часток у об'ємі анодної плазми 6 [5, 6].

Фізико-топологічна модель, яка була запропонована та розглянута у роботах [5, 6], базується на визначенні об'єму анодної плазми та її положення відносно катоду $d_{кп}$. Це пов'язано з тим, що в електродних системах високовольтного тліючого розряду

(ВТР) анодна плазма зазвичай розглядається як джерело іонів та як рухомий прозорий електрод, потенціал якого визначаються тиском газу та потенціалом на керувальному електроді [5, 6]. Тому суттєвим недоліком моделі, яка була запропонована у роботах [5, 6], є те, що термодинамічні параметри анодної плазми в ній не розраховувались згідно із степінню іонізації газу та рухомістю заряджених часток у плазмі, а були взяти із довідникової літератури [7, 8]. Це дещо обмежує можливості використання розроблених засобів моделювання та знижує його точність. Тому метою даної роботи є розробка більш універсальної моделі тріодного розрядного проміжку ВТР, у якій термодинамічні параметри анодної плазми розраховуються через напруги горіння основного та допоміжного розрядів та тиск у розрядній камері гармати p_{a0}.

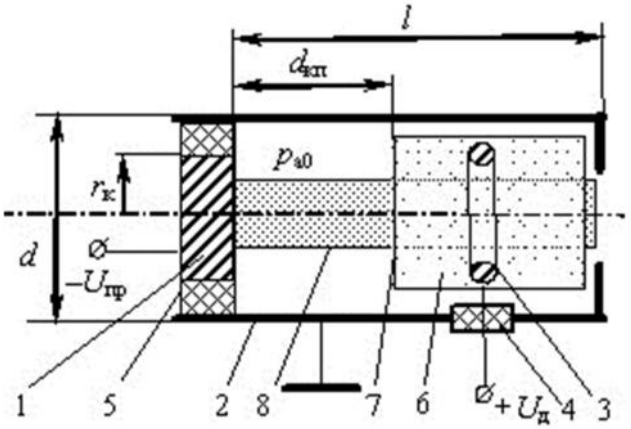


Рис. 1 Конструктивна схема тріодного розрядного проміжку та схема підключення джерела електронів

1 – катод; 2 – анод ВТР, який є катодом допоміжного розряду; 3 – кільцевий електрод для запалювання допоміжного розряду; 4 – низьковольтний ізолятор; 5 – високовольтний ізолятор; 6 – анодна плазма; 7 – межа анодної плазми; 8 – електронний пучок

Алгоритм розрахунку термодинамічних параметрів анодної плазми та положення плазмової межі відносно катода. Ітераційний алгоритм розрахунку положення плазмової міжі у плоскоелектродній квазіодномірній системі ВТР, схема якої наведена на Рис. 1, має наступний вигляд.

1. На основі співвідношень, наведених у роботах [5, 6], з використанням довідникових даних із робіт [7, 8], обчислюється проміжне значення dкп.
2. На основі співвідношень, наведених у роботах [5, 6], струм розряду та степінь іонізації газу.
3. Для визначеної степені іонізації газу, прискорювальної напруги Uпр та напруги горіння допоміжного розряду $U_д$ визначається температура електронного газу в анодній плазмі та рухомість повільних електронів у ній. Для проведення цих обчислень використовуються співвідношення [9]:

$$T_e = \frac{eU_д}{2k}\left(1+\sqrt{1+\frac{\pi e^2 m_i}{6m_e}\left(\frac{U_{пр}d_{кп}}{p_{a0}\overline{Q_{ea}}}\right)^2}\right), \qquad (1)$$

$$\mu_{e0} = \frac{a p_{a0} d_{\text{кп}}}{U_{\text{пр}}} + b\,,$$

де $U_{\text{пр}}$ – прискорювальна напруга, $U_{\text{д}}$ – напруга горіння допоміжного розряду, p_{a0} –приведений тиск у розрядній камері, T_e –температура електронів у плазмі, μ_{e0} – їхня рухомість, k – стала Больцмана, m_e – маса електрона, m_i – маса іонів газа, $d_{\text{кп}}$ – відстань від плазми до катода, $\overline{Q_{ea}}$ – поперечний перетин зіткнення електронів із атомами залишкового газу, a, b – напівемпірічні сталі.

4. Перерахунок значення відстані від поверхні катода до межі анодної плазми за співвідношенням:

$$d'_{\text{кп}} = \frac{p_{a0}\overline{Q_{ea}}}{U_{\text{пр}}}\sqrt{\frac{6m_e}{\pi e^2 m_i}\left(\left(\frac{2kT_e}{eU_{\text{д}}}-1\right)^2-1\right)} \qquad (2)$$

.

5. За новими значеннями T_e та μ_{e0} , згідно із системою рівнянь, отриманою у роботах [5, 6], розраховуються оновлені значення $d''_{\text{кп}}$.

6. За знайденими значеннями $d'_{\text{кп}}$ та $d''_{\text{кп}}$ методом золотого перетину знаходемо нові значення $d^{r1}_{\text{кп}}$ и $d^{r2}_{\text{кп}}$ із пропорції:

$$\frac{d'_{\text{кп}} - d''_{\text{кп}}}{d'_{\text{кп}} - d^{r1}_{\text{кп}}} = \frac{d'_{\text{кп}} - d''_{\text{кп}}}{d^{r2}_{\text{кп}} - d''_{\text{кп}}} = \frac{1+\sqrt{5}}{2}. \qquad (3)$$

7. Визначені значення $d''_{\text{кп}}$, $d^{r1}_{\text{кп}}$ та $d^{r2}_{\text{кп}}$ підставляються в перше рівняння системи (1) для розрахунку середніх значень температури електронного газу $T_e\left(d''_{\text{кп}}\right)$, $T_e\left(d^{r1}_{\text{кп}}\right)$ та $T_e\left(d^{r2}_{\text{кп}}\right)$.

8. Обчислюється різниця температур $T_e\left(d''_{\text{кп}}\right) - T_e\left(d^{r2}_{\text{кп}}\right)$ та $T_e\left(d'_{\text{кп}}\right) - T_e\left(d^{r1}_{\text{кп}}\right)$.

9. У разі, якщо

$$T_e\left(d''_{\text{кп}}\right) - T_e\left(d^{r2}_{\text{кп}}\right) > T_e\left(d'_{\text{кп}}\right) - T_e\left(d^{r1}_{\text{кп}}\right) \qquad (4)$$

,

вважаємо, що, $d'_{\text{кп}} = d^{r1}_{\text{кп}}$, інакше – $d''_{\text{кп}} = d^{r2}_{\text{кп}}$.

10. Завершення розрахунків за умови $\left|d'_{\text{кп}} - d''_{\text{кп}}\right| < \varepsilon$. У цьому випадку вважається, що

$$d_{\text{кп}} = \frac{d'_{\text{кп}} + d''_{\text{кп}}}{2}, \qquad (5)$$

у противному випадку – перехід до пункту 3.

11. Згідно із співвідношеннями, наведеними у роботі [6], для визначеного значення $d_{\text{кп}}$ розраховуються енергетичні характеристики розряду.

Аналіз отриманих результатів моделювання та оцінка обчислювальної ефективності запропонованого алгоритму. Розрахунки з використанням співвідношень (1 – 4) проводились для наступних зовнішніх та внутрішніх параметрів електродної системи: робочій газ – азот, матеріал катода – алюміній, матеріал анода – мідь, l = 7 см, $r_{\text{к}}$ = 5 см, $Q_{ea} = 5{,}3\cdot10^{-19}$ м$^{-2}$, $a = 2{,}5\cdot10^4 \frac{\text{м}}{\text{с}}$, $b = 25{,}4\frac{\text{м}^2}{\text{В}\cdot\text{с}}$. Отримані залежності енергетичної ефективності

тріодної електронної гармати ВТР від прискорювальної напруги та напруги горіння допоміжного розряду наведені на Рис. 2. Зрозуміло, що к.к.д. електронної гармати збільшується із зростанням прискорювальної напруги та напруги допоміжного розряду.

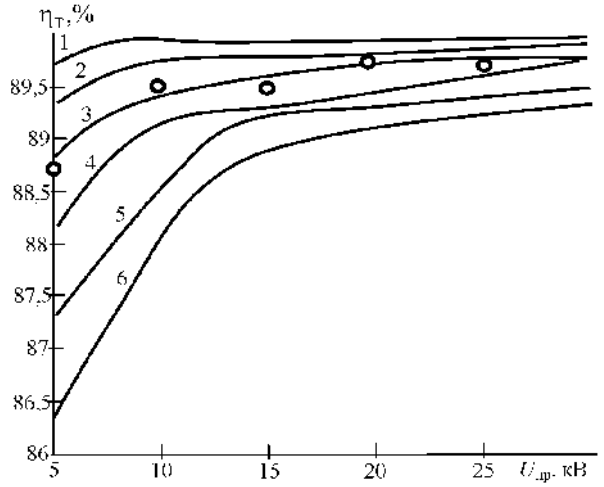


Рис. 2. Розрахункові залежності енергетичної ефективності тріодних джерел електронів від прискорювальної напруги та напруги горіння допоміжного розряду.

ра0 = 0,5 Па; 1 – Uд = 80 В, 2 – Uд = 70 В,

3 – Uд = 60 В, 4 – Uд = 50 В, 5 – Uд = 40 В, 6 – Uд = 30 В.
Точками відмічені відповідні експериментальні дані

Розбіжність між отриманими результатами моделювання, які наведені на Рис. 2, та результатами, які були отримані у роботі [6], складає не більше 10 – 15%. Найбільша розбіжність спостерігається для низьких та високих значень напруги горіння допоміжного розряду, а для середніх значень отримані розрахункові результати майже співпадають із попередніми. Це можна пояснити тим, що під час проведення розрахунків за методикою, запропонованою у роботі [6], значення температури електронного газу та рухумості електронів в анодній плазмі визначались відповідно до усереднених значень керувальної напруги та тиску газу у розрядному проміжку.

Тому слід відзначити, що залежності, які наведені на Рис. 2, більше відповідають експериментальним даним для тріодних систем ВТР, які були досліджені. Наприклад, можна бачити, що для залежності 3 розбіжність теоретичних та експериментальних даних не перевищує 10%, а для результатів, отриманих у роботі [6], вона складала більше 25%. Також похибки моделювання безпосередньо пов’язані із способом визначення напівеппіричних коефіцієнтів запропонованої моделі.

Проте недолік запропонованої у роботі методики полягає у тому, що використання ітераційних співвідношень (3 – 5) потребує значно більшого часу комп’ютерних розрахунків для визначення положення межі анодної плазми, ніж спрощені аналітичні розрахунки за формулами, наведеними у роботі [6]. Наприклад, під час проведення тестових розрахунків під час обчислення 30 значень енергетичної ефективності час розрахунків за запропанованим алгоритмом складав $5{,}2\cdot10^7$ процесорних циклів, а за методикою, яка була використана у роботі [6] – $4{,}3\cdot10^5$ процесорних

циклів. Проте, з урахуванням того, що на персональному комп'ютері із процесором Intel Core i7, тактова частота 3 ГГц, об'єм оперативної пам'яті 2 Гб, час розрахунку задачі за запропонованим алгоритмом становив менше однієї хвилини, цей недолік на сучасному етапі розвитку обчислювальної техніки можна вважати несуттєвим.

Висновки

Ітераційний алгоритм розрахунку енергетичної ефективності тріодних джерел електронів ВТР, який запропонований у роботі, базується на проведенні оцінки температури та рухомості повільних електронів в анодній плазмі з використанням формул (1 – 5). Ці співвідношення базуються на обчислені об'єму плазми на основі комплексного аналізу фізичних процесів, які протікають в області анодної плазми та в області катодного падіння потенціалу. Взагалі формули (1 – 5) є наслідком умови рівноваги плазмової межі як результату дії сили електричного поля з боку області катодного падіння потенціалу та сили кинетичного тиску з боки області анодної плазми. Тестові випробування запропонованого алгоритму показали, що алгоритм є досить універсальним і його збіжність гарантовано забезпечується у широкому діапазоні параметрів горіння ВТР, які зазвичай притаманні газорозрядним електронним гарматам у стабільному режимі їхньої роботи.

Іншою перевагою запропонованого алгоритму є те, що він не потребує використання літературних данних про параметри анодної плазми ВТР та їхньої апроксимації. Запропонована модель є точною та адекватною. Для досліджених режимів розряду розбіжність між теоретичними та експериментальними даними складала біля 10 – 15%. Для спрощеної аналітичної моделі, яка була запропонована раніше та побудована на апроксимації довідникових та експериментальних даних про температуру повільних електронів у плазмі та їхню рухомість, розбіжність розрахункових та експериментальних даних для деяких стабільних режимів горіння ВТР, зокрема для малих та великих струмів, перевищувала 25%.

Отримані результати можуть зацікавити інженерів, які займаються розробкою електронно-променевого технологічного обладнання як з теоретичної, так і з практичної точки зору. Можливості оцінки уточненого значення енергетичної ефективності тріодних джерел електронів ВТР дають можливість розробляти на їхній основі ефективне електронно-променеве обладнання нового покоління.

Література

1. *Плазменные* процессы в технологических электронных пушках. // Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. – М.: Атомиздат, 1989. – 256 с.

2. *Денбновецький С.В.*, Костюченко К.О., Мельник В.І., Мельник І.В.,

Тугай Б.А. Моделювання процесу автоматичного керування струмом газорозрядного електропроменевого нагрівача. – Електроніка та зв'язок, том 9, № 22, 2004. – С. 15-17.

3. *Рыкалин Н.Н.*, Зуев И.В., Углов А.А. Основы электронно-лучевой обработки материалов. – М.: Машиностроение, 1978. – 239 с.

4. *Шиллер З.*, Гайзиг У., Панцер З. Электронно-лучевая технология. – М.: Энергия, 1980. - 528 с.

5. *Мельник И.В.*, Тугай С.Б. Аналитический расчет положения границы анодной плазмы в высоковольтном разрядном промежутке при зажигании вспомогательного разряда. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Т. 55. – № 11. – 2012. – С. 50-59.

6. *Денбновецький С.В.*, Мельник І.В., Мельник В.Г., Тугай С.Б. Моделювання вольт-амперних характеристик тріодних технологічних джерел електронів високовольтного тліючого розряду з урахуванням процесів взаємодії заряджених часток в анодній плазмі // Наукові вісті Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». – №5 (85) – 2012. – С. 12 – 18.

7. *Грановский В.Л.* Электрический ток в газах. Том 1. Общие вопросы электродинамики газов. – М.–Л.: Гос. изд. технико-теоретич. литературы, 1952. – 432 с.

8. *Райзер Ю.П.* Физика газового разряда. – М.: Наука, 1987. – 592 с.

9. *Синкевич О.А.*, Стаханов И.П. Физика плазмы. Стационарные процессы в частично ионизированном газе. Учебное пособие для вузов. – М.: «Высшая школа», 1991. – 191 с.

УДК 535.2, 535.8

Модель захоплення діелектричної наночастинки лазерним пінцетом

Андріянов В.Ю, к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ

Лазерний пінцет – це прилад, що дозволяє утримувати і переміщувати мікро- та нано- частинки за допомогою одного або декількох лазерних променів [1]. Механізм дії лазерного пінцета побудований на захопленні об’єкту полем гострофокусо-ваного лазерного випромінювання [2], що формує ефективну просторову потенційну яму.

Оптичне захоплення і маніпулювання мікро- та нано-об'єктами за допомогою лазерного пінцета є перспективним напрямком в галузі лазерної оптики. За допомогою лазерного пінцету можна захоплювати, переміщувати, з’єднувати, проводити різні маніпуляції з об’єктами від декількох нанометрів до десятків мікрометрів. Об’єктом маніпуляції може бути колоїдна частинка, молекула, атом, клітина, вірус тощо. Сил, що виникають під час оптичному захопленні, досить, щоб проводити маніпуляції з клітинами і внутрішньоклітинними об'єктами без механічного контакту з ними [3]. Таким чином, стає можливим дотримання стерильності біологічних об'єктів в процесі їх захоплення і маніпулювання. Лазерний пінцет набуває все більшого поширення в різних напрямках досліджень і практичного застосування: біологія [4], медицина [5], мікрохірургія [6], нанотехнології [7].

Для максимальної ефективності захоплення частинки необхідно чітко підібрати параметри оптичного пінцету [8]:

- потужність, яка з одного боку впливає на силу захоплення частинки, а з іншого – на величину енергії, яка поглинається цією частинкою;
- довжину хвилі випромінювання, яка підбирається в залежності від захоплюваного об’єкта;
- числову апертуру об’єктива, необхідну для створення великого градієнта інтенсивності світла у фокальній області.

У цій роботі запропоновано модель, яка допоможе оцінити величини сил, прикладених до діелектричної частинки, розташованої у рідині поблизу оптичної пастки.

Побудова моделі та її аналіз. Розгляньмо умови захоплення

перетяжкою лазерного пучка з довжиною хвилі λ та потужністю P сферичної діелектричної частинки з показником заломлення n та радіусом $a << \lambda$, яка знаходиться у рідині з показником заломлення n_0. Нехай (x_0, y_0, z_0) – координати перетяжки лазерного пучка (пастки лазерного пінцета), (x, y, z) – координати частинки, вісь z декартової системи координат співпадає з віссю лазерного пучка, а вісь y спрямована вгору (Рис. 1).

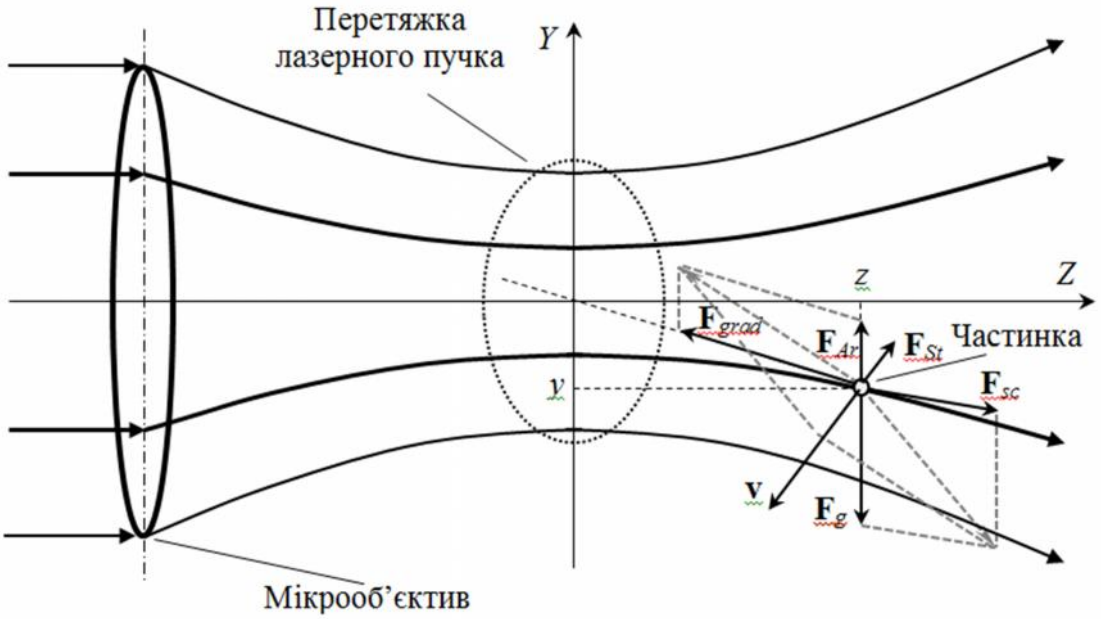


Рис. 1. Сили, які діють на частинку біля перетяжки лазерного пучка

На освітлену рухому частинку діють п'ять сил – сила тяжіння $\mathbf{F}_g$, сила Архімеда $\mathbf{F}_{Ar}$, розсіювальна сила $\mathbf{F}_{sc}$ (тиск світла), градієнтна сила $\mathbf{F}_\nabla$ та сила Стокса $\mathbf{F}_{St}$ (сила тертя), рівнодійною яких є сила $\mathbf{F}$, яку подамо її складовими вздовж осей x, y та z:

$$F_x = F_{sc.x} \pm F_{\nabla.x} - F_{St.x}, \qquad (1)$$

$$F_y = F_{sc.y} - F_g + F_{Ar} \pm F_{\nabla.y} - F_{St.y}, \qquad (2)$$

$$F_z = F_{sc.z} \pm F_{\nabla.z} - F_{St.z}, \qquad (3)$$

де у формулах (1)–(3) знак «+» відповідає умовам $x - x_0 < 0, y - y_0 < 0, z - z_0 < 0,$, знак «–» – $x - x_0 > 0, y - y_0 > 0, z - z_0 > 0.$

Рівнодійну сили тяжіння та сили Архімеда можна знайти за формулою

$$F_g - F_{Ar} = -\frac{4}{3}\pi a^3 (\rho - \rho_0) g, \qquad (4)$$

де ρ – густина частинки, ρ_0 – густина рідини, g – напруженість гравітаційного поля.

Розсіювальна сила може бути подана як

$$\mathbf{F}_{sc} = \frac{8}{3}\pi k^4 (2a)^6 \frac{n_0}{c}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2 \mathbf{S}, \qquad (5)$$

де k – хвильове число ($k = 2\pi/\lambda$), c –швидкість світла у вакуумі, **S** – вектор Пойнтинга [9].

Модуль вектора Пойнтинга можна наближено замінити інтенсивністю лазерного пучка

$$I = I_0 \left[\frac{w_0}{w(z)} \right]^2 \exp\left[-\frac{2\left(x^2 + y^2\right)}{w^2(z)} \right], \qquad (6)$$

де за радіусу перетяжки w_0 інтенсивність в її центрі дорівнює

$$I_0 = \frac{2P}{\pi w_0^2}, \qquad (7)$$

а радіус пучка на відстані z від перетяжки –

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \right)^2}. \qquad (8)$$

Підставляючи співвідношення (7) та (8) у формулу (6), виразимо інтенсивність випромінювання через потужність:

$$I = \frac{2\pi w_0^2 P}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2} \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2 \left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2} \right]. \qquad (9)$$

Підставляючи співвідношення (9) у формулу (5), отримаємо

$$\left|\mathbf{F}_{sc}\right| = K_1 \frac{2 n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4 \left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)} \times \\ \times \left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2} \right)^2 \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2 \left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2} \right], \qquad (10)$$

де $K_1 = 8{,}36 \cdot 10^5$.

Зробімо оцінку дії сили світла на частинку. Припускаючи, що частинка знаходиться в центрі перетяжки пучка і на неї діє тільки тиск світла, знайдімо залежність швидкості частинки від часу дії на неї світла Δt. За цей час частинка поглине енергію $2Pa^2\Delta t / w_0^2$ від $2Pa^2\lambda\Delta t / hcw_0^2$ фотонів, які передадуть частинці імпульс $2Pa^2\Delta t / cw_0^2$. Отримавши такий імпульс, частинка набуває у вакуумі швидкості

$$v = \frac{3P\Delta t}{2\pi hcw_0^2 a\rho} \qquad (11)$$

яка лінійно зростає з часом (пунктирна крива на Рис. 2). У середовищі з в'язкістю η тертя викличе появу сили Стокса, яка протидіє силі тиску світла, так що закон збереження імпульсу виглядає як

$$mv = \frac{2Pa^2\Delta t}{cw_0^2} - 6\pi a\eta v\Delta t, \qquad (12)$$

звідки отримаємо залежність швидкості частинки від часу дії світла для випадку руху частинки у воді (суцільна крива на Рис. 2):

$$v = \frac{2Pa^2\Delta t}{cw_0^2\left(m + 6\pi a\eta\Delta t\right)}, \qquad (13)$$

де m – маса частинки. У розрахунку використано такі параметри: P = 0,1 Вт, a = 10 нм, w_0 = 1 мкм, $\eta = 8{,}9 \cdot 10^{-4}$ Па·с.

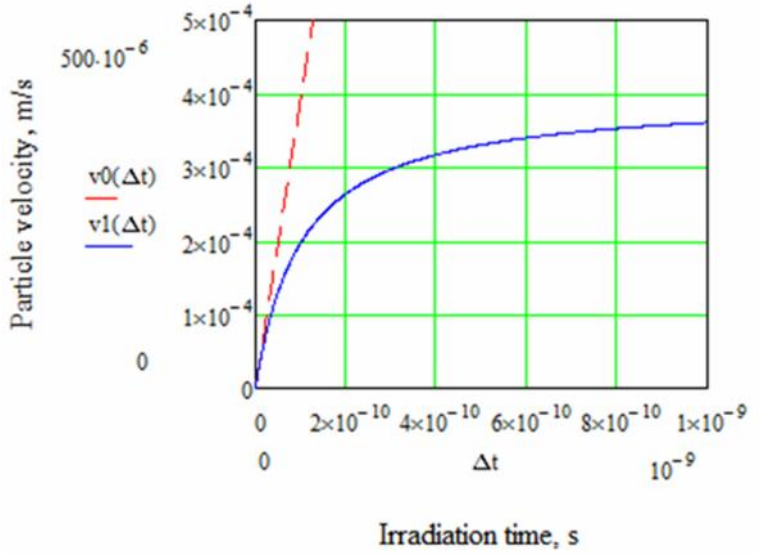


Рис. 2. Залежності швидкості частинки від часу дії на неї сили світла для руху у воді (суцільна крива) та руху у вакуумі (пунктир)

Проекції вектора сили на координатні осі можна знайти за формулами

$$F_{sc.x} = F_{sc.y} = |\mathbf{F}_{sc}| \frac{q^2}{\sqrt{1+q^2}}, \qquad (14)$$

$$F_{sc.z} = |\mathbf{F}_{sc}| \frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \qquad (15)$$

$$q = \frac{(NA)^2 z}{\left[1-(NA)^2 \sqrt{(NA\cdot z)^2 \Big/ \left[1-(NA)^2\right] + w_0^2}\right]}. \qquad (16)$$

Градієнтна сила описується формулою [1]

$$\mathbf{F}_{\nabla} = \frac{16\pi a^3 n_0}{c}\left(\frac{n^2-n_0^2}{n^2+2n_0^2}\right)\nabla|\mathbf{S}|, \qquad (17)$$

де $\nabla|\mathbf{S}|$ – градієнт модуля вектора Пойнтинга, який є градієнтом інтенсивності випромінювання ∇I; останній є векторною величиною, яку можна виразити через суму добутків одиничних векторів $\mathbf{e}_x$, $\mathbf{e}_y$ та $\mathbf{e}_z$ на відповідні окремі похідні:

$$\nabla I = \frac{\partial I}{\partial x}\mathbf{e}_x + \frac{\partial I}{\partial y}\mathbf{e}_y + \frac{\partial I}{\partial z}\mathbf{e}_z. \qquad (18)$$

Сила Стокса описується формулою

$$\mathbf{F}_{St} = 6\pi a \eta \mathbf{v}, \qquad (19)$$

де η – коефіцієнт динамічної в'язкості, $\mathbf{v}$ – швидкість частинки у полі сил.

Знайдімо з наведених вище формул компоненти сили $\mathbf{F}$, яка діє на частинку:

$$F_x = K_1 \frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2 \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{q}{\sqrt{1+q^2}} \mp$$
$$\mp \frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right) x \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] - 6\pi a\eta v_x, \quad (20)$$

$$F_y = K_1 \frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2 \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{q}{\sqrt{1+q^2}} \mp$$
$$\mp \frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right) y \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] - \frac{4}{3}\pi a^3\left(\rho - \rho_0\right) g - 6\pi a\eta v_y, \quad (21)$$

$$F_z = K_1 \frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2 \exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \pm$$
$$\pm \frac{64\pi^2 a^3 n_0 w_0 \lambda^2 z P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^3}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)\left[2\left(x^2 + y^2\right)\pi^2 w_0^2 - \pi^2 w_0^4 - \lambda^2 z^2\right]\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] - \quad (22)$$
$$- 6\pi a\eta v_z.$$

Рівняння (20)–(22) є математичною моделлю захоплення наночастинки лазерною пасткою. Для розрахунку залежності швидкості руху частинки, наприклад, вздовж осі *Z*, треба у формулі (22) замінити z на $z - v_z \Delta t$, припустивши (як це видно з Рис. 2), що сила Стокса досить швидко робить рух частинки практично рівномірним.

Висновки

Побудовано математичну модель захоплення наночастинки пасткою лазерного пінцета та розглянуто можливості її використання для розрахунку динаміки руху частинки у рідині.

Література

1. Neuman K. C. Optical trapping / K. C. Neuman, S. M. Block. – Rev. Sci. Instrum., 2004. vol. 75, №. 9. – P. 2787–2809.

2. Rohrbach A. Optical trapping of dielectric particles in arbitrary fields / A. Rohrbach, E. Stelzer. – Journal of the Optical Society of America *A*, 2001, № 18. – P. 839–853.

3. Ракитянський М. М. Исследования биологических объектов на клеточном и субклеточном уровне с помощью фемтосекундного лазерного оптичес-кого пинцета-скальпеля / М. М. Ракитянський, М. Б. Агранат, С. И. Ашитков. – Вестник трансплантo-логии и искусственных органов, 2009, т. 11. – С. 107–113.

4. Khokhlova M. D. Normal and system lupus erythematosus red blood cell interactions studied by double trap optical tweezers: direct measurements of aggregation forces / M. D. Khokhlova, E. V. Lyubin, A. G. Zhdanov et al. –Journal of Biomedical Optics, 2012, vol. 17, № 2. – P. 0250011–0250016.

5. Chee C.Y. Using 3D fluid-structure interaction model to analyse the biomechanical properties of erythrocyte / C.Y. Chee, H. P. Lee, C. Lu. – Phys. Letters *A*. – 2008, vol. 372, № 9. – P. 1357–1362.

6. Шахно Е. А. Физические основы применения лазеров в медицине / Е. А. Шахно. – СПб : НИУ ИТМО, 2012. – 129 с.

7. Bonin K. D. Light torque nanocontrol, nanomotors and nanorockers / K. D. Bonin, B. Kourmanov, T.G. Walker. Opt. Express, 2002, vol. 10, № 19. – P. 984–989.

8. Williams M. C. Optical tweezers: measuring piconewton forces / M. C. Williams – Електронний ресурс. Режим доступу: http://www.biophysics.org/portals/1/pdfs/education/williams.pdf.

9. Nanoscopy and multidimensional optical fluorescence microscopy / Edited by A. Diaspro. – Boca Raton, London, New York: CRC Press, 2010. – 424 p.

УДК 681.846.8

Лазерні системи запису та відтворення інформації

Бенфугал А.К., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М.

Лазерні системи запису інформації на принципах голографії

У разі використання голографії підвищення щільності не пов'язане зі зменшенням площі, займаної кожним елементом пам'яті. Крім того, оскільки кожна ділянка голограми містить інформацію з усім об'єкті, при голографічному методі запису здійснюється своєрідне резервування елементів; надмірність, що виникає при неповному використанні ємності голограми, може бути використана для заміни будь-яких елементів що вийшли з ладу. Така заміна не вимагає ніяких перемикань і відбувається автоматично, що особливо важливо в практичних додатках.

Великою перевагою голографічного методу записи є також багатоканальність і можливість паралельного огляду всіх елементів пам'яті з метою пошуку частини інформації. Слід зазначити, що цей метод дозволяє реалізувати щільність запису інформації порядки 10^7-10^8 двійкових одиниць інформації на 1 см^2 носія і більш високі щільності при використанні об'ємних світлочутливих середовищ.

Розглянемо, яким чином можна створити пристрій на принципах голографії. Такий пристрій ми будемо надалі заради стислості називати ЗПГ.

У сучасних обчислювальних машинах застосовується адресна система пам'яті, тобто все запом’ятовуючий пристрій (ЗП) розділене на осередки, кожна з яких має свій номер. При записі видається номер комірки і інформація, (яка повинна бути в неї записана (зазвичай це багатозарядне двійкове число). При зчитуванні інформації по заданому адресою з ЗП повинна бути видана комбінація сигналів, що представляє собою число, записане за цією адресою. Для орієнтації вкажемо, що число адрес оперативної пам'яті існуючих універсальних обчислювальних машин становить кілька тисяч, а число розрядів двійкових чисел, що зберігаються в осередках пам'яті, - кілька десятків.

Принцип створення ЗПГ з великим об'ємом записуваної інформації заснований на можливості запису великого числа голограм на одну і ту ж поверхню (або в один і той же обсяг) фотоматеріалу. Для того щоб зображення, що записуються у вигляді голограм, не накладалися один на одного, необхідно під час запису кожного з них міняти будь-яким чином форму опорної хвилі. Найбільш

простий спосіб - це зміна кута падіння опорної хвилі на світлочутливий шар. Промінь лазера ділиться на два: опорний і сигнальний. Опорний промінь, перш ніж потрапити на голограму, проходить через відхиляє систему, яка встановлює напрям опорного променя відповідно до введеного в неї адресою. Для кожної адреси ЗУГ відповідає свій напрямок опорного променя. Сигнальний промінь в свою чергу, ділиться на N каналів відповідно до числа розрядів записуються чисел. У кожному з цих каналів є модулятор М працює в режимі вимикача. При наявності напруги, що управляє він пропускає промінь лазера, а при відсутності напруги він буде непрозорим (Рис. 1).

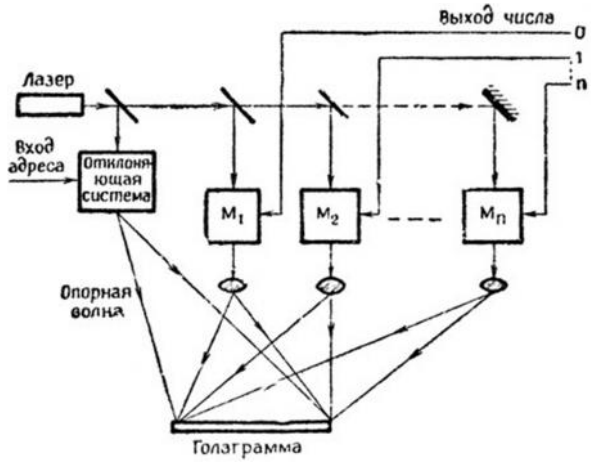


Рис.1.

При запису інформації в відхиляє систему вводиться код адреси записується числа, в результаті чого встановлюється напрямок опорного променя. Одночасно на сигнальний вхід подається код записується числа, причому кожен розряд цього числа підводиться до свого модулятору. На виході модуляторів виникають комбінації n променів, які разом з опорним променем записуються у вигляді голограми (при створенні постійного ЗПГ на адресний вхід подаються по черзі всі адреси, а на сигнальний - відповідні числа).

Аналоговий запис інформації

У ряді випадків виявляється важливим зберегти оригінальний вигляд інформації (у вигляді малюнків, текстів і т.д.). Більшість систем для такого запису побудовано за принципом фотокопір, схематично зображеного на рис.10.2. Оригінал зі штрих-(текст) або напівтоновим (малюнок) зображенням на прозорій основі 2 обертається на одному валу з формной пластиною кліше 5. Як формного матеріалу використовується гладка алюмінієва фольга або алюмінієва тонка плівка з нанесеним на її поверхню лаковим шаром і полімерним антиадгезійним плівковим покриттям . Голівки, що зчитує 4, що складається з джерела світла 1, лінзи і фотоприймача 3 при переміщенні уздовж осі циліндра послідовно перетворює яркостную картину оригіналу в електричний сигнал, пропорційний яскравості зображення в даній його точці.

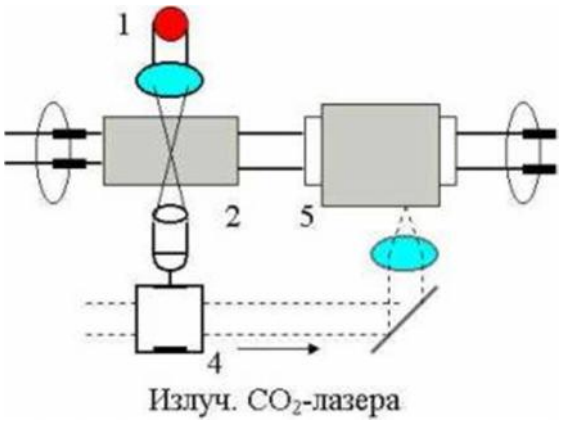


Рис. 2. Структурна схема установки для аналогового запису

інформації

Структурна схема установки для аналогового запису інформації (Рис. 2), що працює за принципом фотокопір: 1 - джерело світла; 2 - основа; 3 - фотоприймач; 4 - голівки, що зчитує; 5 – кліше

Посилений електричний сигнал керує електрооптичнихвластивостям затвором лазера (найчастіше це CO2-лазер). Модульоване випромінювання лазера відповідно до зображенням залишає слід на формной пластині у вигляді безперервної канавки або точок-лунок, розмір яких визначається кількістю минулого світла. Такий лазерний гравірувальний автомат забезпечує швидкість запису до 300 об / хв, при мінімальному розмірі штриха 0,1 мм. Якість отриманих малюнків порівняно з чорно-білою фотографією. Подальший розвиток способів аналогового запису, мабуть, спричинять за собою докорінну зміну в системах пам'яті.

Оптична запис

Оптична запис - це реєстрація даних гостро-сфокусованим променем лазера на світлочутливому носії. Результат впливу лазерного променя на носій, тобто вид сигналограмми, може бути різним, в переважній більшості випадків сигналограмма набуває вигляду послідовності деформованих і недеформованих ділянок доріжки на робочому шарі диска.

Лазер - основний інструмент оптичного запису, що генерує випромінювання. Він містить активну речовину і систему збудження і управління випромінюванням. Для генерації випромінювання активна речовина лазера має бути порушена. При порушенні в активній речовині відбувається рекомбінація носіїв електричних зарядів, що супроводжується виділенням енергії. Остання виділяється у вигляді квантів світла - виникає вимушене випромінювання лазера. Воно має ряд особливостей в порівнянні з випромінюванням звичайних тел напруження: випромінювання лазера когерентно, тобто певним чином впорядковано, лінійно поляризоване і поширюється в одному або переважно в одному напрямку, а не на всі боки, як, наприклад, випромінювання поверхні розпеченого металу.

Опти́чний диск — носій даних у вигляді пластикового чи алюмінієвого диска, призначеного для запису й відтворення звуку, зображення, буквенно-цифрової інформації тощо за допомогою лазерного променя. Щільність запису — понад 108 біт/см.

Перші оптичні диски, що записували відео в аналоговому форматі (Laserdisc) були винайдені фірмою Philips у 1960-х і випущені на ринок в 1970-х в кооперації з фірмою MCA. Накопичений досвід дозволив приступити до випуску CD-ROM'ів на початку 1980-х (Philips та Sony).

Опти́чний привод - пристрій, призначений для зчитування та запису інформації на оптичні носії (диски). Механічна частина приводу, керована його мікросхемою, забезпечує обертання в ньому диска і зчитування

з нього даних за допомогою лазера і системи лінз. В залежності від типів використовуваних носіїв, бувають приводи для зчитування/запису CD, DVD і Blu-Ray.

Зчитування здійснюється за допомогою лазера, який, відбиваючись від поверхні диска, що обертається, потрапляє на фотоелемент. Відображення з величезною швидкістю змінюється у відповідності зі структурою пітів і лендів доріжки, передаючи таким чином інформацію, зашифровану у ній. Потім це "тремтіння лазера" дешифрується згідно певного алгоритму.

Типи оптичних носіїв

Compact Disc (CD)

Першим оптичним носієм, розробленим ще в 1979 році, став компакт-диск (англ. Compact Disc, CD). Глибина пітів цього носія становить близько 100 нм, ширина - 500 нм. Мінімальна довжина піта CD - від 850 нм. Крок між доріжками спіралі - близько 1,5 мкм. У приводах для читання носіїв цього типу використовується червоний лазер з довжиною хвилі 780 нм, який фокусується на робочій поверхні в точку діаметром близько 1,2 мкм (для кращої уяви: товщина людської волосини становить близько 50 мкм або 50000 нм).

Спочатку CD створювався як носій звукової інформації (Audio CD). Трохи пізніше його почали використовувати для зберігання інших даних. Формат запису Audio CD і CD з даними відрізняється, тому звичайні програвачі не можуть зчитувати інформацію з немузичних компакт-дисків.

Перші диски були CD-ROM (Read Only Memory - тільки з можливістю читання) і виготовлялися за спеціальною технологією (можливість запису в домашніх умовах відсутня). Пізніше розробили носії, в яких піти являли собою не заглиблення, а ділянки модифікованої поверхні з високим світлопоглинанням, що виникають під спеціальним впливом лазера. Як і у випадку з заглибленими пітами, технологія забезпечувала потрібну зміну інтенсивності відображення лазера і зчитування даних, закодованих у доріжці. Завдяки цьому з’явилися диски типів CD-R і CD-RW (з можливістю запису і неодноразової перезапису користувачами відповідно).

DVD

DVD - носій, який з'явився дещо пізніше, має той же фізичний розмір і принципи роботи, що і CD, але використовує дуже щільну робочу поверхню. За рахунок більш "мініатюрної" структури доріжки і тоншого червоного лазера з довжиною хвилі всього 650 нм, DVD здатний зберігати в кілька разів більше даних.

Спочатку DVD розроблявся як альтернатива морально застарілим відеокасетами для зберігання відеоінформації і тому називався Digital Video Disc (цифровий відеодиск). Але носії цього виду чудово підійшли і для запису інших типів даних. Абревіатуру DVD при цьому почали трактувати як Digital

Versatile Disc - цифровий багатоцільовий диск. Але така розшифровка не є офіційною.

В залежності від виду даних, що зберігаються, DVD бувають наступних типів: DVD відео-, DVD-Audio (якість звуку значно вище, ніж на Audio-CD), DVD-Data, DVD змішаного типу.

Сучасні DVD можуть мати одну або дві робочі сторони. При цьому кожна зі сторін може містити один або навіть два робочих шари. Завдяки цій особливості, на DVD максимального обсягу можна записати до 18 ГБ інформації.

DVD і CD, бувають для одноразової запису, або ж можуть перезаписуватися багаторазово (R і RW). При цьому, в залежності від особливостей використовуваного матеріалу і технології запису, розрізняють DVD-R(RW) , DVD+R(RW). У технічні подробиці не вдаватимуся. Скажу тільки, що DVD+R(RW) і приводи з їх підтримкою - кращий і безпроблемніший варіант. При записуванні таких носіїв виникає набагато менше помилок. Крім того, DVD+RW можна записувати поверх вже наявних на ньому даних. У випадку ж з DVD-RW попередньо потрібно провести повне очищення диска.

Blu-ray Disc (BD)

Blu-ray Disc (BD, англ. blue ray - синій промінь) - оптичний носій нового типу, що відрізняється ще більш високою щільністю робочої поверхні і забезпечує зберігання великого обсягу даних, у тому числі і високоякісного відео високої чіткості. У назві Blu-ray буква "e" була пропущена навмисне, щоб мати можливість зареєструвати торговий знак.

Запис і зчитування BD проводиться за допомогою надтонкого синього лазера з дуже короткою хвилею (405 нм), завдяки чому ширина доріжки на диску звужена до 0,32 мкм, що вдвічі менше, ніж на DVD. Збільшився не тільки обсяг даних, що зберігаються, але і швидкість їх зчитування. У кілька разів тоншим став і захисний шар, але завдяки використанню нових матеріалів, Blu-ray Disc боїться подряпин не більше, ніж оптичні носії інших типів.

Сучасні технології дозволяють записувати на один BD кілька шарів, кожний з яких може містити 23,3 ГБ даних. Поширеними є диски з кількістю шарів до 4. Хоча, вже створено прототипи ємністю до 500 ГБ, що містять 15-20 шарів.

Blu-ray носії продовжують розвиватися і вдосконалюватися. Існують диски для одноразового і багаторазового записування. Розроблена технологія, що дозволяє наносити на один диск шари, призначені для запису DVD і Blu-Ray.

Голографічний багатоцільовий диск (Holographic Versatile Disc, HVD) — розроблювальна перспективна технологія виробництва оптичних дисків, що припускає значно збільшити обсяг збережених на диску даних у порівнянні з Blu-Ray і HD

DVD. Вона використає технологію, відому як голографія, що використає два лазери: один — червоний, а другий — зелений, зведені в один паралельний промінь. Зелений лазер читає дані, закодовані у вигляді сітки з ближчого до поверхні диска голографічного шару, у той час як червоний лазер використовується для читання допоміжних сигналів зі звичайного компакт-дискового шару в глибині диска. Допоміжна інформація використовується для відстеження позиції читання, на зразок системи CHS у звичайному жорсткому диску. На CD або DVD ця інформація впроваджена в дані.

Передбачувана інформаційна ємність цих дисків — до 3.9 терабайт (TB), що порівнювано з 6000 CD, 830 DVD або 160 одношаровими дисками Blu-ray; швидкість передачі даних — 1 Гбіт/сек. Optware збирався випустити 200GB диск на початку червня 2006 року і Maxell у вересні 2006 з ємністю 300GB. 28 червня 2007 року HVD стандарт був затверджений й опублікований.

Література

1. Авраменко Ю. Ф. Схемотехника проигрывателей компакт-дисков.- СП НИЦ "Наука и техника", 1999.- 128 с.

2. Колаич Н.И. Ремонт CD-проигрывателей: принципы работы, типичные неисправности. - М.: Радиотон 1998. - 224 с.

3. Николин В.А. Компакт-диски и СД-устройства. - С.П: Лань,- 1997 - 110с.

4. Авраамеко Ю.Ф. Схемотехніка Сд-проігривателей.- С.П: "Наука і техніка", 2003.

УДК 621.311.69

Термоелектричний перетворювач сонячного випромінювання в електроенергію

Вілінський О.О., к.т.н., доц. Цибульський Л.Ю.

Вступ

Ефективному використанню сонячної енергії приділяється пріоритетна увага для вирішення енергетичних та екологічних проблем. Фотоелектричні перетворювачі являються ефективним засобом перетворення подаючого сонячного випромінювання в електроенергію.

Тим не менш, ефективність сонячних батарей все ще далека від тої, яку отримують використовуючи перетворення енергії на основі викопного палива. Однією з основних проблем низької ефективності кремнієвих сонячних батарей є те, що вони поглинають сонячне світло з довжиною хвилі до 800 нм, що є не ефективним та не повним використанням повного спектра сонячного випромінювання. Іншою проблемою є те, що більшість інфрачервоного випромінювання перетворюється в теплову енергію утворену на поверхні сонячної батареї, що призводить до збільшення температури її поверхні. В свою чергу, цей фактор веде до погіршення роботи фотоелектричного елемента, таким чином знижуючи його ефективність.

В свою чергу, утворене на поверхні фотоелектрика тепло можна ефективно використати для перетворення його в електроенергію за допомогою термоелектричного генератора.

Вирішенням цих проблем є створення системи яка буде використовувати весь спектр сонячного випромінювання для досягнення більш високого вироблення енергії за рахунок використання теплової енергії як додаткове джерело електроенергії.

Конструкція та принцип дії

На рис.1 представлено зображення гібридної системи, що складається з модуля термоелектричного генератора (ТЕГ), модуля фотоелектричного елемента (ФЕ) з кремнію, теплового поглинача з поглинаючим шаром, проводячим шаром і шаром ізоляції, що були інтегровані в систему. Мідна фольга була виготовлена у формі чаші, щоб проводити тепло до ТЕГ. Чорна полімерна стрічка нанесена на поверхню мідної фольги, була використана в якості поглинаючого шару для поглинання сонячного тепла. Потім ТЕГ був прикріплені до мідної фольги на задній стінці ФЕ. Потім шар зі спіненого полімеру нанесений на задній частині мідної фольги в якості

ізолюючого шару. Алюмінієві ребра радіаторів були прикріплені до холодної сторони ТЕГ для розсіювання тепла.

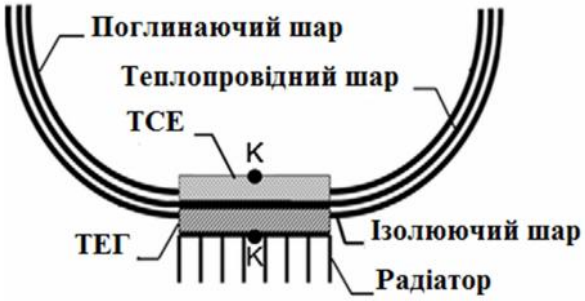


Рис. 1. Зображення приладу

Обидві сторони ТЕГ були покриті силіконовою змазкою, щоб зменшити тепловий опір. Температура ФЕ також передбачається як температура гарячої сторони ТЕГ, так як товщина ФЕ дуже мала.

Чорна полімерна плівка покриває поверхню мідної фольги в якості погли-инаючого шару для поглинання сонячного тепла. Чашеподібний колектор тепла з високопродуктивним поглинаючим шаром добре поглинає сонячне світло. У той же час мідна фольга на добре відводить тепло до гарячої сторони ТЕГ. Це ключ, щоб зберегти велику різницю температур на ТЕГ. Коли ФЕ і ТЕГ з'єднані послідовно, напруга холостого ходу системи є сумою напруги кожного модуля. Але загальний вихідний струм залежить від меншого з ТЕГ і ФЕ.[1] Для того, щоб уникнути втрати електричної енергії, вироблену енергію ФЕ і ТЕГ, часто зберігаються в різних акумуляторних батареях або супер-конденсаторах, а потім використовується після регулювання електроенергії [2].

Сонячний спектр складається з діапазону електромагнітного випромінювання з довжинами хвиль в основному від 300 нм до 2500 нм, де ультрафіолетове випромінювання, видиме та інфрачервоне світло займають 3%, 44% і 53% променевої енергії, відповідно. Коли система працює, сонячне світло падає на поверхні ФЕ і теплового колектора. ФЕ може поглинати сонячне світло до 800 нм, то невикористаними видиме світло і частини інфрачервоної енергії перетворюються в виділяєме тепло. Інша сонячна енергія поглинається колектором тепла і перетвориться безпосередньо в тепло. Відпрацьоване тепло від ФЕ і поглинене тепло від теплового колектора все передається через мідну фольгу з гарячою боку ТЕГ. Водяне охолодження швидко приймає тепло від холодного боку ТЕГ. Таким чином, була створена значна різниця температур по ТЕГ, щоб дати високу енергетичну ефективність, а робоча температура ФЕ також падає, щоб показати відмінну продуктивність.

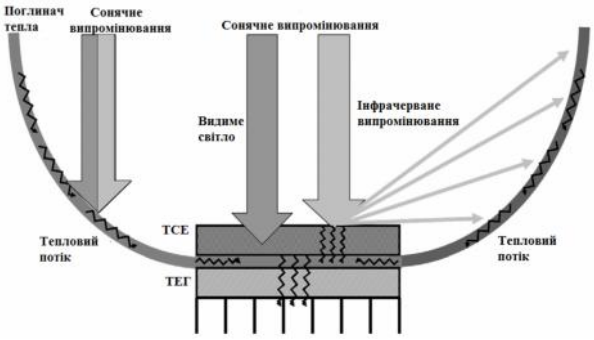


Рис. 2. Принципова схема теплового потоку

Розрахунки пристрою

Електричне коло з одним діодом вважається еквівалентною схемою ФЕ

модуля. Базова модель для фотоелементів показана на рис.3, де I_L, I_d, і I_{sh} є, відповідно, фотострум, зворотний струм насичення діода, і струм через шунтуючий опір; R_{sh} є опір шунта клітини; R_S є внутрішній опір елемента; R_{L1} є зовнішнє опір навантаження; і I представляє струм через опір навантаження. Загальноприйнята ВАХ рівняння фотоелектричного модуля може бути записана у вигляді [3]:

$$I = n_p I_L - n_p I_{rs} \times \left(\exp\left[\frac{qI(R_s + R_{L1})}{k_B T_p \mu n_S} \right] - 1 \right) - I \frac{R_s + R_{L1}}{R_{SH}} \quad (1)$$

де n_p і n_S число паралельних і послідовних елементів; μ коефіцієнт ідеальності діода; q - заряд електрона; k_B постійна Больцмана; і I_{rs} зворотний струм насичення.

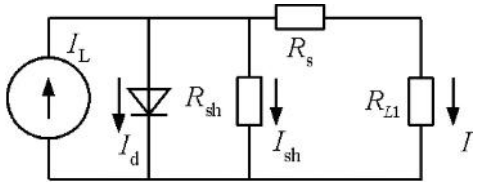


Рис. 3. Еквівалентна схема ФЕ модуля

За допомогою формул взятих з [15], вихідна потужність і ефективність фотоелектричного модуля визначаються:

$$P_{ФЕ} = \left(\frac{n_p G}{G_{ref}} (I_{L,ref} + \beta_i \Delta T) - n_p I_{rs,ref} \times \left(\frac{T_p}{T_{ref}} \right)^3 F_n \exp\left(\frac{qE_g}{k_\beta \mu} T_{rP}^{-1} \right) \right)^2 R_{L1} \quad (2)$$

$$\eta_{ФЕ} = \left(\frac{n_p G}{G_{ref}} (I_{L,ref} + \beta_i \Delta T) - n_p I_{rs,ref} \times \left(\frac{T_p}{T_{ref}} \right)^3 F_n \exp\left(\frac{qE_g}{k_\beta \mu} T_{nP}^{-1} \right) \right) \quad (3)$$

У даній роботі, фотоелектричний елемент Siemens SP75, з монокристалічного кремнію, використаний в якості фотоелектричного модуля і його основні параметри наведені в datasheet [4].

Теплової енергії, Q_h і Q_L, що протікають з модуля ФЕ до ТЕГ і від ТЕГ до радіатора, можна виразити у вигляді [26]:

$$Q_H = aT_H I_{TE} + K(T_H - T_L) - 0.5 I_{TE}^2 R \quad (4)$$

$$Q_L = aT_L I_{TE} + K(T_H - T_L) + 0.5 I_{TE}^2 R \quad (5)$$

де I_{TE} вироблений електричний струм.

До теплового потоку гарячої сторони Q_H додається тепло, яке утворилось в результаті відбитого сонячного випромінювання при попаданні його на поглинаючий шар абсолютно чорного теплопоглинаючого полімерного покриття, яке нанесене на мідну пластину, яка відіграє роль провідного шару, і визначається за формулою:

$$Q_{TП} = aS(T_{пов} - T_c) \quad (6)$$

де $Q_{ТП}$ це тепловий потік по поверхні полімерного покриття, S – площа поверхні, $T_{пов}$ температура поверхні теплопоглинаючого

покриття, а – коефіцієнт теплопередачі від поверхні до повітря.

Згідно з рівняннями (4) та (5) потужність ТЕГ може бути визначена як:

$$P_{TE} = Q_H - Q_L = \\ = a(T_H - T_L)I_{TE} - RI_{TE}^2 = R_{L2}I_{TE}^2 \quad (7)$$

Струм ТЕГ виражений у вигляді:

$$I_{TE} = \frac{a(T_H - T_l)}{R + R_{L2}} \quad (8)$$

За допомогою рівняння (8) можна визначити потужність ТЕГ модуля:

$$P_{TE} = \frac{ZK(T_H - T_L)^2}{\left(1 + \frac{R_{L2}}{R}\right)^2}\frac{R_{L2}}{R} \quad (9)$$

де Z добротність напівпровідникового матеріалу. Базуючись на рівняннях (4) та (9) ефективність ТЕГ може бути визначена як:

$$\eta_{IE} = \frac{P_{TE}}{Q_H} = \\ = \frac{ZK(T_H - T_L)RR_{L2}}{a^2(R+R_{L2})T_H + K(R+R_{L2}) - a^2(T_H - T_L)R/2} \quad (10)$$

За результатами аналізу енергетичного балансу, що зібране тепло тече від ФЕ та полімерного покриття до ТЕГ, може бути виражено як:

$$Q_H = GA_{ФЕ} - I^2R_{L1} \quad (11)$$

Передбачається, що теплові переміщення між гарячою стороною і холодною стороною ТЕГ і їх відповідні показники підкоряються закону Ньютона. Таким чином, теплові потоки, що надходять до гарячої сторони ТЕГ і що залишають холодну сторону ТЕГ визначаються

$$Q_H = U_1A_1(T_P - T_H) \quad (12)$$

$$Q_L = U_2A_2(T_L - T_C) \quad (13)$$

де U_1 і U2 коефіцієнти теплопередачі на одиницю площі гарячої і холодної сторін; A_1 і A_2 є теплообмінні зони гарячих і холодних контактів.

Використовуючи формули. (2) і (9), можна знайти, що вихідна потужність і коефіцієнт корисної дії гібридної системи може бути виражена як:

$$P = P_{ФЕ} + P_{TE} = I^2R_{L1} + \\ + \frac{ZT_{HL}^2R_{L2}(k_p + k_n)(p_p + p_n)\gamma^2}{\left(\left(p_p + p_n\right)\gamma + R_{L2}\right)^2} \quad (14)$$

$$\eta = \frac{P_{ФЕ} + P_{TE}}{GA_{ФЕ}} = \frac{I^2R_{L1}}{GA_{ФЕ}} + \\ + \frac{R_{L2}ZT_{HL}^2(k_p + k_n)(p_p + p_n)\gamma^2}{GA_{ФЕ}((p_p + p_n)\gamma + R_{L2})^2} \quad (15)$$

Де $T_a = 0.5(T_H + T_L)$ є середньою температурою термоелектричного модуля.

Очевидно з наведених вище рівнянь, що вихідна потужність і коефіцієнт корисної дії гібридної системи, залежать від добротності Z, інтенсивності сонячного випромінювання G, структурного

параметра γ, опорів навантаження $R_{L!}$ і R_{L2}.

Результати та параметри отримані з розрахунків

Після проведення розрахунків за цією схемою, використовуючи значення конструктивних параметрів сонячного елемента SPR-435NE-WHT-D та 3632 модулів термоелектричного генератора CP2-127-06, були отримані такі результати, які були розраховані для середніх кліматичних широт України, а саме: інтенсивність сонячного випромінювання складає 1300 Вт/м^2 , середня річна температура складає 284К, а швидкість вітру сягає 3м/с. Всі ці параметри є середньорічні і є доступними на сайті гідрометцентру України [5].

В результаті моделювання цієї гібридної фото-термоелектричної системи були отримані дані, які відображені на рисунках.

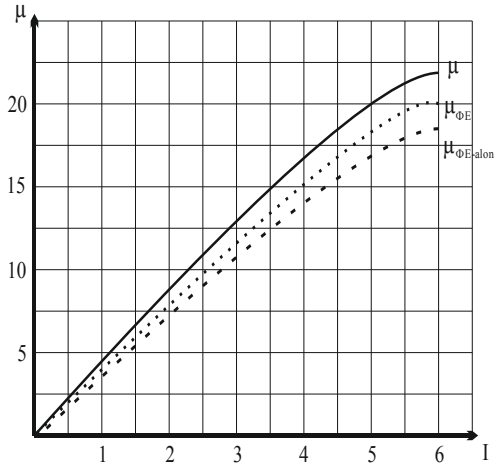


Рис. 4. Криві ефективності по відношенню до струму

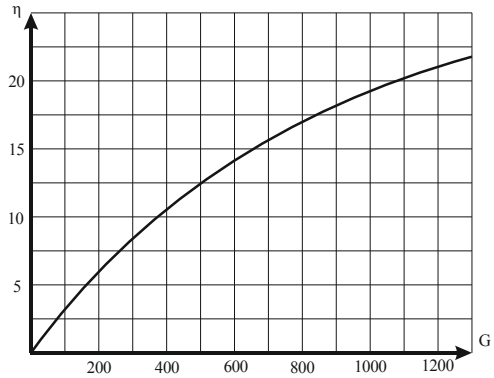


Рис. 5. Залежність максимальної ефективності гібридної системи від різної інтенсивності сонячного випромінювання

Висновок

Як можливо побачити з даних на рисунках, інтегрування модуля ТЕГ, а також тепло поглинаючого шару призводить до збільшення ККД сонячної батареї, що само собою являє створення нової фотоелектричної термоелектричної перспективної системи.

Була розрахована нова теоретична модель системи гібридної генерації енергії, щоб дати більш високу ефективність вироблення електроенергії з сонячної батареї.

В такий спосіб розроблено інтегрований колектор тепла між ФЕ і ТЕГ, який складається з оптимізованого поглинаючого шару, провідного шару і шару ізоляції. Поглинаючий шар використовується для збору покрапленої на нього сонячної енергії і відбитої енергії від сонячної батареї. Шар ізоляції може запобігти втраті тепла і провідний шар забезпечує ефективну тепло-провідність.

Гібридна конструкція реалізує системну інтеграцію та зменшує втрати енергії. Набагато більше тепла збирається на гарячій стороні ТЕГ через конструкції теплового колектора, а потік тепла сприяє більш ніж збільшенню в десять разів після інтегрування.

Спільними підвищення вихідної потужності для ТЕГ і ФЕ виходить і загальна вихідна потужність системи була поліпшена за рахунок оптимізованої її конструкції. Загальний обсяг генерованої потужності системи підвищується до 460.4 Вт. Це вказує на те, що така гібридна система може ефективно підвищити ефективність фотоелектричного перетворення і розши-рити використання сонячного спектра.

Таким чином, можна зробити висновок, що це перспективний шлях для використання сонячної енергії за рахунок повного поглинання сонячного спектру випромінювання. Також така система сприяє підвищенню ефективності самого ФЕ за рахунок відведення температури з його поверхні, з подальшим перетво-ренням його в електроенергію.

Література

1. Гуо Х., Занг Ю., Квін Д., Лао Ю., Лі Д., Панг Ю., Менг К. Гібридний тандем сонячних елементів для перетворення одночасно світловий і теплової енергії з використанням повного сонячного спектра. Джерела енергії. – 2010 - №195 – С 7684-7690.

2. Юу Х., Вонг З., Фламан Г., Зао В. Чисельний аналіз і оптимізація фотоелектричної-термоелектричного гібридної системи в спектрі концентрації розщеплення. Сонячна електро-енергія. –2012 -№86 –С 1941-1954.

3. Чае Ц., Лін І., Сшен Ц. Впровадження DSP контрольо-ваної фотоелектричної системи з піковою потужністю стеження. IEEE перетворення електроенергії. – 1998 - № 45 – С 99.

4. Технічні характеристики сонячного елемента SPR-435NE-WHT-D. datasheet. - 2013.

5. Український ідрометеорологічний центр. Режим доступу до статті - http://meteo.gov.ua/(дата звернення 12.05.16).

6. Джан Л.,Тайанжан Л., Біхонг Л., Аналіз продуктивності і узгод-ження навантаження фото-гальванічної-термоелектричної гібридної системи. Конверсія енергоменеджменту. – 2015-№105

УДК 621.6

Рівнемір на базі датчика різниці тиску з використанням гідростатичного методу вимірювань

Ганін В.О., Недашківська Л.М.

Рівнемір розглянутий в цій статті описується в використанні його як витратоміра ,наприклад в установках одоризації. Одоризація - додавання в природний газ рідини з різким запахом (одоранту) для виявлення витоків газу в процесі експлуатації газового обладнання.В основному за кордоном в одоризації в якості витратоміра використовуються:

1. плунжерні витратоміри
2. герконові рівнеміри

Недоліком таких витратомірів являється вимірювання суммарної кількості доз які видає в газову трубу дозуючий насос або клапан

Пропонується використовувати гідростатичний метод для розробки витратоміра на базі датчика рівня з використанням різниці тиску.

Математично цей метод описується наступним чином: Перепад тиску у камері датчика перепаду тиску в мірній трубці визначається за виразом

$$\Delta p = \rho g h, \qquad (1)$$

де р- густина рідини;

g- прискорення вільного падіння;

h- висота стовпа.

Висоту стовпа рідини можна можна виразити через об'єм рідини V і площу поперечного перетину мірної трубки S

$$h = \frac{V}{S}, \qquad (2)$$

Враховуючи залежність (2) після перетворень вираз (1) набуде виду

$$\Delta p = \frac{mg}{S}, \qquad (3)$$

де m- маса речовини.
З виразу (3) отримаємо формулу визначення ваги стовпа рідини у мірній трубці

$$P = \Delta p S \qquad (4)$$

Таким чином, за значенням Δр можна визначити величину ваги рідини у мірній трубці.Виходячи з цього розглянемо роботу установки одоризації з витратоміром на базі датчика рівня.

У даній установці одорант наповнює "мірну" трубку МТ, де за вихідною інформацією датчика різниці тиску заміряється вага рідини.

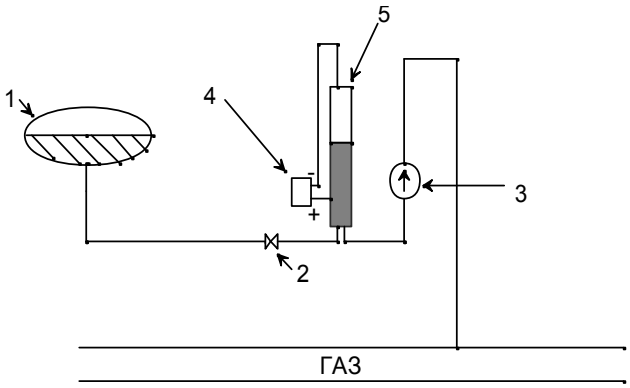


Рис. 1. Технологічна схема установки одоризації

1. ємність зберігання одоранту
2. клапан наповнення
3. дозуючий насос
4. датчик різниці тиску
5. мірна трубка

Роботою установки одоризації керує мікроконтроллер ,який спочатку подає дискретний сигнал відкриття на клапан,після чого одорант починає наповнювати мірну трубку.Опитуючи датчик різниці тиску мікроконтроллер отримує значення ваги одоранту в мірній трубці для певної величини,після чого мікроконтроллер змінює сигнал управління на сигнал закриття клапана ,який перекриває подачу одоранту в мірну трубку. Після того як,мікроконтроллер отримав у інформацію по заданому значенню витрати газу в газовій трубі він видає дискретний сигнал управління на дозуючий насос. Отримавши цей дискретний сигнал сигнал відкриття ,дозуючий насос починає перекачувати рідину з мірної трубки до газової труби. У цей же час датчик різниці тиску слідкує за об'ємом відкачуванної рідини і після того як мінімальний необхідний об'єм рідини потрапить до газової труби мікроконтроллер надасть дискретний сигнал закриття на дозуючий насос внаслідок чого припиниться подача одоранту з мірної трубки до газової труби.

Після прийому контроллером нового сигналу від систем витрати газу(починається проходження новой порції газу по газовій трубі яка потребує одоризації) операція управління клапаном і насосом повторюється.

Недоліком наведеної технологічної схеми установки (рис.1) є наповнення мірної трубки через клапан. Вважаючи, що згідно фізичних законів ідеальних клапанів бути не може і крізь них, за рахунок природних протічок, буде наповнюватись мірна трубка.

Це не гарантує точності визначення ваги дози одоранту ,але на практиці ці протічки незначні та їми можна знехтувати

Таким чином використовуючи датчик перепаду тиску в якості датчика рівня можна його використовувати як витратоміра.

Література

1. Бухтіарова, Т. А. Характеристика сучасних одоризаторів гау [Текст] /Т. А. Бухтіарова, В. С. Хоменко // Сучасні проблеми токсикології. - 1999. – № 2. – С. 34-39.

2. Кулінченко В.Р. Гідравліка, гідравлічні машини і гідропривід [Текст] : підручн./

В. Р. Кулініченко. – К.: Фірма “ІНКОС”, 2006 .- 616с.

3. Ковалев Б. К. Деякі проблеми одоризації газу [Текст/ Б. К. Ковалев // Вестник Газпроммаша. – 2013. – Вып. 1 – С. 53-66.

4. Пат.98200U Україна. МПК(2012) G01F 11/00, F17D 3/00/Спосіб одоризації природного газу. [Текст]/ В.В.Кротевіч, Д.Г. Нікітченко, Д.О.Омельченко. Заявники і власники патенту Кротевіч В.В., Нікітченко Д.Г, Омельченко Д.О.- № - a201010132, заявл.16.08.2010; опубл. 25.04.2012. Бюл.№8 -4с.

5. Король, О. Г. Розробка моделі та методу каскадного формування МАС с використанням модулярного перетворювання [Текст]/ О. Г. Король, С. П. Евсеев, Л. Т. Пархуць // Захист інформації: науково-технічний журнал. – 2013. – Т. 15, № 3. – С. 186-196.

УДК 004.7

Система моніторингу центру обробки даних

Гайдамака В.В, д.т.н., проф. Мельник І.В.

Вступ

Сучасний розвиток і впровадження IT-технологій та інформаційно-телекомунікаційних систем в усі сфери життя людини, глобалізація мережі ставить питання про підвищення вимог до якості і безпеки роботи в мережі. Моніторинг корпоративних мереж - критично важлива функція IT-технологій, яка дозволяє досягти економії при підвищенні продуктивності інфраструктури, високу ефективність діяльності співробітників, а також надає можливість зменшити витрати.

Важливо максимально швидко виявляти, діагностувати і усувати проблеми. Різні системи мережевого моніторингу та діагностичні засоби прискорюють виявлення та аналіз проблем і тим самим сприяють зменшенню періоду між появою проблеми і її усуненням. Більш того, збираючи та аналізуючи інформацію про роботу мережі, засоби моніторингу дозволяють виявляти можливі проблеми і не допускати їх виникнення.

Мережевий моніторинг може виконуватися за допомогою різних програмних засобів або поєднанням апаратних пристроїв, що функціонують в режимі plug-and-play, і програмних рішень. Можна здійснювати моніторинг практично будь-якої дротової чи бездротової мережі, локальної мережі підприємства, віртуальної приватної мережі або інфраструктури, що надається провайдером[1]. Моніторинг здатний охоплювати пристрої з різними операційними системами і безліччю функцій от КПК і стільникових телефонів до серверів, маршрутизаторів і комутаторів. Системи моніторингу допомагають виявити будь-яку специфічну активність в мережі, визначити параметри продуктивності і надати результати, які дозволяють вирішувати безліч різноманітних завдань, включаючи виконання технічних вимог, попередження про внутрішні загрози безпеки і забезпечення прозорості мережевих операцій. Програми для моніторингу мережі відображають інформацію про статус різноманітних сервісів інтернету або локальної мережі, мережевого обладнання та серверів. Системи моніторингу мережі застосовуються з метою автоматизації, спрощення та прискорення процесів отримання інформації про стан мережевого обладнання, що необхідно кожному інтернет-провайдеру. Також є можливість в режимі реального часу

відслідковувати стан обладнання, що дозволяє вирішувати більшу частину проблем, які можуть виникнути в мережі.

Розглянемо і проаналізуємо найбільш актуальні відкриті системи моніторингу.

Cacti – безкоштовна програма для моніторингу, що дозволяє збирати статичні дані за певні часові інтервали і відображати їх в графічному вигляді за допомогою RRDtool утиліти, призначеної для роботи з круговими базами даних (Round Robin Database), які використовуються для зберігання інформації про зміни однієї або декількох величин за певний проміжок часу.

Nagios (спочатку Netsaint) - вільно розповсюджувана програма для моніторингу систем і мереж. Спочатку розроблена для операційних систем на базі Linux, зараз однаково добре працює також і під Sun Solaris, FreeBSD, AIX і HPUX. За допомогою цієї програми доступне комплексне спостереження за всією IT інфраструктурою, виявлення проблем відразу після їх виникнення. безпеки системи, і, як наслідок, скорочення часу простою і комерційних втрат.

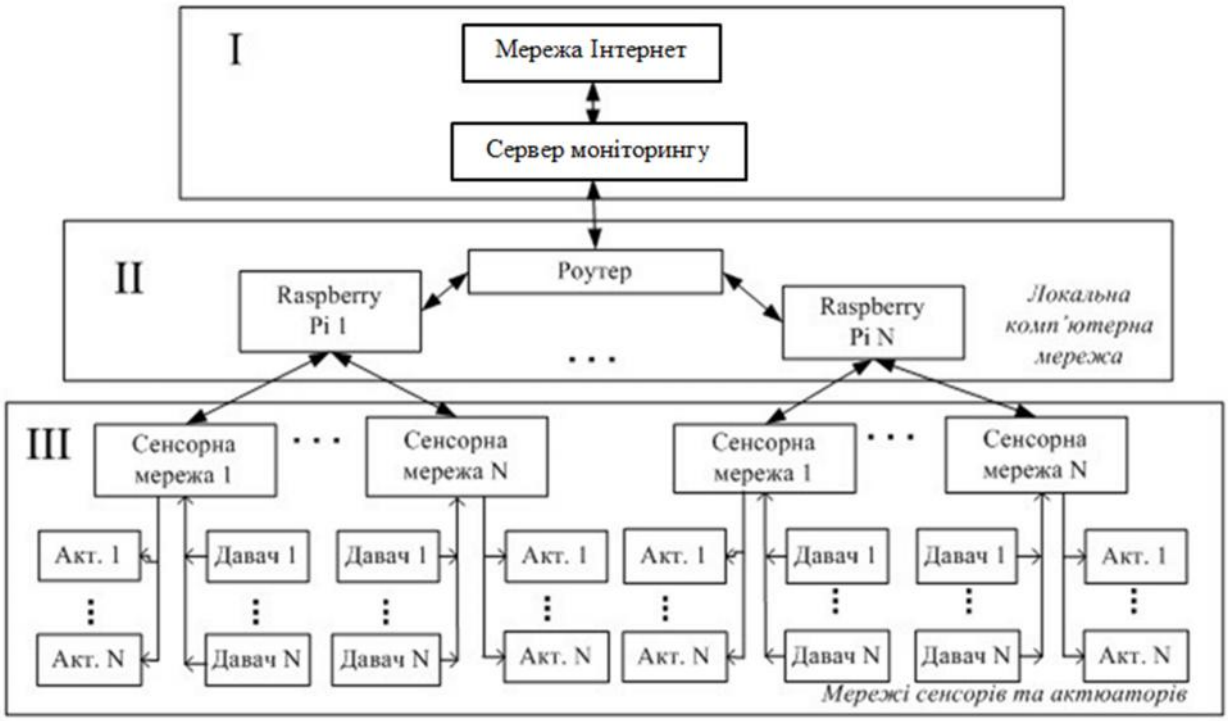


Рис. 1. Структурна модель системи моніторингу параметрів середовища

Zabbix — вільна система моніторингу служб і станів комп'ютерної мережі, складається з трьох базових компонентів:

- сервера для координації виконання перевірок, формування перевірочних запитів та накопичення статистики;

- агентів для здійснення перевірок на стороні зовнішніх хостів;
- фронтенда для організації управління системою.
- З основних особливостей системи моніторингу Zabbix варто виділити наступні:
- наявність централізованого веб-інтерфейсу для адміністрування;
- сервер може працювати практично на будь-якій Unix-подібній операційній системі (ОС);
- можливість установлення zabbix - агентів для більшості ОС Unix, Unix-подібних і Microsoft Windows;
- zabbix легко інтегрується з іншими системами завдяки багатофункціональному API;
- моніторинг може здійснюватися за протоколами SNMP (v1, v2 і v3), IPMI, JMX, ODBC, SSH, HTTP(S), TCP / UDP і Telnet;
- дана система моніторингу дозволяє створювати власні елементи і графіки, проводити інтреполяцію даних;
- гнучкість налаштувань;
- автоматичне виявлення;
- розширення функціоналу за рахунок виконання зовнішніх скриптів;
- проста інтеграція із мінікомп'ютером Raspberry Pi.

Zabbix є однією з кращих систем моніторингу, для якої характерна величезна функціональність (часто не використовується навіть 60% можливостей), але досить складна в початковому налаштуванні[2]. Однак розібравшись, дозволяє ставити на моніторинг обладнання, майже одним кліком миші. Відмінно реалізовані способи оповіщення (Email, Jabber, SMS, Telegram, зовнішні скрипти). Zabbix має web-інтерфейс, підтримує SNMP, зовнішні перевірки. Можливо також масштабувати систему, шляхом установки декількох серверів, що відповідатимуть за певний сегмент мережі. В результаті дані будуть оброблятися на кількох серверах, а відображатися в одній центральній точці.

До структури системи моніторингу параметрів середовища (рисунок 1) входять робочі станції, до яких під'єднані системи давачів та виконавчих пристроїв (актюаторів) та сервер, об'єднані через маршрутизатор. В якості робочих станцій для даної мережі використано одноплатні комп'ютери Raspberry Pi. Вибір пояснюється доступністю та функціональністю, а також гнучкістю у налаштуванні даних пристроїв для інтелектуальних систем. Кожен Raspberry Pi разом із системою давачів та виконавчих пристроїв утворює окрему автоматизовану підсистему. Сервер слугує для збору та відображення інформації від давачів та керування виконавчими пристроями усіх підсистем[3].

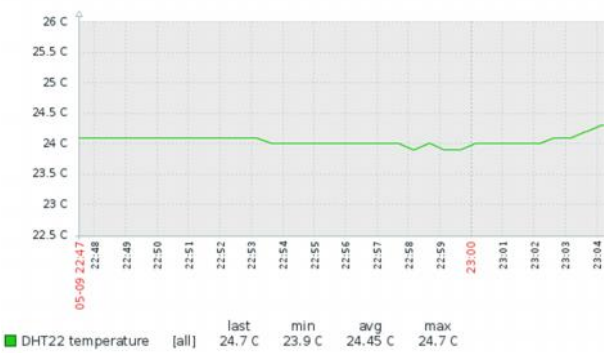


Рис. 2. Графік температури цифрового датчика температури підключеного до Arduino nano у веб-інтерфейсі zabbix

Приклад налаштування цифрового датчика температури та вологості DHT22 на Arduino nano для підключення до zabbix-сервера.

Обмін даними відбувається по послідовному-порту. Для цього у тілі програми виводимо Serial.print(temp) та Serial.print(hum):

```
#include <DHT.h>

//Constants
#define DHTPIN 2
#define DHTTYPE DHT22
DHT dht(DHTPIN, DHTTYPE);
//Variables
int chk;
float hum; //Stores humidity value
float temp; //Stores temperature value

void setup()
{
 Serial.begin(9600);
 dht.begin();

}
void loop()
{
//Read data and store it to variables hum and temp
 hum = dht.readHumidity();
 temp= dht.readTemperature();
//Print temp and humidity values to serial monitor
 Serial.print("Humidity: ");
 Serial.print(hum);
 Serial.print(" %, Temp: ");
 Serial.print(temp);
 Serial.println(" Celsius");
 delay(2000); //Delay 2 sec.
}
```

Наступним кроком необхідно у конфігураційному файлі zabbix-агента, установленному на Raspberry Pi чи іншому хості, куди підключений Arduino, вказати параметри для отримання даних температури та вологості:

UserParameter=HUMIDITY,tail -n 1 /tmp/output_sensor | awk '{print $2}'

UserParameter=TEMP,tail -n 1 /tmp/output_sensor | awk '{print $5}'

Також необхідно до скриптів автозавантаження (наприклад, у файл rc.local) додати запуск утиліти minicom (чи аналогічної) із записом даних із серіал-порта до файлу */tmp/output_sensor*.

У налаштуваннях відповідного хоста у веб-інтерфейсі zabbix-сервера треба додати відповідні елементи для отримання статистики, налаштувати графіки, тригери, сповіщення тощо. Це все можна автоматизувати, створивши відповідний шаблон.

Name: *DHT22 temperature*

Type: *Zabbix agent*

Key: *TEMP*

Type of information: *Numeric (float)*

Units: *C*

Update interval: *60s*

Name: *DHT22 humidity*

Type: *Zabbix agent*

Key: *Humidity*

Type of information: *Numeric (float)*

Units: *%*

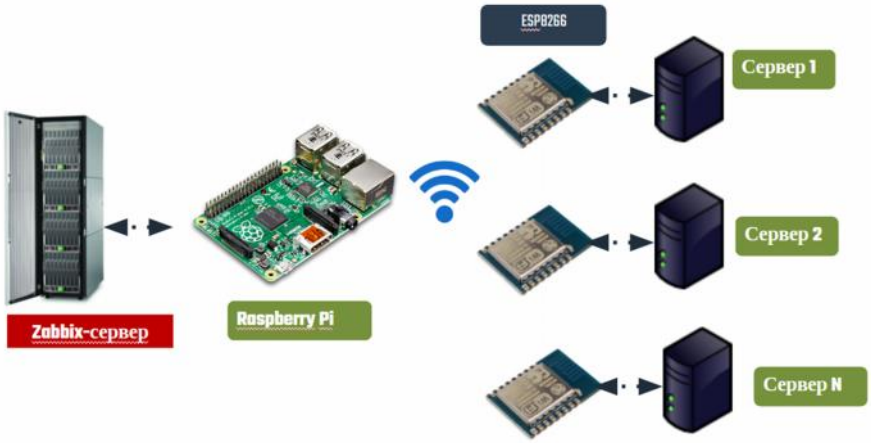


Рис. 3. Схема підключення системи для автоматичного чи віддаленого перезавантаження серверів

Запропонована система для автоматичного чи віддаленого вимкнення, перезавантаження серверів у випадку їх зависання. Це актуально у випадку відсутності IPMI інтерфейсу на сервері. IPMI (от англ. Intelligent Platform Management Interface) — інтелектуальний інтерфейс керування платформою, призначений для автономного моніторингу та керування функціями, вбудованими безпосередньо в апаратне забезпечення серверних платформ.

У даній схемі Raspberry Pi є ключовим елементом, на мінікомп'ютері постійно перевіряється статус необхідних серверів, витягуючи дані із Zabbix-сервера по API, або виконуючи ICMP-

запити. У випадку недоступності сервера протягом певного часу, можна здійснити його апаратне перезавантаження шляхом відправки віддаленої команди по каналу WiFi на мікроконтролер ESP8266, який безпосередньо підключений до материнської плати.

Висновки

Було проаналізовано основні відкриті системи моніторингу – zabbix, Nagios та cacti.

Найкращим варіантом для моніторингу мережевих пристроїв – комутаторів, роутерів, серверів на базі Linux є Zabbix, оскільки він має гнучкі налаштування і достатньо широкий

функціонал, включаючи моніторинг web-ресурсів, дозволяє писати власні шаблони, скрипти керування тощо. Також є можливість інтеграції із різного роду датчиками, що необхідно для моніторингу параметрів середовища у серверній кімнаті.

Використання систем моніторингу мережевої інфраструктури дозволяє значно підвищити доступність мережі, попередити виникнення аварійних ситуацій і знизити тимчасові витрати на відновлення після збоїв. Наведено приклад налаштування цифрового датчика температури та вологості DHT22 на Arduino nano для підключення до zabbix-сервера та розглянуто один із варіантів віддаленого перезавантаження серверів у випадку їх зависання.

Література

1. Уилсон, Э. -Мониторинг и анализ сетей. Методы выявления неисправностей:практическое пособие.-М.: Лори-2005.-364 с

2. Далле Вакке А. Zabbix. Практическое руководство / пер.с англ. А.Н.Киселева. М.:ДМК Пресс, 2017. -356 с.:

3. Diaz M., Petri Nets: Fundamental Models, Verification and Applications, John Wiley & Sons, 2010, 768 p.

4. Душин В.К. Теоретические основы информационных процессов и систем: учебник для студ. вузов / В.К. Душин. 4-е изд. М.: Дашков и К., 2010. – 348 с.

УДК 621

Микроконтроллерная система охраны помещения

Девис-Шилова К.С.А., Бевза О.М.

Введение.

На сегодняшний день различные охранные устройства пользуются большой популярностью. Их устанавливают в квартирах, учреждениях, на промышленных объектах. Существует немало фирм, которые предлагают потребителю различные модификации охранных систем. Все они существенно различаются как функциональным возможностям, так и по цене. Большинство современных охранных систем имеют достаточно высокую стоимость, если имеют большой набор функций.

Охранные системы можно классифицировать ***по взаимодействию с угрозой и по способу передачи информации***. По взаимодействию с угрозой рассматривают пассивные и активные охранные системы. По способу передачи информации различают беспроводные и проводные системы. Разработанная система охраны помещения является пассивной по взаимодействию с угрозой и беспроводной, по способу передачи информации.

Система охраны предназначена для обнаружения нарушителя в охраняемом помещении, создания сигнала тревоги и отправки его в охранную структуру для принятия мер реагирования. Система охранной сигнализации состоит из:

- датчиков, которые контролируют охраняемую зону, а в случае тревоги выдают электрический сигнал;
- приемно-контрольных приборов, они обрабатывают сигнал с помощью встроенных микропроцессоров и определяют дальнейшие действия (запуск сирены или автодозвона и т.п.);
- звуковых или световых оповещателей.

Актуальность.

Существующие ныне охранные системы обладают либо малыми функциональными возможностями, либо большой стоимостью. Следовательно, есть потребность в разработке дешевой, не сложной в производстве и установке системы ОС, которая в то же время обладает достаточной функциональностью и надежностью.

Разработанная ОС имеет следующие функции:

- контроль пространства перед входной дверью, для предотвращения установления злоумышленниками так называемых "маячков";
- возможность фотофиксации объектов перед дверью и внутри помещения;
- контроль открывания дверей и окон;
- контроль энергопотребления в охраняемом помещении;
- контроль присутствия воды в помещении и возможность отключения подачи воды, для предотвращения затопления.

Общая схема и принцип работы.

Было разработано устройство, предназначенное для обеспечения безопасности помещения, позволяющее автоматически следить за состоянием охраняемого объекта в режиме тревоги, а также обеспечивает обмен данными с хозяевами с помощью облачного видеонаблюдения.

Датчики открытия двери и окон собраны на базе герконов. При открытии двери или окон срабатывают датчики открытия и приводит блок сигнализации в состояние тревоги. В случае, если датчик открытия дверей был блокирован, пространство у входной двери в помещении контролирует инфракрасный датчик который регистрирует изменения тепловой картины в контролируемом пространстве. Параметры ик-датчика настроены таким образом, что бы он срабатывал на взрослого человека, но не срабатывал при меньших объектах, к примеру, домашних животных. В свою очередь, при срабатывании ик-датчика ОС делает снимок на ip-камеру, которая регистрирует происходящее в режиме онлайн и по технологии Wi-Fi передаёт изображение на ip видеосервер.

Помимо этого система охраны оснащена пьезоэлектрическим датчиком разбития стекла. Датчик улавливает те колебания, которые возникают при потере целостности окна. Пьезоэлементы, находящиеся внутри прибора, улавливают мельчайшие механические колебания, идущие от прозрачного стекла, и преобразуют их в электросигнал.

Так же ОС включает датчики затопления и контроля энергопотребления в помещении. Датчик контроля энергопотребления позволит оценить текущее потребление электроэнергии в помещении. При включении электропотребителей с известными характеристиками (чайник, утюг, духовой шкаф, кондиционер, светильники, и т.п.) – устройство отслеживает как максимальные, так и минимальные значения электропотребления, что поможет предотвратить возгорание, а также неконтролируемое

энергопотребление. Датчик затопления необходим для предотвращения затопления помещения. При попадании воды происходит замыкание контактов датчика, и на вход попадает напряжение питания, что соответствует логической единице. После высыхания воды контакт пропадает и на выходе снова ноль. Таким образом совершается мониторинг протечек в помещении. Данные датчиков энергопотребления и затопления так же передаются и записываются на облако, что позволяет хозяину помещения видеть полную картину состояния охраняемого помещения из любой точки земного шара.

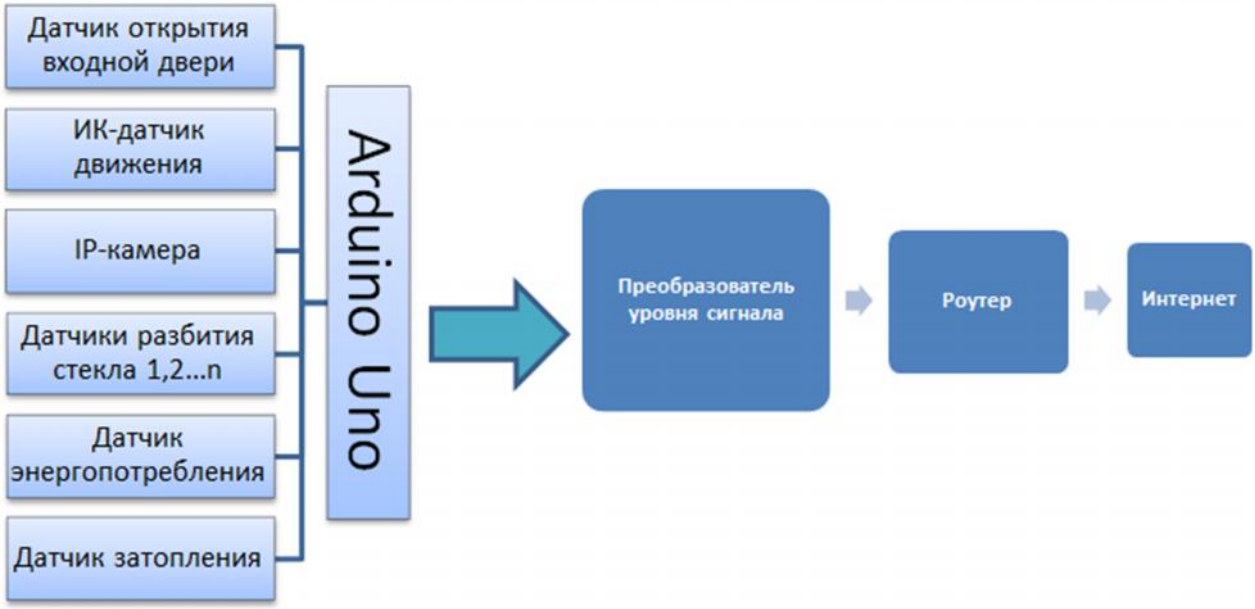


Рис. 1. Структурная схема ОС.

За ядро всего устройства выбран Arduino Uno. Arduino Uno - контроллер построен на ATmega328. Платформа имеет 14 цифровых вход/выходов (6 из которых могут использоваться как выходы ШИМ), 6 аналоговых входов, кварцевый генератор 16 МГц, разъем USB, силовой разъем, разъем ICSP и кнопку перезагрузки

Камерой для данной системы была выбрана IP-камера DCS-2103. В отличие от стандартной Web-камеры модель DCS-2103 является готовым решением со встроенным процессором и Web-сервером, которое осуществляет передачу высококачественного видеоизображения с целью обеспечения безопасности и наблюдения. Простая установка и интуитивно понятный Web-интерфейс обеспечивают легкую интеграцию в сеть Ethernet. Благодаря поддержке функций удаленного управления и обнаружения движения камера DCS-2103 является комплексным и экономичным решением по

обеспечению безопасности помещения.

В качестве **датчика открытия входной двери** используется герконовый датчик открытия двери МС-38. Датчик МС-38 работает по принципу магнитного геркона и хорошо подходит для автоматизации на основе микроконтроллеров, в т.ч и arduino.

В качестве **ИК-датчика движения** выбран датчик HC-SR501, использующийся для обнаружения в контролируемой зоне движения объектов, которые излучают инфракрасное излучение (тепло).

Модуль имеет два режима работы:

1. Режим H – в этом режиме при срабатывании датчика несколько раз подряд на его выходе (на OUT) остается высокий логический уровень.
2. Режим L – в этом режиме на выходе при каждом срабатывании датчика появляется отдельный импульс.

На датчике установлено несколько органов управления и настройки. Установлены клеммы для переключения режимов работы. Также на плате имеется два подстроечных резистора: одним регулируется чувствительность (от 3 до 7 м), другим устанавливается время, в течении которого при обнаружении движения на OUT будет логическая единица (от 5 до 300 сек).

В качестве датчиков разбития стекла послужил датчик модели «Арфа ИО 329-3», главными особенностями которого являются: обнаружение термического разрушения стекла и двухпозиционный виброгасящий микрофонный держатель "Flex-2". Извещатели установлены на торце оконного проема. Извещение о тревоге формируется путем размыкания контактов реле.

Для обеспечения надежности и помехозащищенности в извещателе имеются:

- система автоматического контроля работоспособности при включении напряжения питания;
- система слежения за помеховой обстановкой и изменения алгоритма обнаружения в зависимости от характеристики помехового сигнала;
- система слежения за напряжением питания;
- два режима обнаружения:
  1. универсальный;
  2. с регистрацией выпадения осколков;

Для контроля энергопотребления помещения выбран датчик ДНХ (АО «НИЭЭМ»), принцип работы которого основан на бесконтактном измерении силы протекающего по шине тока с помощью датчика Холла, помещенного в зазор магнитопровода. Ток, протекающий по шине через отверстие магнитопровода, создает в последнем магнитное поле, величину, форму и направление которого фиксирует датчик Холла. Данный

датчик может выдавать мгновенное значение измеряемого тока, действующее, средневыпрямленное или стандартизированное значение 0÷20 или 4÷20 мА. Особенностями данного датчика являются малые размеры прибора, широкий температурный диапазон от –60 до +80 °С и возможность измерения постоянных и переменных токов до 200 А и напряжений до 1000 В.

В качестве датчика затопления используется пластина фольгированного стеклотекстолита з расстоянием между дорожками 1-2 мм. При попадании воды на пластину контакт замыкается и на вход системы подается логическая единица, что приводит ее в состояние тревоги.

Для объединения элементов локальной сети (IP-камеры, центральный блок) и сети интернет используется роутер. Это устройство имеет два адреса: внешний и внутренний. Роутер требует настройки трансляции адресов, для того, чтобы обеспечить доступ с внешней сети интернет к локальным ресурсам, в частности к видеорегистратору. В качестве **роутера** для охранной системы выбран Роутер DIR-632. Роутер DIR-632 обеспечивает создание локальной домашней сети. В ней осуществляет связь IP-камер с центральным блоком, предоставляется доступ в интернет. Дополнительная возможность данного роутера - предоставление различных типов подключения к интернет - через WiFi (беспроводное подключение) или Ethernet (проводное подключение). Dir-632 подходит, практически, для любого типа подключения к интернет.

Разработка программы для микроконтроллера проводилась в среде "Среда разработки Arduino ", которая содержит встроенный редактор программного кода, области уведомлений, окна вывода текста, панели инструментов с кнопками часто используемых команд и нескольких меню. Для загрузки программы и связи среда разработки подключается к аппаратной части Arduino. "Среда разработки Arduino "компилирует программный код и загружает его к устройству Arduino. Как результат, мы получили систему на базе микроконтроллера **ATmega328** для охраны помещения от проникновения злоумышленников, а так же для предотвращения бытовых бедствий.

Выводы.

Созданная система полностью соответствует поставленной задаче, является простой в реализации, конструировании, программировании, а так же дешевой по сравнению с современными аналогами серийного производства.

Литература

1. Долгий А. В. Разработка и отладка устройств на микроконтроллерах. // Радио.— 2001.— №5.- №12; 2002.— №1.

2. Новиков Ю.В. Основы микропроцессорной техники / Ю.В. Новиков, П.К. Скоробогатов — М.: ИУИТ;

БИНОМ, 2009. — 336 с. 2. Поліщук Є.С.

3. Кобахидзе Ш. Г. Микроконтроллеры для начинающих и не только. // Радио.— 2000.— №2.- №5.

4. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин / Є.С. Поліщук, А.С. Зенкін — Львів: Видавництво «Бескид Біт», 2003. — 544с.

УДК 535.2, 535.8

Модель лазерного пінцета

Зімовець І.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ.

Переважна більшість досліджень, пов'язаних з лазерним пінцетом, стосується взаємодії лазерного випромінювання з діелектричними частинками. Ці дослідження започаткував у 1970 р. американський фізик Артур Ашкін [1]. У 1994 р. уперше однопроменевим лазерним пінцетом була захоплена у просторову оптичну пастку металічна (золота) частинка [2]. До того (у 1991 р.) вдавалося здійснити захоплення металічної частинки лише у межах поверхні клітинної мембрани [3]. Це дослідження показало, що наночастинка золота може служити наносенсором сили, яка утримує частинку у мембранній речовині за намагання відірвати частинку від мембрани, а також сили тертя у разі переміщення частинки вздовж поверхні мембрани. Ці сили дають інформацію про зміни мембранної речовини клітини, пов'язані з онко-захворюванням. Оптичні та електронні властивості колоїдних наночастинок золота та срібла, матеріалів, найбільш цікавих для багатьох застосувань, залежать від їх розміру, форми, покриття та середовища.

Золоті наночастинки використовують в електроніці для з'єднання електронних компонент на чіпах, в медицині для руйнування онкоклітин та діагностики захворювань, в хімії як сенсори енергії хімічних зв'язків.

Срібні наночастинки використовують в антимікробних покриттях (наприклад, клавіатур) та в медичних пов'язках, оскільки мають бактерицидні властивості, а також в хімічних сенсорах, фотоелектричних перетворювачах.

Побудова моделі та її аналіз.

Принциповою відмінністю взаємодії діелектричної та металічної частинок з електричним полем оптичної пастки, створюваної у перетяжці лазерного пучка, є те, що у металі узгоджені коливання електронів збуджуються полем у приповерхневому шарі товщиною приблизно у довжину хвилі випромінювання λ і ці коливання мають найбільшу амплітуду на частоті поверхневого плазмового резонансу $\omega_p = \sqrt{4\pi Ne^2/m_e}$, де N – концентрація електронів, e – заряд електрона, m_e – його маса, причому зі збільшенням розміру частинки зростає довжина хвилі, на якій виникає поверхневий плазмовий резонанс (табл. 1) [1]. У

наночастинках спостеріг-ається локалізований поверхневий плазмовий резонанс (ЛППР), особливістю якого є те, що на частоті резонансу різко зростає амплітуда електричного поля як ближнього, так і дальнього поля дифракції. Еванесцентне ближнє поле зникає вже на відстані менше λ, що зумовлює високу роздільну здатність приладів, які використовують це поле для спостереження та вимірювання нанооб'єктів.

Таблиця 1. Залежність спектрального максимуму ЛППР від радіусу частинки Au

Радіус частинки *a*, нм	**Спектральний максимум ЛППР λ_{max}, нм**
5	515
10	524
15	526
20	530
25	535
30	540
40	553
50	572

Розгляньмо умови рівноваги металічної наночастинки радіусом $a \ll \lambda$ біля перетяжки лазерного пучка потужністю P з гауссовим розподілом інтенсивності в поперечному перерізі

$$I = I_0 \left[\frac{w_0}{w(z)} \right]^2 \exp\left[-\frac{2\left(x^2 + y^2\right)}{w^2(z)} \right], \qquad (1)$$

де I_0 – інтенсивність в центрі перетяжки, де $x = y = z = 0$; w_0 – радіус перетяжки; $w(z)$ – радіус пучка на відстані z від перетяжки (Рис. 1). На частинку діють розсіювальна сила (тиск світла) $\mathbf{F}_{sc}$, поглинальна сила $\mathbf{F}_{abs}$, градієнтна сила $\mathbf{F}_{\nabla}$, сила тяжіння $\mathbf{F}_g$, сила Архімеда $\mathbf{F}_{Ar}$ (у рідині) і сила Стокса $\mathbf{F}_{St}$ (у рідині). Рівновага сил настає за умови

$$\mathbf{F}_{sc} + \mathbf{F}_{abs} + \mathbf{F}_{\nabla} + \mathbf{F}_g + \mathbf{F}_{Ar} + \mathbf{F}_{St} = 0. \qquad (2)$$

Розсіювальна сила може бути подана як [3]

$$\mathbf{F}_{sc} = \frac{8\pi^3 \alpha_{pol}^2 n_0^2 \mathbf{S}}{3c\lambda^4}, \qquad (3)$$

де α_{pol} – поляризовність металу,

$$\alpha_{pol} = \frac{12\pi a^3 \left(\hat{n}^2 - n_0^2\right)}{3\left(\hat{n}^2 + 2n_0^2\right)}, \qquad (4)$$

S – вектор Пойнтинга. У формулі (4) $\hat{n}$ – комплексний показник заломлення металу, причому

$$\hat{n} = n + i\frac{n\alpha\lambda}{4\pi}, \qquad (5)$$

де n – дійсна частина показника заломлення, α – експоненціальний коефі-цієнт поглинання [5];

$$\hat{n}^2 = n^2\left(1 - \frac{\alpha^2\lambda^2}{16\pi^2}\right) + i\frac{n^2\alpha\lambda}{2\pi}. \qquad (6)$$

Поглинальна сила [3]

$$\mathbf{F}_{abs} = \frac{2\pi n_0^2 \mathbf{S}}{c} \mathrm{Im}\left(\alpha_{pol}\right), \qquad (7)$$

де $\mathrm{Im}(\alpha_{pol})$ – уявна частина поляризовності.

Градієнтна сила [3]

$$\mathbf{F}_{\nabla} = \frac{|\alpha_{pol}|}{2}\nabla I, \qquad (8)$$

де

$$\nabla I = \frac{\partial I}{\partial x} + \frac{\partial I}{\partial y} + \frac{\partial I}{\partial z}, \qquad (9)$$

і сила тяжіння

$$\mathbf{F}_{g} = \frac{4}{3}\pi a^3 \rho \mathbf{g}, \qquad (10)$$

де ρ – густина частинки, $\mathbf{g}$ – прискорення вільного падіння.

У рідині з густиною ρ_0 та в'язкістю η діятимуть ще сили Архімеда та Стокса

$$\mathbf{F}_{Ar} = \frac{4}{3}\pi a^3 \rho_0 \mathbf{g}, \qquad (11)$$

$$\mathbf{F}_{St} = 6\pi a \eta \mathbf{v}, \qquad (12)$$

де $\mathbf{v}$ – швидкість частинки.

Напрямок дії розсіювальної сили $\mathbf{F}_{sc}$ та поглинальної сили $\mathbf{F}_{abs}$ задається вектором Пойнтинга $\mathbf{S}$ у точці розміщення наночастинки. Якщо мікрооб'єктив з числовою апертурою *NA* фокусує лазерне випромінювання у середовищі з показником заломлення n_0, то у поздовжньому центральному перерізі перетяжки лазерного пучка вектор Пойнтинга $\mathbf{S}$ у точці з координатами (y_S, z_S) є дотичним до гіперболи, яка проходить через цю точку, і описується рівнянням

$$\frac{y^2}{a^2} - \frac{z^2}{b^2} = 1, \qquad (13)$$

а асимптота до цієї гіперболи – рівнянням

$$\frac{y}{a} - \frac{z}{b} = 1, \qquad (14)$$

де $a = w_0$, $a/b = \tan\theta$, причому $\theta = \arcsin\left(NA/n_0\right)$. Об'єднуючи ці співвідношення, отримаємо

$$y(z) = \sqrt{w_0^2 + z^2 \frac{\left(NA/n_0\right)^2}{1-\left(NA/n_0\right)^2}}, \qquad (15)$$

де враховано, що $\tan\arcsin x = x/\sqrt{1-x^2}$. Отже, знаходячи похідну dy/dz від функції $y(z)$ в точці (x_S, y_S), отримаємо кут нахилу вектора Пойнтинга $\mathbf{S}$ до осі Z:

$$\theta_S = \arctan\left[\frac{dy}{dz}\Big|(z = z_S)\right] = \arctan\frac{q z_S}{\sqrt{w_0^2 + q z_S^2}}, \qquad (16)$$

де

$$q = \frac{\left(NA/n_0\right)^2}{1-\left(NA/n_0\right)^2}. \qquad (17)$$

Рівняння (2), (3), (7), (8), (10)–(12) задають математичну модель взаємодії випромінювання лазерного пінцета з металічною наночастинкою та умову її захоплення перетяжкою лазерного пучка.

Висновки

Розглянуто модель лазерного пінцета для випадку його взаємодії з металічною наночастинкою.

Сформульована умова захоплення наночастинки перетяжкою лазерного пучка.

Література

1. . http://www.sigmaaldrich.com/technical-documents/articles/materials-science/ nanomaterials/gold-nanoparticles.html.

2. Ashkin A. Acceleration and trapping of particles by radiation pressure / A. Ashkin. – Phys. Rev. Letters, 1970, vol. 24, № 4. – P. 156–159.

3. Svoboda K. Optical trapping of metallic Rayleigh particles / K. Svoboda, S. M. Block. – Optics Letters, 1994, vol. 19, № 13. – P. 930–932.

4. Edidin M. Lateral movements of membrane glycoproteins restricted by dynamic cytoplasmic barriers / M. Edidin, S. C. Kuo, M. P. Sheetz. – Science, 1991, vol. 254, November 29. – P. 1379–1381.

5. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – М.: Наука, 1973. – 720 с.

УДК 621.382.323

Аналіз оптимальних параметрів наночастки Au для створення одноелектронного транзистора

Зозюк М.О., к.т.н., доц. Волхова Т.Л.

У статті було проведено аналіз параметрів наночастки золота для створення одноелектронного транзистора. Побудовані графіки залежності повної енергії системи від параметрів наночастки золота і на їх основі проведений аналіз оптимальних параметрів наночастки золота для одноелектронного транзистора.

Ключові слова: наночастка золота, одноелектронний транзистор, повна енергія.

Вступ

На даний час, дуже перспективним напрямом дослідження є створення одноелектронного транзистора [1]. Одною з проблем створення одноелектронного транзистора є відбір нанооб'єктів з потрібними властивостями на роль «кулонівського острову» [2]. На даний момент в якості «кулонівського острову» дуже перспективним матеріалом є золото. Вибір золота в якості матеріалу наночастки пояснюється тим, що методи отримання наночасток золота доведені до серійного виробництва: їх розмір може контролюватись з точністю до ±10%, а розміри синтезованих наночасток лежать в межах 2-500 нм, що дозволяє вибрати найбільш зручні для експерименту варіанти [3].

Вплив параметрів наночастки на транспорт електронів у одноелектронному транзисторі

Для визначення такого впливу було використано модель тунелювання електронів на основі роботи [4]. Дана модель враховує дискретність енергетичного спектру наночастки. Встановлено, що повна енергія тунелюючого електрона з умови резонансного тунелювання залежить від зміни її повної енергії $\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}$ при переході переходів зарядового стану від n_1 до n_2, та від ємностей тунельних переходів [5]. Зарядовий стан (n) - це величина, яка дорівнює кількості додаткових електронів на наночастинці. Також, в свою чергу, було встановлено, що зміна повної енергії залежить від E_c та від χ (E_c - кулонівська енергія контакту, χ – електронегативність) [5].

В роботі [6] було доведено, що при величинах наночастинки менше ніж 1 нм, потрібно враховувати дискретність енергетичного спектру наночастинки, тобто $\Delta \sim E_c$, де Δ - характерна відстань між

електронними рівнями енергетичного спектру, e - заряд електрону. Методи знаходження ємностей тунельних переходів, електронегативності та зарядової енергії, описані в роботах [4] . В даній роботі було використано наближення, для частинки з розмірами більшими за 1 нм) [4].

Результати досліджень

В роботі [4] було обчислено значення електронегативності та зарядової енергії для наночасток з різною кількістю атомів квантовими методами [7].

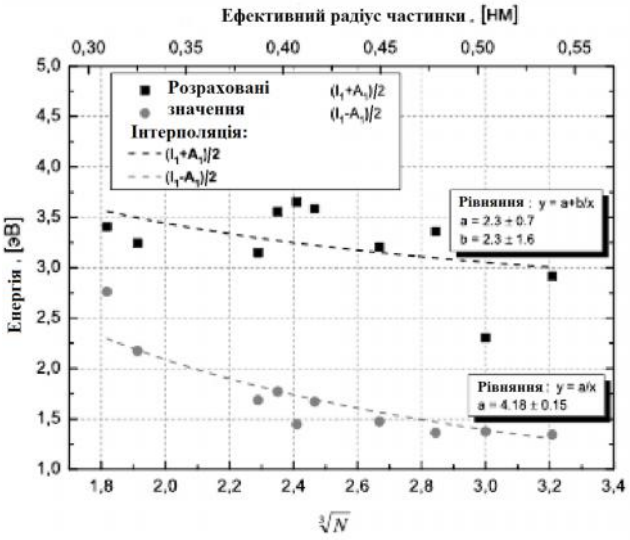


Рис.1 Графік залежності величин $(I_1 + A_1)/2$, $(I_1 - A_1)/2$, від $\sqrt[3]{N}$ в золотих наночастках.

Ефективний радіус наночасток оцінений по класичній формулі $r_{еф} = \frac{C}{4\pi\epsilon\epsilon_0}$ [5], де I_1 – перший потенціал іонізації, A_1 - енергія спорідненості до електрону, N – кількість атомів [8].

Для нашого дослідження ми використовуємо інтерполяцію залежності цих параметрів [4]. Так як:

$$\chi = \frac{(I_1 + A_1)}{2}, \qquad (1)$$

$$E_c = \frac{(I_1 - A_1)}{2}. \qquad (2)$$

то E_c та χ залежать від $\sqrt[3]{N}$ таким чином:

$$E_c = \frac{4{,}18 \pm 0{,}15}{\sqrt[3]{N}}, \qquad (3)$$

$$\chi = (2{,}13 \pm 0{,}15) + \frac{2{,}3 \pm 1{,}6}{\sqrt[3]{N}} \qquad (4)$$

Маємо рівняння для зміни повної енергії нанооб'єкта при переході наночастки з стану n_1 в стан n_2:

$$\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(n_2,n_1) = E_c\left(n_2^2 - n_1^1\right) + \\ + \chi(n_2 - n_1) + \Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(0), \qquad (5)$$

Де $\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(0)$ – різниця вільних членів функцій повної енергії для станів із степенями збудження n_1 і n_2 або різниця енергій додаткових рівнів для збуджених станів. Із збільшенням N $\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(0)$ – майже не змінюється [4] і можна взяти середнє значення результатів [4] різниці енергій додаткових рівнів для збуджених станів $\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(0) = 4{,}5$ еВ.

Отже маємо:

$$\Delta E_{повн}^{n_1,n_2}(n_2,n_1,N) = \frac{4{,}18}{\sqrt[3]{N}}\left(n_2^2 - n_1^1\right) + \\ + \left(2{,}13 + \frac{2{,}3}{\sqrt[3]{N}}\right)(n_2 - n_1) + 4{,}5, \qquad (6)$$

Побудуємо графіки для таких переходів: 0 в -1 або +1, -1 в -2 або +1 в +2.

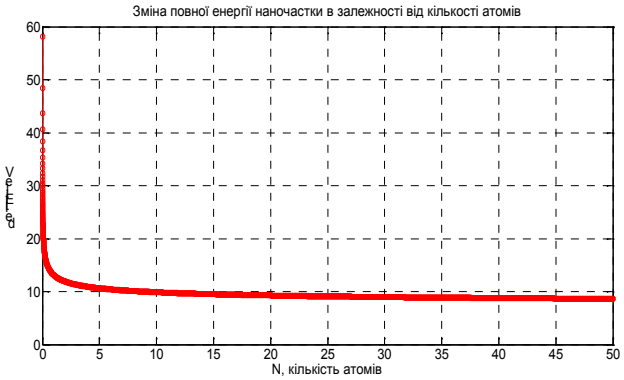


Рис. 2 Графік залежності зміни енергії наночастки із зміною кількості атомів при переході із незбудженого стану в збуджений стан ($n_1 = 0,\ n_2 = +1$)

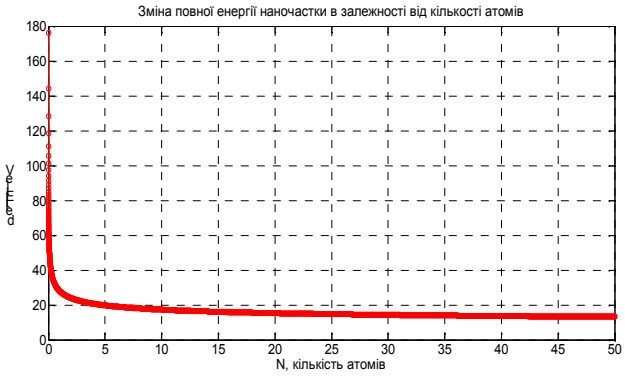


Рис.3 Графік залежності зміни енергії наночастки із зміною кількості атомів при переході із незбудженого стану в збуджений стан ($n_1 = 0,\ n_2 = -2$)

Як видно з графіку при наближенні при кількості атомів до 0, зміна енергії зростає до безкінечності. При порівнянні Рис. 1 і Рис. 2 видно, що на другому графіку залежність стає прийнятно лінійно від 20 атомів, де на першому стає прийнятно лінійною від 10 атомів.

Висновки

Як видно із графіків, зміна енергії при кількості атомів менше 10 атомів, для $(n_1 = 0, n_2 = +1)$, стає сильно нелінійною і стрімко зростає до безкінечності, що говорить про те, що повна енергії вже стає дуже залежною від зарядності наночастки. Отже, швидше за все при кількості атомів менше визначеного числа, потрібні квантові методи розрахунку енергетичних параметрів наночастки, тому що енергетичний спектр стає дискретним. Також, очевидно, що на першому графіку ця залежність не така стрімка, як на другому графіку, по причині більшої зміни зарядності (кількості електронів поміщених на наночастку). Тому оптимальні властивості наночастки (кількість атомів, зарядність) для створення одноелектронного транзистора лежать в межах від 10-20 атомів, до тої кількості атомів (розмір наночастки), коли тунельні ефекти не спостерігаються.

Література

1. Аверин Д. В., Лихарев К. К. Когерентные колебания в туннельных переходах малих размеров // ЖЭТФ. 1986. Т. 90, № 2. С. 733–743.

2. Khomutov G.B, Kislov V.V, Antipina M.N et al. Interfacial nanofabrication strategies in development of new functional nanomaterials and planar supramolecular nanostructures for nanoelectronics and nanotechnology // Microelectronic

Engineering. 2003. Vol. 69, no. 2–4. P. 373–383.

3. Sardar R., Funston A. M., Mulvaney P., Murray R. W. Gold Nanoparticles: Past, Present, and Future,, // Langmuir. 2009. Vol. 25, no. 24. P. 13840–13851.

4. Герасимов Я.С. Теоретическое исследование электронного транспорта в молекулярном одноэлектронном транзисторе: диссертация ... кандидата физико-математических наук: 01.04.04, 01.04.07 / Герасимов Ярослав Сергеевич, 2014.- 172 С.

5. Шорохов В.В., Солдатов Е.С., Губин С.П. Собственная емкость наноразмерных объектов // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56, № 3. С. 352–369.

6. Аверин Д. В., Коротков А. Н. Влияние дискретности энергетического спектра на коррелированное одноэлектронное туннелирование через мезоскопически малую металлическую гранулу // ЖЭТФ. 1990. Т. 97, № 5. С. 1661–1673.

7. Минкин В. И., Симкин Б. Я., Миняев Р. М. Теория строения молекул. Москва: Высшая школа, 1979.

8. Зефиров Н С. Химическая энциклопедия. Москва: Большая российская энциклопедия, 1995. Т. 4. С. 411.

УДК 621.385.69

НВЧ – перетворювач із запам'ятовуючими компонентами та оцінка фазових шумів

Іченський В.С., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.

Відомо, що для створення сучасного синтезатора частоти, їх мають задовольняти деякі вимоги, а саме:

- широкий діапазон генеруємих частот з малим кроком переналаштування;
- низький рівень фазового шуму та побічних спектральних складових;
- висока швидкість пере налаштування частот[1].

Останній параметр є критично – важливим у відношенні до поступового зменшення розмірів виконання пристроїв генерації та вимог до енергоефективності та енергозбереження. Окрім того компонентна база дозволяє інтегрувати декілька модулів пристрою в межах однієї мікросхеми, що дозволяє використовувати готовий синтезатор частот у більшій області наукових досліджень.

Швидкодія пристрою генерування частот залежить також від структурного блоку перетворювача частот, що відповідає за запам'ятовування динамічних параметрів, від яких залежить якість та швидкість відтворення інформації, а саме час, форма, частота коливань, рівні шумів у робочому стані та інш. Технічним результатом має бути підвищення точності установки вихідної потужності радіо перетворюючого пристрою. Підвищення точності може бути реалізоване за рахунок можливості програмного коригування фазо-частотної модуляції НВЧ – сигналів для кожного значення величини необхідної вихідної частоти. Тобто зміна вихідної частоти синтезатора частоти у складі приймально – перетворювального блоку реалізується за рахунок перепрограмування запам'ятовуючого пристрою, розряди вихідної шини якого під'єднані до входів відповідних ключів.

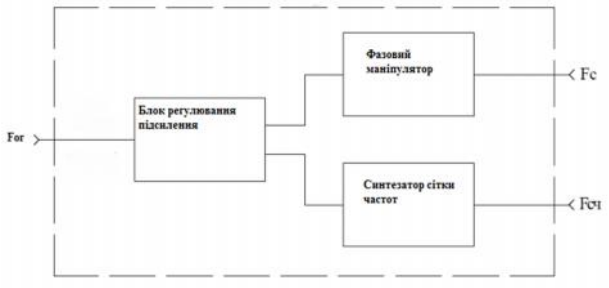


Рис. 1. Функціональна схема синтезатора частот

Цифровий синтезатор частоти зазвичай складається з трьох основних функціональних частин: блок регулювання підсилення, синтезатор

сітки частот та фазоформувач (Рис. 1.).

Блок автоматичного регулювання підсилення реалізується із застосуванням керує мого коефіцієнту підсилення і використовується для підтримання потужності еталонного сигналу на входах фазоформувача (фазового маніпулятора, фазообертача) та синтезатора сітки частот, оскільки потужність еталонного сигналу задавального генератора може коливатись. Для керування блоку між виходом та портом підсилення додається амплітудний детектор.

Фазовий маніпулятор змінює фазу гармонічного сигналу на 180°. Фазокодомодульований сигнал передається на атенюатор та фіксований підсилювач, які формують необхідну потужність сигналу на виході фазового маніпулятора. Фільтр нижніх частот прибирає зайві високі гармонічні складові (Рис. 2).

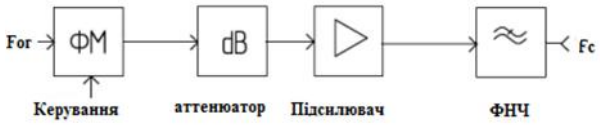


Рис. 2. Фазовий маніпулятор

Синтезатор сітки частот зазвичай прийнято застосовувати у вигляді прямого цифрового синтезатора. Він формує необхідні частоти для використання при змішуванні різних частот приймально – перетворювального блоку (Рис. 3).

При розробці синтезатора важливим є те, що опорна частота має бути обраною таким чином, щоб не допустити впливу побічних спектральних складових на тактову частоту після фільтрації сигналу. Найкраще з цим явищем справляється синтезатор, побудований за методом прямого цифрового синтезу (Рис. 4).

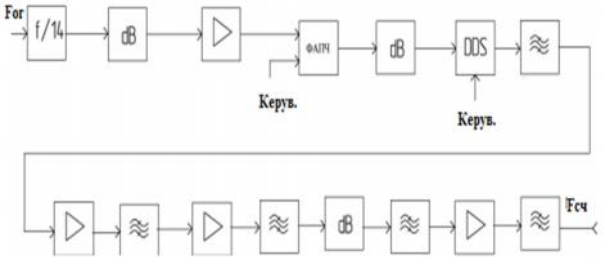


Рис. 3. Синтезатор сітки частот

Синтезатори прямого цифрового синтезу (direct digital synthesis, DDS) можуть компенсувати це явище, окрім того в таких синтезаторах цифрові функціональні блоки додаються порівняно легко узгоджено до основних, з метою розширення можливостей та набору функцій синтезатора.

В основу дослідження покладено задачу вдосконалення синтезатора частоти, що реалізовано шляхом підвищення швидкодії обробки сигналів за рахунок зменшення кількості компонентів моделі. Поставлена задача вирішується тим, що синтезатор з цифровим процесом частотного циклу містить подільники частоти, модулі пам’яті, процесор, генератор керований напругою, цифро-аналоговий перетворювач. Також синтезатор додатково містить цифровий модуль запам’ятовування параметрів, який введено в канал перетворення частоти між вихідними каналами та цифро-аналоговим перетворювачем[2].

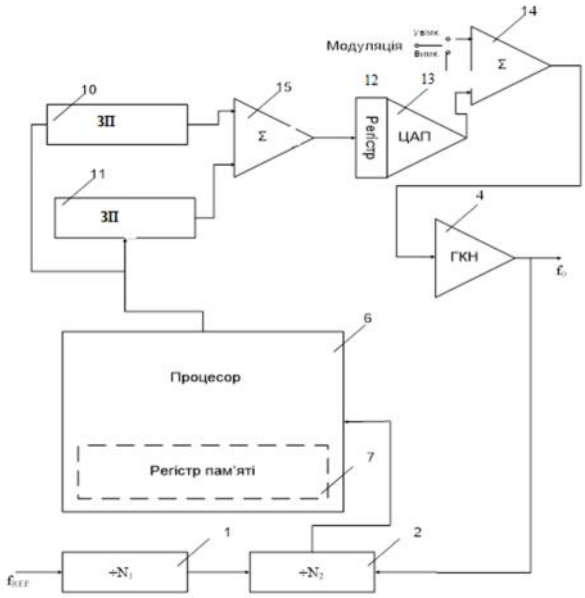


Рис. 4. DDS синтезатор з модулем запам'ятовування

Синтезатор частоти працює наступним чином. Високостабільна опорна частота подається на один з входів фазового детектора 2 або через подільник частоти 1, який виділяє частоту нижче опорної, перш ніж вона потрапляє на вхід фазового детектора 2. Інша частота, яка генерується з ГКН 4 синтезатора частоти, менша за опорну, з виходу подільника частоти 5 подається на інший вхід фазового детектора 2. Функція фазового детектора 2 - генерувати напругу в кількості, пропорційній кількості різниці фаз між двома входами фазового детектора 2, коли опорна частота збільшується чи зменшується. Напруга, що генерується, проходить через фільтр низьких частот (ФНЧ) накачки заряду 3, щоб налаштувати ГКН 4 на генерацію частот, що надходять на вхід фазового детектора 2. В результаті, вихідну частоту ГКН 4 фіксують на величині опорної частоти. Фазовий детектор 2 не має вихідної напруги, коли два сигнали збігаються за фазою. Він спирається на ФНЧ накачки заряду 3 для підтримки вхідної напруги ГКН 4.

Накачка заряду 3 втрачає свою напругу через струм витоку, що керує ГКН 4, щоб змінити його частоту доки різниця фаз є достатньою для фазового детектора 3, для початку генерування відповідної напруги накачки заряду 3, щоб подати її на орієнтовну частоту. Подільник N÷2 2 виділяє вихідну частоту ГКН 4. Після того як від подільника N÷1 1 надходять сигнали «1» або «0» по відношенню до $f_{ОП}$, подільник N÷2 2 коригує вихідну частоту досить точно. Виміряна частота надходить в процесор 6.

Значення цільової частоти запрограмованої в регістр зберігання 12 і передаються на ЦАП регістр тимчасового зберігання 13. Поки ЦАП в регістрі зберігання 12 знаходиться в режимі очікування, вихідні дані ЦАП в регістрі зберігання 13 не будуть змінюватися. Значення частоти записується в регістр ЦАП для управління ГКН 4, що близька до заданої частоти системи. Після встановлення роботи ГКН 4, подільник частоти N÷2 починає виділяти вихідну частоту ГКН. Якщо подільник частоти N÷2 не збігається із значенням у встановлений регістр зберігання, до ЦАП надійде нове значення від системи і подільник N÷2 повторюватиме процес вимірювання, поки дані подільника N÷2 не будуть збігатися з регістром зберігання. Це значення в регістрі ЦАП зчитується і потім зберігається у модулі пам'яті

10,11 зі значенням в регістрі зберігання 7 в якості адреси пам'яті.

Тактовий сигнал є основним джерелом фазового шуму синтезатора. Не дивлячись на це, ефект фазового шуму знижується в результаті ділення тактової частоти в процесі роботи блоку прямого цифрового синтезу. Найчастіше це значення обмежене шумовим порогом мікросхеми DDS. Типовим значенням для власного фазового шуму DDS є значення -130дБн/Гц при відстройці 1кГц. Якщо джерело тактового сигналу буде мати фазові шуми менші цього рівня, то на виході DDS все одно буде збережено типове значення.

Такий синтезатор дозволяє збільшити швидкість формування сигналів, оскільки модифікація дозволила зменшити кількість компонентів, що необхідні для генерації вихідних коливань ГКН. Зменшення часу проходження інформаційних сигналів дозволяє підвищити швидкість обміну сигналами між компонентами усієї моделі.

Висновки

DDS синтезатори використовуються для таких напрямків, як побудова систем зв’язку, у яких вимагається миттєве переключення частоти та для джерел сигналу з низьким рівнем спектральної щільності потужності фазового шуму для використання у якості опорного сигналу змішування. Прямий цифровий синтез дозволяє легко виконувати різноманітні види модуляції сигналів.

Література

1. Ченакін О., Малогабаритний синтезатор частот з високою швидкістю пере налаштування та чистим сигналом, Компоненти та технології, 2011 р., с. 114

2. Патент МПК (2015.01) H03B19/00, Синтезатор з цифровим процесом частотного циклу, 2015 р.

УДК 3.007.3

Класифікація механізмів аутентифікації користувачів і їх огляд

Клопотовський Д.О., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Під час роботи над дипломним проектом, постало завдання класифікації існуючих механізмів аутентифікації, щоб можна було чітко відрізняти аналізовані системи авторизації.

Після аналізу існуючої інформації в Інтернеті, а також серед публікацій, виявилося, що загальної та, водночас, зручної класифікації не існує. Також було виявлено, що ніякої загальноприйнятої класифікації немає, і у кожного автора вона своя, якщо вона взагалі є. Тому була створена дана класифікація.

Провівши аналіз існуючих механізмів аутентифікації користувачів було виділено 3 основних характеристики, якими володіє кожен з них (Рис. 1.).

Ступінь автоматизації

Ступінь автоматизації – автоматизація може бути повною, або неповною. Мається на увазі автоматизація аутентифікації з боку системи, а не користувача. Наприклад, система аутентифікації більшості сайтів повністю автоматизована, а система аутентифікації за допомогою домофона, в повному обсязі, тому що для аутентифікації гостя необхідне втручання господаря.

Рис. 1 Основні характеристики

Пріоритет використання

Пріоритет використання - це те, в якому порядку користувач користується даними способом аутентифікації.

Основний метод аутентифікації:

Як видно з назви, цей метод використовується для штатного входу в систему. Найпоширеніший з них - вхід за паролем, який використовується в переважній більшості комп'ютерних систем. Менш поширеним способом є використання апаратних ідентифікаторів, на які записуються ключі доступу або призначені для користувача паролі.

Також в корпоративному секторі популярна двухфакторная аутентифікація. Як правило, під цим розуміється зв'язка з е-токена і пін-коду, що вводиться користувачем, але зустрічаються і більш екзотичні поєднання, що складаються з біометричного сканера і апаратного ідентифікатора або паролю [1].

Резервний метод аутентифікації:

У разі втрати пароля або е-токена, або взлому облікового запису в силу вступають резервні методи аутентифікації. Найбільш поширені два методи: відповідь на «секретне питання» і відправка пароля на довірену поштову скриньку, вказану при реєстрації.

Є багато цікавих модифікацій даного способу аутентифікації. Наприклад, одним з перших була пропозиція використовувати власні «секретні питання» [1]. Що було, практично негайно реалізовано у провідних провайдерів [2].

Як було сказано на початку, другим способом є відсилання пароля на довірену поштову скриньку. Слід додати, що так як поштова скринька є не основною, то використовується вона рідше, а тому ймовірність забути пароль або відповідь на «секретне питання» стає набагато вище. У багатьох провайдерів з'явилася можливість відправляти нові паролі за допомогою sms повідомлень. Вперше ця система була використана банками для додаткової аутентифікації транзакцій [4, 5], після чого довівши свою ефективність, була перейнята іншими інтернет сервісами. Але і у такий системи є свої недоліки, властиві всім апаратним ідентифікаторам. Телефони дуже часто губляться, крадуться або ламаються. Наприклад, в статті 2008 року, повідомляється про те, що тільки в нью-йоркських таксі щорічно забувається більше 60 000 мобільних апаратів [6].

last-resort механізм («останньої інстанції»):

Незважаючи на всі мінуси і слабкості таких механізмів резервного відновлення доступу до облікових записів, провідні інтернет компанії змушені ними користуватися, Це механізм, до якого вдаються в самих крайніх випадках, коли всі інші способи виявилися безсилі. В даний момент це означає звернення до адміністраторів інформаційних систем, або в спеціальні відділи підтримки клієнтів. Але навіть такі відділи практично беззахисні перед соціальною інженерією, про що писав ще легендарний хакер Кевін Митник в 2002 році у своїй книзі [7]. Він справедливо вказує, що людина буде найслабшою ланкою навіть у найскладнішій системі захисту.

Використовуємий фактор аутентифікації

Використовуємий фактор аутентифікації - аутентифікація являє собою процес порівняння інформації, що надається користувачем, з еталонною. Залежно від типу інформації її можна віднести до одного з чотирьох основних факторів, або до їх комбінації.

Фактор знання (Парольна аутентифікація) - «те, що ти знаєш».

Перший і найпоширеніший на даний момент механізм аутентифікації, введення чогось, що відомо тільки користувачеві, наприклад, пароля або відповіді на секретне питання.

По-перше користувачі, як правило, задають слабкі паролі, що пов'язано з самою фізіологією людини, точніше її мозку. Наше мислення асоціативно і безпосередньо пов'язане з мовою, ми мислимо образами, кожен з яких має назву, тому в якості пароля ми вибираємо назву одного з них. Таким чином більшість паролів, що задаються користувачами ми можемо знайти в звичайному словнику, а тому вони легко підбираються методом перебору по словнику.

До того ж, з ростом складності пароля він все важче для запам'ятовування. Дослідження SafeNet від 2004 року виявило, що 47% респондентів забували свої паролі протягом року [8]. А з ростом кількості облікових записів від різних комп'ютерних систем, яких з кожним роком стає все більше, ситуація ще більш ускладнюється. Здатність запам’ятовувати паролі була вивчена в лабораторії By в 2007 році. Після першого тижня 12.5% учасників забули їх шести символьні буквено-цифрові паролі. З учасників, які повинні були пам'ятати паролі про п'ять облікових записів, 25% забули принаймні один [9].

Крім того, зі збільшенням складності паролів збільшується і кількість помилок при його введенні.

Дослідження, проведене Джоном Лейдоном в 2003 році, виявило страшну схильність офісних працівників повідомляти свої паролі незнайомцям за символічну плату. У дослідженні взяло участь 152 людини. Їм була задана серія питань, один з яких просив вказати пароль користувача, і 75% опитаних негайно його назвали. Вони розкрили свій пароль в обмін на дрібничку вартістю менше одного фунта стерлінгів [10].

Наступний за поширеністю механізм аутентифікації зазвичай використовують якщо пароль все-таки втрачено. Тоді користувача просять відповісти на так зване «секретний питання», відповідь на яке він вказав при реєстрації облікового запису.

Однак, криптостійкість подібних «питання і відповідь», які обирають користувачі, ще менше, ніж у обираних ними паролів. У 2009 році на конференції IEEE Security and Privacy була опублікована доповідь про дослідження, в якому взяло участь 130 осіб. Результати показали, що трохи менше третини випробуваних - 28 відсотків - змогли «вгадати» відповідь на секретний пароль, в разі якщо близько знали свого опонента. Якщо ж опонент був повністю незнайомий, то відповідь на питання вгадали 17 відсотків випробовуваних. Втім, кінцевий результат багато в чому залежить від складності поставленого питання. Навіть на питання особистого характеру - місце

народження, або кличка домашнього вихованця - крадій дає правильну відповідь в 45 і 40 відсотків випадків відповідно. Аналогічні роботи проходили і раніше в 1996-му [11] і в 1990-му [12] роках. Вони теж досліджували здатність запам'ятовувати і вгадувати відповіді на «секретні питання». І показали схожі результати, а саме: подружжя та близькі друзі могли вгадати 33% -39% відповідей, а 20% -22% забули свої відповіді протягом 3-х місяців.

Цікава роботи була опублікована не так давно. Її метою було з'ясувати криптостійкість відповідей на «секретні питання» самі по собі. З цією метою автори зібрали величезну базу даних (порядку 269 млн.) Імен, прізвищ, прізвиськ домашніх тварин, дат і місць народження користувачів. При аналізі цих даних з'ясувалося, що вони підкоряються розподілу Ціпфа, окремим випадком якого є «закон Парето», тобто на 20% імен і дат доводилося 80% користувачів. В результаті, виявилося, що криптостійкість відповідей на дані «секретні питання» відповідає криптостійкості ключа шифрування довжиною від 8 до 23 біт, в залежності від поширеності конкретного імені або прізвища [13].

У 2005 році В. Гріффін і М. Якобсон провели дослідження виявило, що відповіді на найпопулярніші «секретні питання» можна знайти у відкритих джерелах.

Матеріальний фактор (Апаратна аутентифікація) - «те, чим ти володієш». В першу чергу під цим розуміються апаратно-програмні системи ідентифікації і аутентифікації (СІА) або пристрої введення ідентифікаційних ознак [14]. До складу СІА входять апаратні ідентифікатори, пристрої введення-виведення (зчитувачі, контактні пристрої, адаптери, роз'єми системної плати та ін.) І відповідне ПО. Ідентифікатори призначені для зберігання унікальних ідентифікаційних ознак. Крім цього, вони можуть зберігати і обробляти конфіденційні дані. Пристрої введення-виведення і ПО здійснюють обмін даними між ідентифікатором і захищаємою системою.

В електронних СІА ідентифікаційні ознаки представляються у вигляді цифрового коду, що зберігається в пам'яті ідентифікатора. За способом обміну даними між ідентифікатором і пристроєм введення-виведення електронні СІА поділяються на:

1. контактні:

- iButton - information button - інформаційна «таблетка»;
- смарт-карти - інтелектуальні карти;
- USB-ключі або USB-токени (token - розпізнавальний ознака, маркер);

2. безконтактні:

- RFID-ідентифікатори - radio-frequency identification - радіочастотні ідентифікатори;
- смарткарти.

Контактне зчитування має на увазі безпосереднє зіткнення ідентифікатора з пристроєм вводу-

виводу. Безконтактний (дистанційний) спосіб обміну не вимагає чіткого позиціонування ідентифікатора і пристроя введення-виведення. Читання або запис даних відбувається при піднесенні ідентифікатора на певну відстань до пристрою введення-виведення.

СІА на базі смарт-карт і радіочастотних ідентифікаторів можна віднести за часом їх створення до старшого, iButton - до середнього, а USB-ключів - до молодшого покоління.

Під час обговорення надійності СІА зазвичай розглядають найважливішу і в той же час найслабшу ланку системи - ідентифікатор. У свою чергу, надійність ідентифікаторів пов'язують зі ступенем їх захищеності від механічних впливів, впливу температури, зовнішніх електромагнітних полів, агресивних середовищ, пилу, вологи, а також від атак, спрямованих на розкриття чіпів, що зберігають секретні дані.

До недоліків СІА на базі iButton слід віднести відсутність вбудованих в ідентифікатори криптографічних засобів, що реалізують шифрування даних при їх зберіганні і передачі в комп'ютер. Тому iButton зазвичай використовується спільно з іншими системами, на які покладаються функції шифрування.

Звичайно, за ступенем механічної надійності радіочастотні ідентифікатори, смарт-карти і USB-ключі поступаються iButton. Проведені в ході реалізації французького проекту GIE Carte Bancaire десятирічні дослідження над 22 мільйонами карт показали, що ймовірність їх відмови по ряду причин (куди також входять механічні пошкодження) становить 0,022.

«Вузьким» місцем USB-ключів є ресурс їх USB-роз'ємів. Розробники даних ідентифікаторів навіть включають цей показник в технічні специфікації виробів. Наприклад, для ідентифікаторів сімейства eToken гарантоване число підключень становить не менше 5000 разів.

Перевага радіочастотних ідентифікаторів, смарт-карт і USB-ключів полягає в тому, що в їх склад входить захищена незалежна пам'ять і криптографічний процесор, що дозволяють підвищити рівень захисту пристроїв. Однак, опубліковано безліч робіт, в яких описуються різноманітні атаки на чіпи ідентифікаторів. Ці дослідження носять як теоретичний, так і практичний характер. До теоретичних методів розкриття відносять, зокрема, атаки Bellcore, диференційний аналіз спотворень DFA (Differential Fault Analysis) і живлення DPA (Differential Power Analysis). До практичних методів можна віднести глітчінг (glitching) і фізичні атаки, спрямовані на розпакування чіпа і вилучення необхідної інформації.

Розробники криптографічних процесорів прагнуть у міру можливості адекватно реагувати на атаки за допомогою різноманітних механізмів зовнішнього та внутрішнього захисту. До механізмів

зовнішнього захисту відносять установку датчиків (ємнісний або оптичний сенсор), покриття чіпа металевим шаром, спеціальними клеями і т. д., До внутрішніх - шифрування шини, випадкове тактування, проведення повторних обчислень, генерування шуму.

Загалом, через вартість апаратних ідентифікаторів, вони застосовуються в основному в бізнесі, там де потрібні зручність, надійність і висока криптостійкість. Основних мінусів всього два: їх можна відняти або втратити і вони можуть зламатися.

Біофактор (Біометрична аутентифікація) - «те, що є частиною тебе». Біометричні дані, для зняття яких, як правило, необхідні спеціальні програмно-апаратні засоби - так звані, біометричні сканери, які розрізняються за характером зчитувальних даних.

Біометричні сканери, засновані на статичних методах:

- Розпізнавання за відбитками пальців. Це - найпоширеніший статичний метод біометричної ідентифікації, в основі якого лежить унікальність для кожної людини малюнка папілярних візерунків на пальцях. Зображення відбитка пальця, отримане за допомогою спеціального сканера, перетвориться в цифровий код (згортку) і порівнюється з раніше введеним шаблоном (еталоном) або набором шаблонів;
- Розпізнавання за райдужною оболонкою ока. Цей метод розпізнавання заснований на унікальності малюнка райдужної оболонки ока. Для реалізації методу необхідна камера, що дозволяє отримати зображення ока людини з достатньою роздільною здатністю, і спеціалізоване програмне забезпечення, що дозволяє виділити з отриманого зображення малюнок райдужної оболонки ока, за яким будується цифровий код для ідентифікації людини.

Біометричні сканери, засновані на динамічних методах:

- Розпізнавання по рукописному почерку. Як правило, для цього динамічного методу ідентифікації людини використовується його підпис (іноді написання кодового слова). Цифровий код ідентифікації формується за динамічними характеристиками написання, тобто для ідентифікації будується згортка, в яку входить інформація по графічним параметрам підпису, тимчасовим характеристикам нанесення підпису і динаміка натиску на поверхню в залежності від можливостей обладнання (графічний планшет, екран кишенькового комп'ютера і т. д .);
- Розпізнавання по клавіатурному почерку. Метод в цілому аналогічний вищеописаному, однак замість підпису в ньому використовується якесь кодове слово, а з обладнання потрібно тільки стандартна клавіатура. Основна характеристика, за якою будується згортка для

ідентифікації, - динаміка набору кодового слова;

- Розпізнавання по голосу. В даний час розвиток цієї однієї з найстаріших технологій прискориіся, так як передбачається її широке використання при спорудженні інтелектуальних будівель. Існує досить багато способів побудови коду ідентифікації по голосу: як правило, це різні поєднання частотних і статистичних характеристик останнього.

Висновки

Був проведений загальний аналіз існуючих систем авторизації та аутентифікації. Отримано загальну класифікацію методів, їх переваги та недоліки у порівнянні з іншими. Дана інформація може бути корисною при розробці систем авторизації в цифрових комплексах, за для класифікації обраних методів, чи за для вибору найоптимальніших методів захисту у своїх системах. При написанні цієї статті було виділено декілька дуже важливих факторів. Одним з яких є те, що в будь якій системі авторизації найслабкішою ланкою є людина.

Література

1. M. Just. Designing authentication systems with challenge questions. In L. F. Cranor and S. Garfinkel, editors, Security and Usability: Designing Secure Systems that People Can Use, , Sebastopol, CA, 2005. O'Reilly Media, Inc. - C 143–155

2. B. Sullivan. 'forgot your password?' may be weakest link. MSNBC Red Tape Chronicles, Aug. 26, 2008. URL: redtape.msnbc.com/2008/08/almost-everyone.html

3. M. Jakobsson, E. Stolterman, S. Wetzel, and L. Yang. Love and authentication. In CHI '08: Proceeding of the Twenty-Sixth Annual SIGCHI Conference on Human Factors in Computing Systems, New York, NY, USA, 2008. ACM. -C 197–200

4. T. Pullar-Strecker. NZ bank adds security online. Sidney Morning Herald, 8 November 2004. Referenced 2006 at www.smh.com.au.

5. CommonwealthBank. NetBank NetCode SMS, 2008. URL: www.commbank.com.au/netbank/netcodesms.

6. CREDANT Technologies. Mountains of mobiles left in the back of New York cabs, 16, 2008. URL: www.credant.com/mountains-of-mobiles-left-in-the-back-of-new-york-cabs.html.

7. K. D. Mitnick and W. L. Simon. The Art of Deception: Controlling the Human Element of Security. Wiley, 2002

8. SafeNet, Inc. 2004 annual password survey results, 2005. URL: www.safenet-

inc.com/news/view.asp?newsID=239.

9. K.-P. L. Vu, R. W. Proctor, A. Bhargav-Spantzel, B.-L. B. Tai, J. Cook, and E. E. Schultz. Improving password security and memorability to protect persona and organizational information. Int. J. Hum.-Comput. Stud., 65(8): 2007. -C 744–757

10. S. Brostoff and A. M. Sasse. Ten strikes and you're out: Increasing the number of login attempts can improve password usability. In Proceedings of CHI 2003 Workshop on HCI and Security Systems, 2003.

11. J. Leyden. Office workers give away passwords for a cheap pen. The Register, 18 April 2003. Referenced 2006 at www.theregister.co.uk.

12. J. Podd, J. Bunnell, and R. Henderson. Cost-effective computer security: Cognitive and associative passwords. In OZCHI '96: Proceedings of the 6th Australian Conference on Computer-Human Interaction (OZCHI '96), сторінка 304, Washington, DC, USA, 1996. IEEE Computer Society.

13. M. Zviran and W. J. Haga. User authentication by cognitive passwords: an empirical assessment. In JCIT: Proceedings of the Fifth Jerusalem Conference on Information technology, Los Alamitos, CA, USA, 1990. IEEE Computer Society Press.

14. Joseph Bonneau, University of Cambridge, Mike Just, Greg Matthews, What's in a Name? Evaluating Statistical Attacks on Personal Knowledge Questions. In Financial Cryptography and Data Security '10, -C 137–144

УДК 535.365

Анализ методов применения наноразмерных структур для создания оптических межсоединений на кристалле

Ковальчук А.Ю, к.т.н., доц. Мачулянский А.В.

Современные микропроцессоры работают на частоте, не превышающей нескольких гигагерц из-за проблем с теплоотводом из интегральных схем при высоком тепловыделении. По этой причине в начале двадцать первого века начался переход на многоядерные технологии, которые позволяют увеличивать производительность микропроцессоров без увеличения их тактовой частоты. В большей мере производительность микропроцессоров определяется эффективностью коммуникаций между ядрами. Это означает, что важную роль играют межсоединения на кристалле, которые должны обладать высокой пропускной способностью, высокой степенью интеграции и низким энергопотреблением. Однако электрические межсоединения используются на пределе своей пропускной способности и не удовлетворяют требованиям современных многоядерных архитектур [1].

Поэтому необходим переход на новые технологии связи на кристалле, удовлетворяющие ряду требований, основными из которых являются масштабируемость, воспроизводимость и планарность.

Наиболее перспективным решением обозначенной проблемы является внедрение оптических медсоединений на верхних уровнях интегральных схем, поскольку оптические волноводы обладают шириной полосы пропускания более 1 Тбит/с при субмикрометровом размере поперечного сечения. Не смотря на большой прогресс в области диэлектрических волноводов фотоника обладает фундаментальным ограничением на размеры, которые диктуются дифракционным пределом. Использование фотонных компонент накладывает физическое ограничение на степень интеграции.

Следовательно требуется поиск новых способов коммуникаций на кристалле, и наиболее перспективным решением этой проблемы является переход от объёмных оптических волн к поверхностным плазмон-поляритонам (ППП). Они являются поверхностными волнами, распространяющимися вдоль границы раздела металл-диэлектрик и характеризуются более короткими длинами волн и высокой локализацией электромагнитного поля [2,3].

Плазмонные волноводы позволяют повысить локализацию электромагнитного поля и уменьшить расстояние между двумя волноводами до величины порядка 100нм, что позволяет более чем на порядок повысить степень интеграции по сравнению с фотонными волноводами. Однако использование металлов ведет к омическим потерям, и чем выше локализация, тем большая доля электромагнитного поля ППП находится в металле, и тем выше потери. Эта проблема актуальна не только для межсоединений. Она является фундаментальной для всей плазмоники и препятствует созданию устройств на основе поверхностных плазмонов и ППП.

Решением могло бы стать использование материалов альтернативных золоту и серебру, которые давали бы меньшие потери.

Целью работы является анализ способов реализации плазменных волноводов в виде наноразмерных компонент на кристалле для оптических межсоединений в устройствах обработки информации.

В ряде работ по распространению плазмонов предлагается структура, состоящая из цепочки серебряных или золотых наночастиц, размером не более 100нм [4,5]. Преимуществом наночастиц является то, что на определенных частотах поле достаточно хорошо локализовано. К основным недостаткам данной структуры можно отнести: высокую дисперсию и дисперсию групповых скоростей из-за ее периодичности, нежелательные отражения при связи такого рода волновода с другими фотонными и плазмонными волноводами, длина пробега ППП меньше длины волны света или сравнима с ней.

Одним из самых распространенных типов плазмонных волноводов являются волноводы типа диэлектрик-металл-диэлектрик (ДМД). Данная структура имеет две моды: симметричную и антисимметричную (Рис.1) [6-8]. Симметричная мода характеризуется значительно большим волновым числом, чем антисимметричная мода при фиксированой частоте, соответсвенно глубина проникновения электромагнитного поля в окружающие пленку диэлектрики меньше, следовательео поле гораздо лучше локализовано.

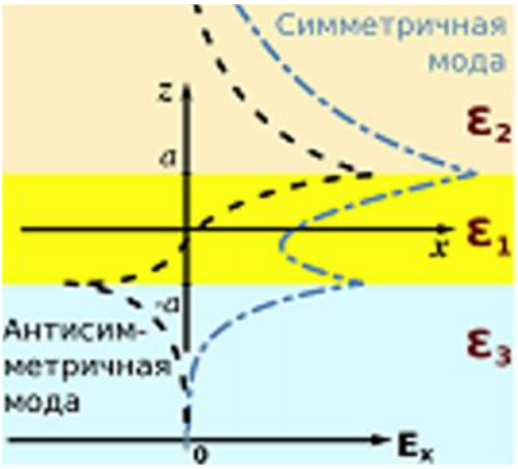


Рис. 1. Схема ДМД волноводной структуры, где α – полутолщина металлической пленки, ε_1 -ее диэлектрическая проницаемость, а ε_2 и ε_3 - диэлектрические проницаемости непроводящих сред, окружающих пленку. Штриховой и

штрихпунктирной линией изображено пространственное распределение поля *E* для симметричной и антисимметричной мод. [6-8]

Но это приводит к большим омическим потерям и, следовательно, длина пробега довольно маленькая. Однако длину пробега антисимметричной моды можно увеличить за счёт уменьшения толщины металлической плёнки. Но размеры не позволяют применять эту моду внутри чипа [9].

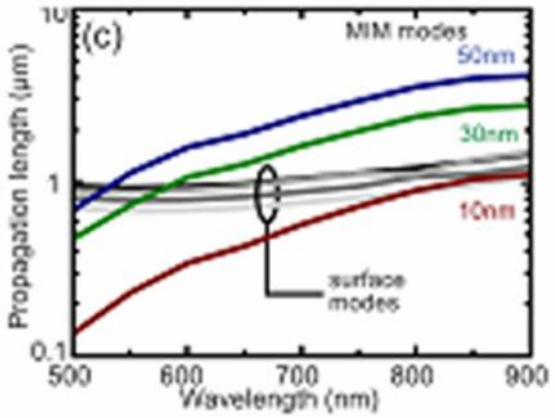


Рис. 2. Зависимости длины пробега от длины волны света для структуры $Ag/SiO_2/Ag$ при различных значениях зазора между серебряными слоями [12]

Волноводы металл-диэлектрик-металл (МДМ). На оптических частотах имеют глубину проникновения электромагнитного поля в металл всего 20-25 нм, а значит, размер моды по одному измерению можно понизить практически до размера самого волновода. Также МДМ волноводы имеют металлические обкладки, что позвоялет использовать их в качестве электрода, а значит эта структура имеет хорошие электрооптические свойства [10, 11]. Однако существует проблемма связанная с омическими потерями в металле (рис.2).

Длина пробега ППП довольно мала и остается проблема локализации поля в поперечном сечении, в то время как при уменьшении ширины волновода возникает ситуация аналогичная проблемме локализации поля в плоском конденсаторе: влияние краевых эффектов будет настолько велико, что локализация поля в поперечном направлении будет немногим меньше, чем в фотонных волноводах, тогда как длина пробега ППП будет на 3-4 порядка меньше.

Нагруженные диэлектриком плазмоннные волноводы. Данные структуры представляют собой диэлектрическое ядро прямоугольной формы в сечении, расположенное на металлической пленке (Рис.3) и являются попыткой уменьшения размера моды ППП, распространяющихся по металлической пленке. Особенностью нагруженных диэлектриком плазмонных волноводов является существование направляемой ТМ моды даже при бесконечно малых размерах диэлектрического ядра [13]. Для того, чтобы минимизировать размер моды, требуется увеличить показатель преломления ядра, например использовать соответствующие материалы, а так же оптимизировать геометрические параметры ядра – ширину *w* и высоту *h*. Учитывая одинаковую важность размера моды и длины пробега можно

достичь маленького размера моды (для плазмонных волноводов), однако абсолютное значение длины пробега ППП хотя и больше, чем у других типов волноводов при том же размере моды, но не превышает 10 мкм, чего не достаточно для создания межсоединений на кристалле [14].

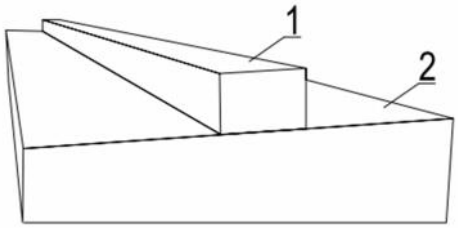


Рис. 3. Схематическое изображение нагруженного диэлектриком плазмонного волновода: 1 – диэлектрик, 2 – металл

Канальные плазмонные волноводы. Основа работы лежит в использовании профиля металлической поверхности для ограничения попереченого размера моды. Было показано, что вдоль каналов треугольного сечения, вырезанных в металлической пленке могут распространятся ППП [15]. Несмотря на высокие значения параметров поперечного размера моды, который может составлять 600нм на телекомуникационных длинах волн, данный тип волноводов не может быть применен в реальных оптических интегральных схемах, так как процесс изготовления каналов очень сложен, дорог и не рассчитан на массовое производство. А длина пробега не превышает нескольких десятков микрометров, что недостаточно для создания межсоединений на кристалле и компонентов для них (Рис. 4).

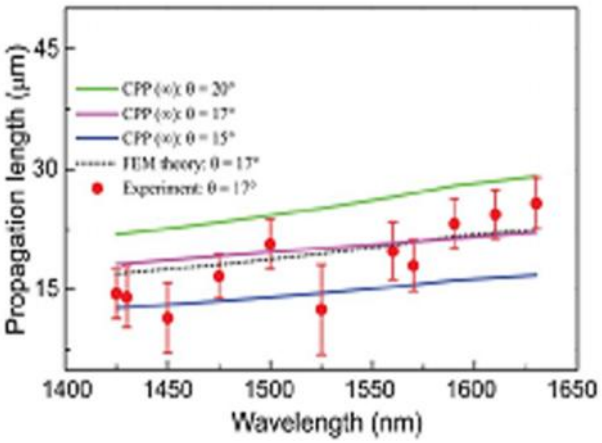


Рис. 4. Зависимость длины пробега ППП, распространяющегося вдоль канала, вырезанного в золотой пленке от длины волны в вакууме, на которой возбуждается ППП для разных углов в основании канала при одинкаовой глубине канала (~1.7 мкм)

Гибридный оптический волновод состоит из диэлектричекой нанопроволки с высоким показателем преломления, отделенной от металлической поверхности наноразмерным диэлектрическоим зазором с малым показателем преломления. Осебноостью данной структуры является диэлектрический зазор: электромагнитное поле выталкивается из

сред с высоким показателем преломления (полупроводника и металла) и концентрируется в зазоре, что позвоялет достичь меньших потерь по сравнению с нагруженным диэлектриком волноводом, где зазор между металлом и полупроводником

отсутствует. Длина пробега осотавляет 30-100 мкм, в то время как электромагнитное поле хорошо локализировано в зазоре. В действительности такой гибридный волновод приблизительно в два раза лучше, чем нагруженный диэлектриком плазмонный волновод. Главным недостатком данной структуры является отсутсвие возможности использования металла в качестве электрода, так как он отделен слоем изолятора от полупроводника. Этот недостаток многократно снижает преимущества структуры, и ее применение в оптоэлектронике становится практически невозможным.

Выводы

Исходя из анализа основных типов плазмонных волноводов установлено, что существующие варианты уменьшения размера моды либо не дают возможность достичь субволновых поперечных размеров, либо длина пробега ППП не превышает 10-20 мкм, что не позволяет получить сверхкомпактные компоненты для оптических межсоединений на кристалле. Причиной этому является тот факт, что, уменьшая размер моды, уменьшается доля ППП, локализованная в диэлектрике, а, следовательно, доля ППП в металле возрастает, что ведет к увеличению омических потерь.

Самым приоритетным решением задач в этой области является создание новых способов компенсация потерь в ППП и интеграции активных плазмонных волноводов на одном кристалле.

Литература

1. D.A.B. Miller, H.M. Ozaktas, Limit to the Bit-Rate Capacity of Ekectrical Interconnects from the Aspect Ratio of the System Architecture // Juurnal Parallel and Distributetd Computing 41, 5252 (1997).

2. S.I.Bozhevolnyi, ed., Plasmonic Nanoguides and Circuits (Pan Stanford Publ., 2008).

3. R.Zia, J.A. Schuller, A. Chndran, M.L. Brongersma, Plasmonics: the next chip-scale technology //Materials Today 9(7-8), 20-27 (2006).

4. M.L. Brongersma, J.W. Hartman, H.A. Atwater, Electromagnetic energy transfer and switching in metal nanoparticle chain arrays below the diffraction limit // Physical Review B 62, R16 356 (2000).

5. S.A. Maier, M.L. Brongersma, P.G. Kik, H.A. Atwater, Observation of near-field coupling in metal nanoparticle chains using far-field fdg polarization spectroscopy // vgbdPhysical Review B 65, 193408 (2002).

6. D. Yu. Fedyanin, A.V. Arsenin, V.G.Leiman, A.D. Gladun, Surface plasmon-polaritons with negative and zero group velociries propagatinf in thin films

//Quantum Electronics 39, 745-750 (2009).

7. E.N. Economou, Surface plasmon in thin film // Physical Review 182. 539 (1969).

8. J.J. Burke, G.I. Stegeman, T. Tamir, Surface-polariton-like wave guided by thin lossy metal film // Physical Review B 33, 5186 (1868).

9. M.N. Zervas, Surface plasmon-polriton waves guided by thin metal film // Optics Letters 16, 720 (1991).

10. P. Neutens, P. Van Dorpe, I. De Vlaminck, L.Lagae, G.Borghs, Electrical detection of confined gap plasmons in metal-insulator-metal waveguides //Nature Photonics 3, 283-286 (2009).

11. J.A. Dionne, K. Diest, L.A. Sweatlock, H.A. Atwater, PlasMOStor: A Metal-Oxide-Si Field Effect Plasmonic Modulator // Nano Letters 9, 897-902 (2009).

12. M. Kuttge, W.Cai, F.J. Garcia de Abajo, A. Polman, Dispersion of metal-insulator-metal plasmon polaritons probed by cathodoluminiscence imaging spectroscope // Physical Review B 80, 033409 (2009).

13. A.V. Krasavin, A.V Zayats Silicon-based plasmonic waveguides // Optics Express 18, 11791-11799 (2010).

14. V.A. Zenin, V.S. Volkov, Z. Han, S.I. Bozhevolnyi, E. Devaux, T.W Ebbesen, Dispersion of strongly confined channel plasmon polariton modes // Journal of Optical Society of America B 28, 1596-1602 (2011).

15. J.Q. LU, A.A. Maradudin, Channel plasmons //Physical Review B 42, 11159-11165 (1990).

УДК 535.2, 535.8

Модель оптичного наносенсора

Ксенофонтова А.А, к.т.н., доц. Чадюк В. О.

Вступ.

У 1970 р. американський фізик Артур Ашкін продемонстрував можливість захоплення частинки розміром декілька мікрометрів лазерним пучком [1]. Подальші дослідження показали, що перетяжка (шийка) сильно сфокусованого лазерного пучка може захоплювати не тільки наночастинки, але й атоми, що було використано у технології лазерного охолодження атомів.

У 70-і роки минулого століття розпочалися фундаментальні дослідження властивостей наночастинок і, зокрема, їх можливості виконувати сенсорні функції. Розвиток нанотехнологій потребує нано-розмірних сенсорів, щоб розширити діапазон чутливості, дозволити фіксувати і оцінювати параметри процесів, раніше недоступні безпосереднім вимірюванням. За допомогою наносенсорів можна з високою точністю вимірювати концентрації речовин та їх градієнти, фізичні та хімічні властивості нанооб'єктів, їх переміщення та взаємодії між собою, реакції на світло, електричні або магнітні поля, тиск, температуру тощо.

Побудова моделі.

Побудуймо математичну модель вимірювальної системи з діелектричною наночастинкою, яка виконує функції зонда, та лазерного пінцета у ролі перетворювача вимірюваної фізичної або хімічної величини та розгляньмо можливості проведення такою системою вимірювань скалярних та векторних величин у субмікронному об'ємі. Частинка, потрапляючи у поле вимірюваної величини, змінює своє положення відносно перетяжки лазерного пучка і вимірювальна система має перетворити варіації положення частинки у зміни параметрів вихідного оптичного сигналу.

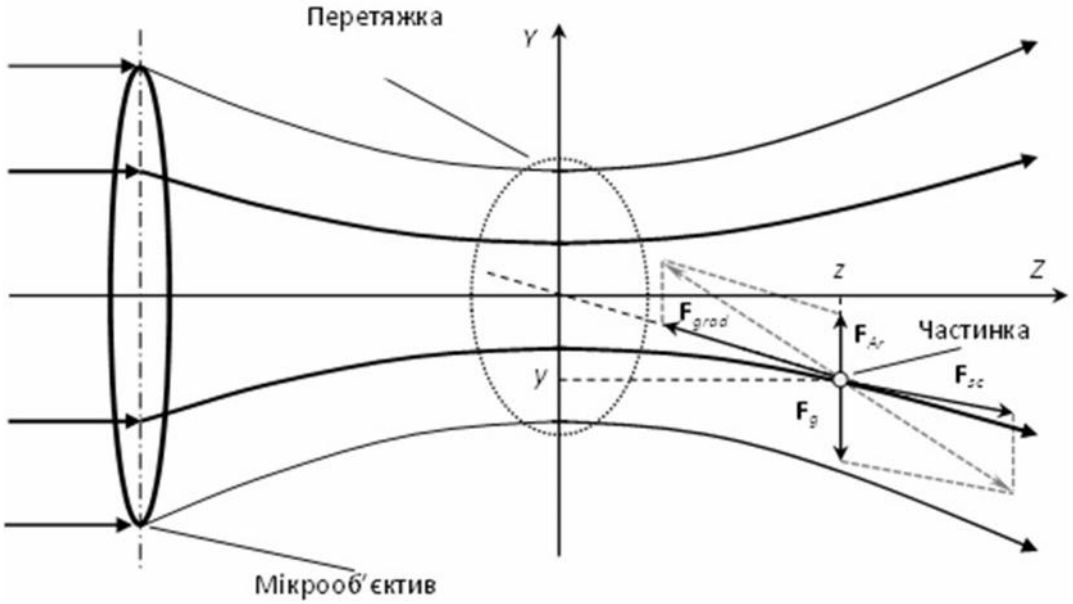


Рис. 1. Частинка у стані рівноваги біля перетяжки лазерного пучка

Нехай частинка має сферичну форму, радіус a, густину ρ та показник заломлення n і частинка знаходиться в середовищі з густиною ρ_0 та показником заломлення n_0. Нехай лазерне випромінювання з довжиною хвилі λ та потужністю P спрямоване вздовж осі Z і фокусується у згаданому середовищі за допомогою мікрооб'єктива з числовою апертурою $NA > 1$, формуючи перетяжку лазерного пучка, центр якої співпадає з початком декартової системи координат, а частинка знаходиться у лазерному пучку і має координати (x, y, z).

Розгляньмо процес вимірювання скалярної величини, наприклад, локальної зміни густини середовища Δρ. Такі зміни спостерігаються у тонкому приповерхневому шарі твердих тіл… У стані рівноваги на частинку діють сила тяжіння $\mathbf{F}_g$, сила Архімеда $\mathbf{F}_{Ar}$, розсіювальна сила $\mathbf{F}_{sc}$ (тиск світла) та градієнтна сила $\mathbf{F}_\nabla$, причому умовою рівноваги є $\mathbf{F} = 0$, де $\mathbf{F}$ – рівнодійна цих сил. Умову рівноваги виразимо через складові сили $\mathbf{F}$ вздовж осей X, Y та Z:

$$F_x = F_{sc.x} \pm F_{\nabla.x} = 0, \qquad (1)$$

$$F_y = F_{sc.y} - F_g + F_{Ar} \pm F_{\nabla.y} = 0\,, \qquad (2)$$

$$F_z = F_{sc.z} \pm F_{\nabla.z} = 0, \qquad (3)$$

де у формулах (1–3) знак «+» відповідає умовам $x < 0, y < 0, z < 0$, знак «–» – умовам $x > 0, y > 0, z > 0$.

Розсіювальну силу можна описати формулою

$$\mathbf{F}_{sc} = \frac{8}{3}\pi k^4 (2a)^6 \frac{n_0}{c}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2 \mathbf{S}\,, \qquad (4)$$

де k – хвильове число ($k = 2\pi/\lambda$), c –швидкість світла у вакуумі, $\mathbf{S}$ – вектор Пойнтинга [2]. Замінимо вектори на їх модулі і врахуємо, що модуль вектора Пойнтинга можна

наближено подати середньою інтенсивністю пучка I:

$$\left|\mathbf{F}_{sc}\right| = K_1 \frac{n_0 a^6 I}{c\lambda^4}\left(\frac{n^2-n_0^2}{n^2+2n_0^2}\right)^2 \qquad (5)$$

де $K_1 = 8{,}36\cdot 10^5$. Проекції вектора сили на координатні осі можна знайти за формулами

$$F_{sc.x} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \sin\arctan\frac{x}{z} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \frac{x}{\sqrt{x^2+z^2}} \qquad (6)$$

,

$$F_{sc.y} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \sin\arctan\frac{y}{z} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \frac{y}{\sqrt{y^2+z^2}} \qquad (7)$$

,

$$F_{sc.z} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \cos\arctan\frac{y}{z} = \left|\mathbf{F}_{sc}\right| \frac{z}{\sqrt{y^2+z^2}}. \qquad (8)$$

Для гауссова профілю лазерного пучка середня інтенсивність випромінювання

$$I = I_0\left[\frac{w_0}{w(z)}\right]^2 \exp\left[-\frac{2\left(x^2+y^2\right)}{w^2(z)}\right], \qquad (9)$$

де за радіусу перетяжки w_0 осьова інтенсивність пучка дорівнює

$$I_0 = \frac{2P}{\pi w_0^2}, \qquad (10)$$

а радіус пучка на відстані z від перетяжки –

$$w(z) = w_0\sqrt{1+\left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right)^2}. \qquad (11)$$

Виразимо інтенсивність випроміню-вання через потужність і врахуємо гауссів профіль лазерного пучка:

$$I = \frac{2\pi w_0^2 P}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2+y^2\right)}{\pi^2 w_0^4+\lambda^2 z^2}\right] \qquad (12)$$

Підставляючи співвідношення (12) у формулу (5), отримаємо

$$\left|\mathbf{F}_{sc}\right| = K_1 \frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4+\lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2-n_0^2}{n^2+2n_0^2}\right)^2 \times \times\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2+y^2\right)}{\pi^2 w_0^4+\lambda^2 z^2}\right]. \qquad (13)$$

Градієнтну силу можна подати формулою

$$\mathbf{F}_\nabla = \frac{16\pi a^3 n_0}{c}\left(\frac{n^2-n_0^2}{n^2+2n_0^2}\right)\nabla\left|\mathbf{S}\right|, \qquad (14)$$

де $\nabla\left|\mathbf{S}\right|$ – градієнт модуля вектора Пойнтинга, який наближено можна замінити градієнтом інтенсивності випромінювання ∇I [2]. Градієнт інтенсив-ності є векторною величиною, яку можна виразити через суму добутків одиничних векторів $\mathbf{e}_x$, $\mathbf{e}_y$ та $\mathbf{e}_z$ на відповідні окремі похідні:

$$\nabla I = \frac{\partial I}{\partial x}\mathbf{e}_x + \frac{\partial I}{\partial y}\mathbf{e}_y + \frac{\partial I}{\partial z}\mathbf{e}_z \qquad (15)$$

Тоді

$$F_{\nabla.x} = -\frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4+\lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2-n_0^2}{n^2+2n_0^2}\right)\times \times x\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2+y^2\right)}{\pi^2 w_0^4+\lambda^2 z^2}\right], \qquad (16)$$

$$F_{\nabla.y} = -\frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)\times \\ \times y\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right], \quad (17)$$

$$F_{\nabla.z} = \frac{64\pi^2 a^3 n_0 w_0 \lambda^2 z P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^3}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)\times \\ \times\left[2\left(x^2 + y^2\right)\pi^2 w_0^2 - \pi^2 w_0^4 - \lambda^2 z^2\right]\times \\ \times\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]. \quad (18)$$

Рівнодійну сили тяжіння та сили Архімеда можна знайти за формулою

$$F_g - F_{Ar} = -\frac{4}{3}\pi a^3\left(\rho - \rho_0\right)g \quad (19)$$

де g – прискорення вільного падіння.

Підставляючи у формулу (1) співвідношення (6) та (16), у формулу (2) – (7), (17) та (19) і у формулу (3) – (8) та (18), отримаємо математичну модель, яка описує стан рівноваги лазерного пінцета:

$$K_1\frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{x}{\sqrt{x^2 + z^2}}\mp \\ \mp\frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)x\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] = 0, \quad (20)$$

$$K_1\frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{y}{\sqrt{y^2 + z^2}}\mp \\ \mp\frac{128\pi^4 w_0^4 a^3 n_0 P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^2}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)y\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] - \frac{4}{3}\pi a^3\left(\rho - \rho_0\right)g = 0, \quad (21)$$

$$K_1\frac{2n_0 a^6 w_0^2 P}{c\lambda^4\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)^2\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right]\frac{z}{\sqrt{y^2 + z^2}}\pm \\ \pm\frac{64\pi^2 a^3 n_0 w_0 \lambda^2 z P}{c\left(\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2\right)^3}\left(\frac{n^2 - n_0^2}{n^2 + 2n_0^2}\right)\left[2\left(x^2 + y^2\right)\pi^2 w_0^2 - \pi^2 w_0^4 - \lambda^2 z^2\right]\exp\left[-\frac{2\pi^2 w_0^2\left(x^2 + y^2\right)}{\pi^2 w_0^4 + \lambda^2 z^2}\right] = \\ = 0. \quad (22)$$

Зв’язок між густиною та показником заломлення рідини можна задати формулою Лоренца–Лоренца:

$$\frac{n_0^2 - 1}{n_0^2 + 2} = \frac{4\pi N_A \alpha_0}{3M_0}\rho_0, \quad (23)$$

де N_A – число Авогадро, α_0 – поляризовність молекул рідини, M_0 – її молекулярна маса. Локальна зміна густини середовища на $\Delta\rho_0$ викличе зміну показника середовища на Δn_0:

$$\Delta n_0 = \frac{2\pi N_A \alpha_0 \left(n_0^2+2\right)^2}{9 M_0 n_0}\Delta\rho_0, \qquad (24)$$

а це в свою чергу приведе до переміщення частинки на таку відстань

$$\Delta R = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}, \qquad (25)$$

щоб знову задовольнялись умови рівноваги (20)–(22).

Так само діелектрична частинка з поляризовністю α прореагує на локальне електричне поле **E**, яке змінить рівновагу сил внаслідок появи додаткової сили

$$\mathbf{F_E} = \frac{\alpha}{2}\nabla\left|\mathbf{E}\right|^2. \qquad (26)$$

Для реєстації переміщення частинки використаємо схему фотоприймання, в якій випромінювання, розсіяне на частинці, потрапляє на сферичні лінзи чотирьох загострених оптичних волокон, розташованих один навпроти одного на осях *x* та *y* площини перетяжки лазерного пучка, і спрямовується кожним волокном на свій фотоелектронний помножувач (Рис. 2). Потужність розсіяного випромінювання, яке приймається волокном, можна знайти за формулою Релея [3]:

$$P_f = \frac{16\pi^5 n_0^6 a^6 r^2 I}{\lambda^4 L_2}\left[\frac{\left(n/n_0\right)^2-1}{\left(n/n_0\right)^2+2}\right]^2, \qquad (27)$$

де *r* – радіус сферичної лінзи волокна, *L* – відстань між частинкою та сферичною лінзою волокна (декілька мікрометрів). Формула (27) доповнює рівняння моделі (20)–(22).

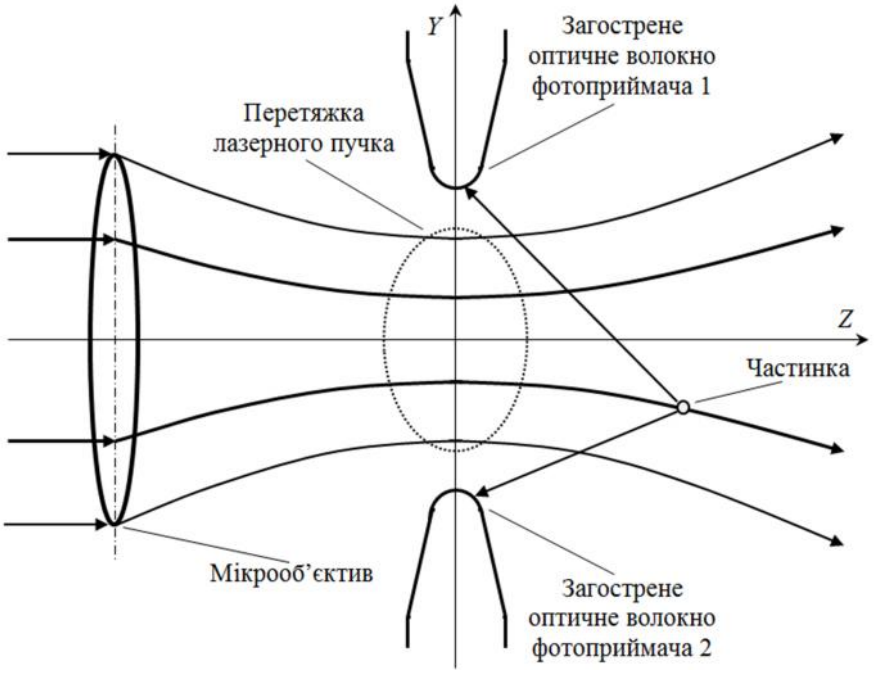


Рис. 2. Реєстрація випромінювання, розсіяного на частинці

Висновки

Як видно з моделі, чутливість наносенсора залежить від багатьох факторів, зокрема, від потужності випромінювання, розміру та матеріалу частинки, положення оптичних волокон відносно перетяжки, фотоелектричного підсилення тощо. Модель дозволяє оптимізувати параметри вимірювальної системи для досягнення максимальної чутливості під час вимірювання конкретних фізичних або хімічних величин.

Література

1. Ashkin A. Acceleration and trapping of particles by radiation pressure / A. Ashkin. – Phys. Rev. Letters, 1970, vol. 24, № 4. – P. 156–159.

2. Nanoscopy and multidimensional optical fluorescence microscopy / Edited by A. Diaspro. – Boca Raton, London, New York: CRC Press, 2010. – 424 p.

3. Bohren, C.F. Absorption and scattering of light by small particles / C.F. Bohren, D. R. Huffman. – Weinheim, WILEY–VCH, 2004. – 530 p.

УДК 621.384.6.

Источники нейтронов для нейтроных генераторов

Мороз В.А., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.

Введение

Разработка сравнительно простых способов получения потоков быстрых нейтронов открыла большие возможности применения их в различных отраслях науки и техники. Элементный анализ состава вещества в исследовательских институтах, а также непосредственно в цехах производственных предприятий; каротаж нефтяных, газовых и рудных месторождений; исследования ядерных энергетических реакторов, и термоядерных установок; определение естественных и искусственных нейтронных аномалий; определения влажности почв - вот далеко не полный перечень областей применения нейтронов и их генераторов в настоящее время. В работе рассмотрены основные физико-химические процессы образования быстрых нейтронов и приведены последние технические решения о состоянии источников ионов для нейтронных генераторов.

Физическая основа генерации нейтронного пучка

Действие источников и генераторов нейтронов основано на реализации ядерных реакций, приводящих к выпуску нейтронов. При бомбардировке заряженными частицами мишеней, выполненных из легких элементов, образуются потоки, как правило, быстрых нейтронов. Потоки нейтронов можно получить и при использовании ядерного фотоэффекта. Процесс деления тяжелых ядер также позволяет получать нейтроны с энергетическим спектром до 15 МэВ. Однако для практических целей получения потоков нейтронов удобные реакции только с некоторыми элементами.

Наибольшее распространение в генераторах нейтронов получила ядерная реакция, происходит при бомбардировке дейтронами мишени, насыщенной тритием:

$$T + D \rightarrow {}^{4}He + n + 17.577\,MeB$$

Эта реакция - экзотермическая и может протекать при сколь угодно малых энергиях дейтронов. Зависимость полного сечения реакции, в 10^{-24} см^2, от энергии дейтронов Ed, кэВ, в пределах до 300 кэВ [1].

Для эффективной ионизации плотность электронов должна быть достаточно высокой, чтобы могло происходить множество столкновений электронов с нейтральными атомами. Поскольку сечение ионизации зависит от энергии таким образом, что при

превышении некоторого порога сечение уменьшается с дальнейшим ростом энергии, то температура электронной компоненты не должна быть чрезмерно высокой. Значительно более эффективно использовать повторное использование одних и тех же электронов, а не выбивание новых из нейтральных атомов с последующим их нагревом. Принято называть горячие электроны, которые осуществляют ионизацию, первичными, а холодные, образующиеся наряду с положительными ионами при столкновениях, вторичными. Сохранить первичные электроны можно следующими способами:

- Электроны удерживаются аксиальным магнитным полем, отражаясь от отрицательно заряженных электродов. Такой тип разряда называют рефлексивным. Это движение представляет собой колебание электронов в потенциальной яме, созданной заряженными электродами, вдоль силовых линий магнитного поля.
- Электроны могут удерживаться магнитным зеркалом.
- Может использоваться мультипольное магнитное поле для формирования магнитного барьера, окружающего плазменный разряд.

Процесс извлечения связан в основном с приложением высокого напряжения между резервуаром ионов и ускоряющим электродом с отверстием. На траектории ускоряемых ионов, которые непосредственно определяют качество пучка, влияет несколько факторов, в том числе напряженность приложенного поля, форма эмитирующей поверхности, которая может быть твердой (источники с поверхностной ионизацией) или подвижной (плазменные источники), плотность пространственного заряда пучка. В случае плазменных источников эмитирующая поверхность обычно называется мениском, конкретная форма которого зависит от распределения электрического поля, обусловленного граничными условиями.

Необходимые требования к источникам

Для генераторов чаще всего требуются сильноточные источники, рассматриваемые далее, они имеют следующие особенности: ионы создаются посредством ионизации газа электронным ударом, образуя плазму; плазма имеет значительную ширину 1-10см; электронная плотность порядка 10^{13} $см^{-3}$ и однородна в той части плазмы, из которой происходит экстракция; ионная температура обычно значительно ниже 1эВ. Довольно часто используются разряды поддерживаемые термоэлектронным катодом. Во всех современных источниках используются магнитные поля, чтобы ограничить область плазмы и увеличить степень ионизации на один электрон. Удержание плазмы может быть достигнуто, если линии магнитного поля удалены от области с наивысшей плотностью плазмы, в центре

разрядной камеры значении магнитной индукции минимально.

Источник Пеннинга

Примером очень простого, а потому надежного, источника является так называемый источник Пенннига2 (рис.1) Этот источник оборудован постоянными магнитами в виде стержней, которые расположены вокруг цилиндрического анода и создают осевое магнитное поле, силовые линии которого расходятся от полюсного наконечника (находится вблизи катода) к наружной части источника на стороне вытягивающего электрода.

Фокусирующий электрод 8 действует как вытягивающий электрод.

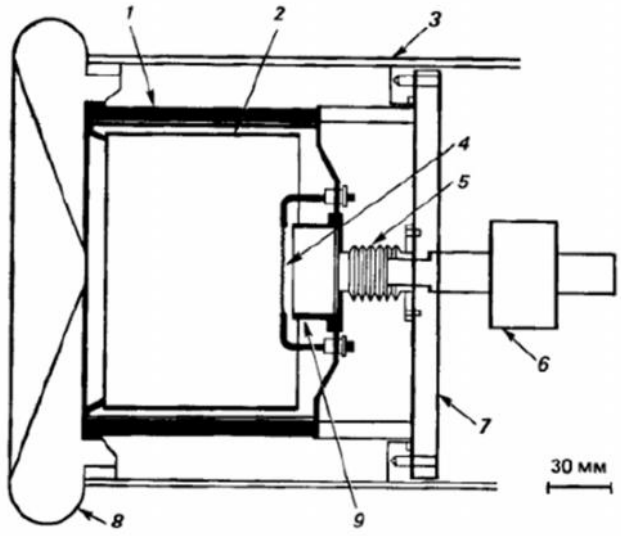


Рис.1. Источник Пеннинга. 1 – корпус магнита, 2 – анод, 3 – несущая трубка, 4 – катод, 5 – сильфон, 6 – газовый клапан, 7 – фланец, 8 – фокусирующий электрод, 9 – полюсный наконечник магнита

Источником многозарядных ионов являются разновидности ячеек Пеннинга с подогревным катодом, состоящих из разрядной камеры, корпус которой представляет из себя катод. Удлиненного катода трубчатой формы и отражателя быстрых электронов, столкновение с которыми повышает зарядность ионов. Вследствие отражений в ячейке существует осциллирующий электронный пучок, движущийся в продольном магнитном поле с числом осцилляций около сотни. Продольное магнитное поле не позволяет пучку электронов расходиться. Время удержания ионов в источнике Пеннинга мало, составляет около 10 мкс, срок службы около 24 ч.

Напряжение разрядки 1-6 кВ, разрядный ток 1-20 мА, магнитное поле 0.5-1.5 Тл, давление 10^{-3} - 10^{-4} Торр. Обычно используется для получения малозарядных ионов, что связано с резким уменьшением тока ионов при увеличении их зарядности: 1^+ от 100 мкА до 1 мА; 2^+ от 1 мкА до 100 мкА и 3^+ от 100 нА до мкА [2].

СВЧ источник

Источники ионов, в которых плазму получают посредством сверхвысокочастотного разряда в магнитном поле называют СВЧ-источниками. В соответствии с условиями работы и назначением источники данного типа можно разделить на два класса. В источниках одного класса, действующих на электронно-циклотронном резонансе, получают многозарядные ионы, а в источниках другого класса используется нерезонансная СВЧ плазма для получения сильноточных

пучков однозарядных ионов. В общем случае плотность тока выводимых ионов пропорциональна произведению плотности числа электронов на квадратный корень из их температуры. Следовательно, для достижения больших токов, нужно увеличивать один или оба этих параметров. СВЧ ионные источники отличаются от радиочастотных ионных источников более высокой частотой. Вследствие чего ионы плазмы в среднем не ускоряются электрическим СВЧ полем и получается малый разброс пучка ионов по энергиям. Высокочастотные источники (рис.2) предназначены для получения легких ионов путем объемной ионизации газов требуемых элементов. Плазма генерируется высокочастотным электромагнитным полем (10-30 МГц) с мощностью порядка 100 Вт в газе, находящемся под давлением примерно 10^{-3} - 10^{-2} Торр. ЭМ мощность подается или индуктивно (источник помещается в катушку), или через электроды, введенные в объем источника. Позволяет получать токи 1-20 мА, но обладают большим энергетическим разбросом 100 эВ.

Лазерный источник

Лазерный ионный источник – широкий термин, например, его используют для описания применения лазеров при избирательной фотоионизации нужных частиц из смеси атомов путем резонансного возбуждения. Однако наиболее широко даны термин употребляется при описании генерирования и вытягивания ионов, созданных воздействием лазера большой мощности на твердые тела. Лазерный луч большой мощности, сфокусированный на поверхности твердой мишени, при плотности мощности более 10^8 Вт/см2 будет проходить через поверхность, где плотность электронов низка, и распространяться до тех пор, пока электронная плазменная частота не станет соответствовать частоте лазера. При достижении этого условия происходит быстрый электронный нагрев и интенсивная ионизация, создается плотная горячая плазма. Материал мишени «взрывается», образуя чрезвычайно плотную плазменную струю, распространяющуюся в направлении наибольшего градиента гидродинамического давления, обычно перпендикулярно поверхности.

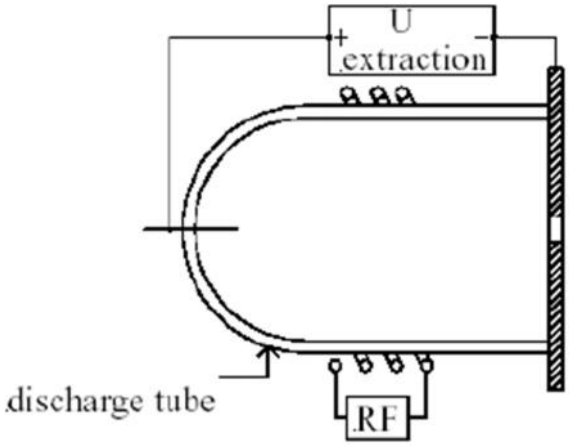


Рис. 2. ВЧ-источник

Потенциально полезными свойствами для ионных источников плазменных выбросов являются: 1) значительное количество ионов в выбросе; 2) высокая степень ионизации; 3) короткое время

генерирования плазмы; 4) направленность плазменных выбросов (их можно ориентировать вдоль оси вытягивания, что привет к малым эмиттансам пучка); 5) возможность создания разнообразных ядерных частиц, потенциальным источником плазмы является любой твердый материал; 6) простота проектирования и изготовления; 7) отсутствие газа-носителя**.м** В варианте установки, используемой в Дубне (Рис. 3), плазма, создаваемая лазером, выбрасывается параллельно направлению магнитного поля и сжимается последним в шнур, распространяющийся поперек анода, в котором имеется щель, ширина которой больше диаметра плазменного шнура [3].

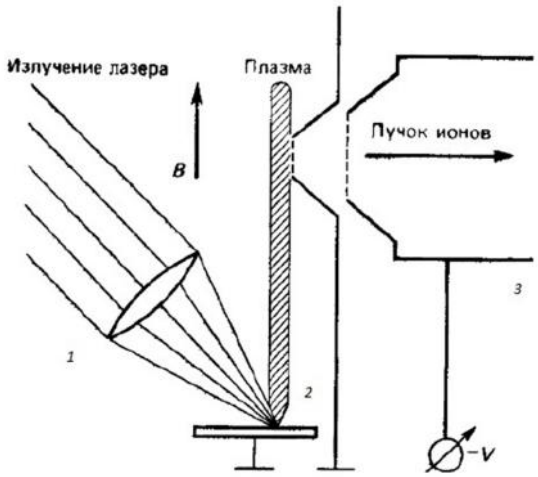


Рис. 3 Лазерный источник

1) Линза 2) Мишень 3) Извлекающая система

Выводы

Современное состояние нейтронных генераторов имеет широкую перспективу в развитии, так как комбинирование разнообразных способов и методов получения потока нейтронов лишь повышает коэфициент полезного действия.

Для более простого и надежного исполнения из ряда всех существующих источников обратить внимание необходимо на источник Пеннинга, так как за результатами он имеет самое больше КПД порядка 38%, конструктивно прост и в исполнении, однако необходимо также учесть и область применение, так для научного точного анализа уместным будет применение лазерного источника, а для каротажа источник Пеннинга

Таким образом постает задача получить модель плазменного источника на более простой модели дл подтверждения этой гипотезы.

Литература

1. Кертис Л. «Введение в нейтронную физику». – М.: *Атомиздат*. 1965. 352с.

2. Кирьянов Г.І. «Генератори быстрых нейтронов». – М.: *Энергоатомиздат*. 1990. – 224 с.

3. Juan M., David Schmale, Mike Cich, «Novel Surface-Mounted Neutron Generator», *IEEE transactions on plasma science*, vol. 40, no. 9, pp.2145-2150, sept 2012

УДК 621

Переваги та недоліки методу оптичної пульсоксиметрії при вимірюванні частоти сердечних скорочень

Осінній І.О., к.т.н. Тугай С.Б.

Пульсова оксиметрія є найбільш доступним методом моніторингу хворих у багатьох умовах, особливо при обмеженому фінансуванні. Вона дозволяє при певному навику оцінювати кілька параметрів стану хворого, а саме його пульс та сатурацію крові.

Пульсоксиметр вимірює насичення артеріального гемоглобіну киснем. Технологія складна, але має два основних фізичних принципу. По-перше, поглинання гемоглобіном світла двох різних по довжині хвиль змінюється в залежності від насичення його киснем. По-друге, світловий сигнал, проходячи через тканини, стає пульсуючим через зміну обсягу артеріального русла при кожному скороченні серця. Цей компонент може бути відділений мікропроцесором від непульсуючої, що йде від вен, капілярів і тканин.

На роботу пульсоксиметра впливають багато факторів. Це можуть бути зовнішній світ, тремтіння, патологічний гемоглобін, частота і ритм пульсу, робота серця. Пульсоксиметр не дозволяє судити про якість вентиляції, а показує тільки ступінь оксигенації. Наприклад, можлива затримка появи симптомів гіпоксії при обструкції дихальних шляхів. І все ж оксиметрія є дуже корисним видом моніторингу кардіореспіраторної системи, що підвищує безпеку хворого.

Пульсоксиметр вимірює:

1. Насичення гемоглобіну артеріальної крові киснем - середня кількість кисню, пов'язана з кожною молекулою гемоглобіну. Дані видаються у вигляді відсотка насичення.
2. Частота пульсу - удари в хвилину в середньому за 5-20 секунд.

Пульсоксиметр не дає інформації про:

- Вмісті кисню в крові;
- Кількості розчиненого в крові кисню;
- Дихальному об'ємі, частоті дихання;
- Серцевому викиді або артеріальному тиску.

Кисень транспортується кровотоком головним чином в пов'язаному з гемоглобіном вигляді. Одна молекула гемоглобіну може перенести 4 молекули кисню і в цьому

випадку вона буде насичена на 100%. Середній відсоток насичення популяції молекул гемоглобіну в певному обсязі крові і є кисневою сатурацією крові. Дуже невелика кількість кисню переноситься розчиненим у крові, однак пульсоксиметром не вимірюються.

Відношення між парціальним тиском кисню в артеріальній крові (PaO_2) і сатурацією відбивається в кривії дисоціації гемоглобіну (рисунок 1). Сигмовидная форма кривої відображає розвантаження кисню в периферичних тканинах, де PaO_2 низький. Крива може зрушуватися вліво або право при різних станах, наприклад, після гемотрансфузії.

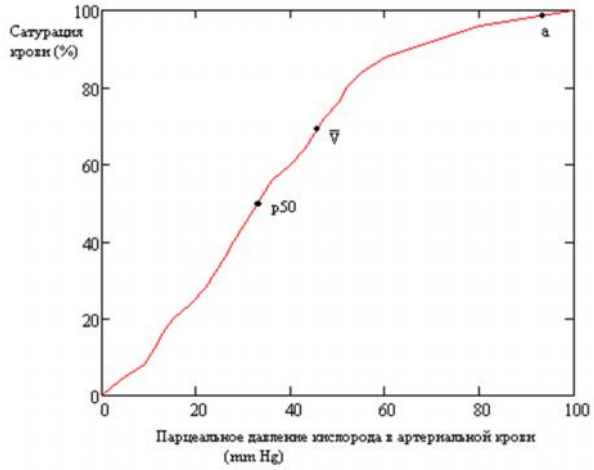


Рис. 1. Крива дисоціації оксигемоглобіну, де а - значення для артеріальної крові v - значення для змішаної венозної крові p50 - $Pa0_2$ при сатурації 50% [1]

Сатурація обчислюється в середньому за 5-20 секунд. Частота пульсу розраховується по числу циклів світлодіодів і впевненим пульсуючим сигналам за певний проміжок часу.

70% не точними, тому що немає контрольних значень для порівняння. Так само порушення ритму серця може порушувати сприйняття З пропорції поглиненого світла кожної з частот мікропроцесор обчислює їх коефіцієнт. У пам'яті пульсоксиметра є серія значень насичення киснем, отримані в експериментах на добровольцях з гіпоксичною газовою сумішшю. Мікропроцесор порівнює отриманий коефіцієнт поглинання двох довжин хвиль світла з збережиними в пам'яті значеннями. Оскільки неетично знижувати насичення киснем у добровольців нижче 70%, то необхідно визнати, що значення сатурації нижче 70%, отримане по пульсоксиметру, не є надійним.

Переваги методу оптичної пульсоксиметрії.

Дана методика використовується для оцінки життєздатності кінцівок після пластичних і ортопедичних операцій, протезування судин. Пульсоксиметрія вимагає пульсуючого сигналу, і таким чином допомагає визначити, чи отримує кінцівку кров.

За допомогою пульсоксиметрії можна зменшити частоту взяття крові для дослідження газового складу у хворих у відділенні інтенсивної терапії, особливо в педіатричній практиці.

Пульсоксиметрія так само дає можливість обмежити у недоношених немовлят ймовірність розвитку

ушкодження легенів і сітківки киснем (сатурацію підтримують на рівні 90%). Хоча пульсоксиметри калібрують за гемоглобіну дорослих (HbA), спектр поглинання HbA і HbF в більшості випадків ідентичний, що робить методику настільки ж надійної і у немовлят.

Пульсоксиметрія дає хорошу оцінку оксигенації, але не дає прямої інформації про прогресуючі порушення дихання.

Недоліки методу оптичної пульсоксиметрії.

У критичних хворих ефективність методу мала, так як перфузія тканин у них погана і пульсоксиметр не може визначити пульсуючий сигнал. Для підвищення ефективності приладу, можна використати операційний підсилювач , що буде підвищувати сигнал у критичних пацієнтів. А для виділення сигналу з шуму можна використати резонансний фільтр.

При попаданні яскравого зовнішнього світла, наявності тремтіння або руху можуть створювати пульсобразну криву і значення сатурації без пульсу. Для підвищення ефективності приладу, можна використати операційний підсилювач , що буде підвищувати сигнал у критичних пацієнтів. А для виділення сигналу з шуму можна використати резонансний фільтр. Для боротьби з попаданням яскравого світла на фотодіод, можна використати ізольований корпус приладу, або ж закритий датчик, який б не пропускав зовнішне світло на фотодіод.

Виникають ситуації, коли значення сатурації не дійсні, це може статися через аномальні типи гемоглобіну (метгемоглобін при передозування прилокаїну), в цій ситуації сатурація може бути на рівні 85%. Або карбоксигемоглобін, який проявляється при отруєнні чадним газом може давати значення сатурації близько 100%.

Неточність в вимірювання можуть вносити речовини на поверхні тіла людини: барвники, лак для нігтів і т.д.

Запізнючийся монітор - це значить, що парціальний тиск кисню в крові може знижуватися набагато швидше, ніж почне знижуватися сатурація. Якщо здоровий дорослий пацієнт буде дихати 100% киснем протягом хвилини, а потім вентиляція припиниться з яких-небудь причин, може пройти кілька хвилин, перш ніж сатурація почне знижуватися. Пульсоксиметр в цих умовах попередить про потенційне фатальне ускладнення лише через кілька хвилин після того, як воно сталося.

Затримка реакції пов'язана з тим, що сигнал усереднений. Це означає, що існує затримка 5-20 секунд між тим, як реальна киснева сатурація починає падати і змінюються значення на дисплеї пульсоксиметра. Для вирішення цієї проблеми варто змінити програмний код мікроконтролера і робити вимірювання кожні 5 секунд, але мінус полягає в тому, що точність вимірювання пульсу зменшиться.

Висновки

Існує всього чотири основних параметри які повноцінно описують стан здоровя людини: тиск, температура, пульс, сатурація. Пульсоксиметр- це прилад який показує рівень сатурації гемоглобіну та частоту серцевих скорочень. Зрівнюючи метод оптичної пульсоксиметрії зрозуміло, що він набагато ефективніше методів які дають нам тільки пульс, температуру та тиск, так як пульсоксиметр показує рівень сатурації гемоглобіну та частоту серцевих скорочень, тобто дає інформацію про половину основних параметрів людини.

Література

1. Грицюк, А.И. Пособие по кардиологии / А.И. Грицюк. - М.: Киев: Здоров'я, 1984. - 560 с.
2. Дощицин, В.Л. Клинический анализ электрокардиограммы / В.Л. Дощицин. - М.: Медицина, 1982. - 206 с.
3. Крицяк, В.Ю. Медицинские приборы и аппараты / В.Ю. Крицяк. - М.: Каменяр, 1985. - 943 с.
4. Создание устройства для дистанционого мониторинга основных показателей человека // 5fan.ru URL: http://5fan.ru/ (дата обращения: 30.03.2017).

УДК 621.31, 53.083

Система керування стендом випробовування теплового насосу

Пасічник Б.В., Бевза О.М.

Вступ

На тлі енергетичної кризи, яка щороку постає все гостріше, актуальним є питання стосовно ефективного використання альтеративних джерел енергії. Тепловий насос (ТН), серед решти, відрізняється досить високою ефективністю (на 1 Вт затраченої електричної енергії можливо отримати до 7 Вт теплової енергії). Ще одна перевага – геотермальна енергія, за рахунок якої реалізується робота насоса, є надійним та поновлюваним джерело енергії доступним протягом усього року.

Метою роботи є розробка системи контролю (СК) стенду який здійснює випробовування роботи теплового насоса, задля визначення його параметрів та режимів роботи. Робота здійснюється на замовлення ТОВ «В.Д.Е. - Україна».

ТН (геотермальний насос), як пристрій транспортування теплової енергії від джерела низькопотенціальної теплової енергії до споживача, працює за зворотнім циклом Карно і може бути як компресійним (приводиться в дію з допомогою механічної енергії) так і абсорбційним (використовують тепло в якості енергії). Система що розробляється передбачає роботу саме з ТН компресійного типу. Узагальнена схема такого насосу відображено на рис.1.

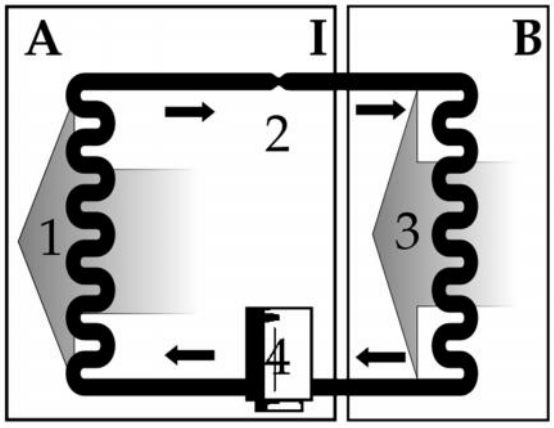


Рис. 1. Схема компресійного теплового насоса

Літерами А та В на рисунку позначено корисна теплова енергія та зовнішня теплова енергія, відповідно. 1 – конденсатор, 2 – дросель (розширювальний вентиль), 3 – випаровувач, 4 – компресійний двигун.

Дана схема є справедливою також і при опису стенду для випробовування теплового насоса, система моніторингу якого є основною ціллю роботи. В такому випадку конденсатор та випаровувач, які в комерційних зразках являють

великооб'ємні контури замінюються їх зменшеною моделлю, яка потребує менше місця для розташування та має необхідні роботі параметри (тиск та об'єм протоку робочої рідини, температура і т.і.).

Завдання розроблюваної системи:

- контроль параметрів роботи теплового насоса для заданого стенду, який моделює різні умови реального використання ТН. Це здійснюється задля наступних цілей:
- юстування роботи системи контролю самого теплового насоса;
- перевірка та налаштування компресійного двигуна;
- можливість проведення експериментальної роботи по вдосконаленню елементної бази та матеріалів ТН;
- використання як демонстраційного стенду роботи ТН (для потенційних покупців, інвесторів, робочого персоналу), що має достатньо високу мобільність та інформативність.

Відповідно до поставлених завдань, розроблювана СК має відповідати наступним вимогам:

- вимірювання таких величин як: напруга, струм, температура, тиск;
- висока здатність до модернізації;
- візуалізація отриманої інформації в зручному для користувача форматі, з можливістю її подальшого накопичення та збереження (обробки).

Структурна блок-схема розроблюваної системи контролю стенду випробовування теплового насоса відображено на рис.2.

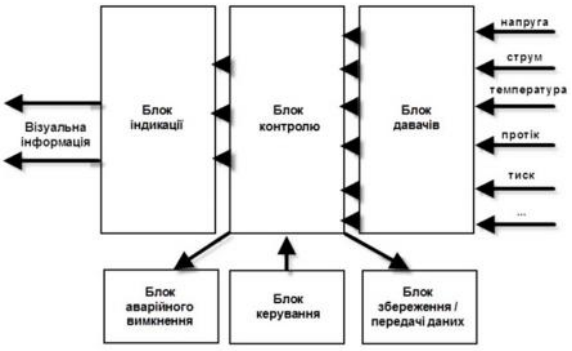


Рис. 2. Блок-схема системи контролю стенду випробовування теплового насоса

Усім згаданим вище вимогам задовольняють восьмибітні мікроконтролери сімейства AVR, які, принаймні на стадії проектування та налаштування системи контролю, зручніше використовувати в парі з відлагоджувальною платою Arduino, оскільки: по-перше – плата містить всю необхідну для коректної роботи мікроконтролера елементну базу необхідну для його нормального функціонування, що полегшує програмування / тестування; по-друге – спеціальне середовище програмування дозволяє спростити процес підключення та налаштування нових модулів (давачів, пристроїв індикації та керування, модулів зв'язку та збереження інформації і т.і.); по-третє – величезна кількість готових для роботи з Arduino модулів, з наявними бібліотеками, що дозволяє не лише реалізувати початкові завдання замовника, але й сприяє подальшій модернізації та

розширенню функціональних можливостей системи.

Так, наприклад, для вимірювання сили струму (яка в моменти пуску, для найбільш потужних моделей, може перевищувати значення 130 А) пропонується використання так звані неінвазивні давачі струму, принцип роботи яких ґрунтується на використанні ефекту Холла. Перевагою застосування даного типу давачів є: висока верхня межа вимірюваного діапазону струму (до 1кА); можливість вимірювання як постійного так і змінного струму; наявність гальванічної розв'язки з електричним ланцюгом в якому проводяться вимірювання, що є важливим пунктом враховуючи високі значення вимірюваної величини. Явище ефекту Холла відображено на рис.3.

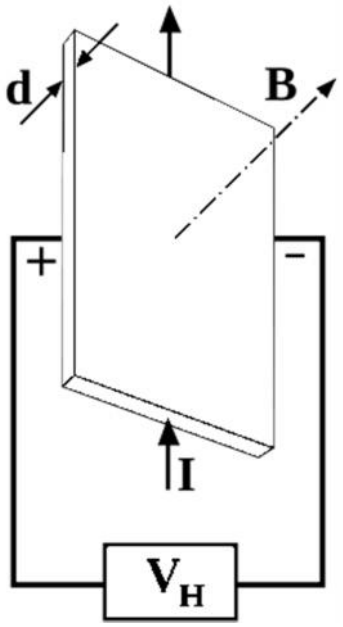


Рис. 3. Ефект Холла

При поміщенні провідника (пластина на рисунку) в магнітне поле ($\vec{B}$), під дією сили Лоренца заряди «зміщуються» до однієї з граней пластини створюючи, різницю потенціалів, яка пропорційна магнітній індукції (B) що пронизує пластину та силі струму (I) що фіксується, і визначається за формулою:

$$U_{Холл} = \frac{IB}{e\rho d} = R\frac{IB}{d}, \qquad (1)$$

де e – елементарний заряд електрона, ρ - кількість електронів в одиниці об'єму, d – товщина пластини (провідника), $R = \frac{1}{q\rho}$ – постійна Холла.

У випадку застосування неінвазивного давача електромагнітне поле, що виникає довкола провідника зі струмом, через не високу свою потужність потребує підсилення з допомогою феритового кільця, в розріз якого поміщується пристрій що фіксує зміну значення магнітної індукції через зміну напруги (давач на ефекті Холла). Однак на рівні з простотою конструкції, що обумовлює не високу вартість приладу (давач струму на ефекті Холла відкритого типу), проявляються і недоліки у вигляді підмагнічування осердя, що призводить до підвищення нелінійності показників. Побороти це явище можна додавши до осердя обмотку,та пустивши по ній струм, пропорційний тому що вимірюється. Давачі такої конструкції називають сенсорами компенсаційного типу (Рис.4).

Серед переваг сенсорів даної конструкції – вища точність, що

обумовлена кращою лінійністю залежності сили струму та напруги Холла. Однак ускладнена будова робить їх дорожчими, в порівнянні з давачами відкритого типу.

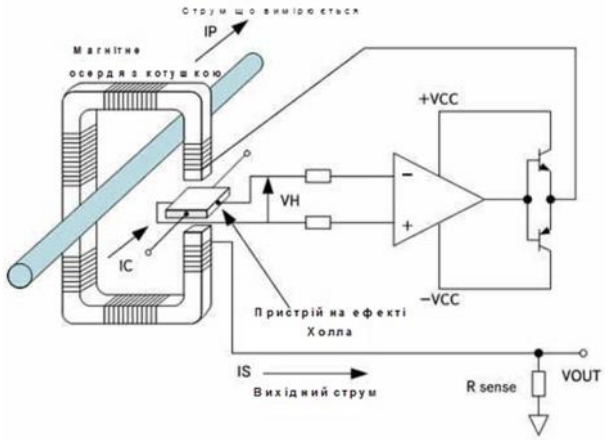


Рис. 4. Давач струму на ефекті Холла компенсаційного типу

Підключення здійснюється до аналогового порту мікроконтролера, відповідно, інформація опрацьовується через аналогово-цифровий перетворювач (АЦП). Для біполярного давача що живиться безпосередньо від Arduino (5 В), середня точка (за кімнатної температури та відсутності вимірюваного струму / магнітного поля) знаходитиметься на цифровому рівні 512 (для 10-ти бітного АЦП мікроконтролерів сімейства AVR роздільна здатність визначається з формули:

$$N_p = 2^{10} = 1024, \qquad (2)$$

що складає половину від напруги живлення – 2,5 В. Таким чином отримуємо крок дискретизації рівний:

$$N_o = \frac{5}{1024} = 0,00488(B) = 4,88(мВ) \qquad (3)$$

Знаючи залежність вихідної напруги пристрою на ефекті Холла від величини магнітної індукції, яка пропорційна силі струму що вимірюється, можна розрахувати мінімальну зміну напруги, що може фіксуватися даним вимірювачем. Відповідно до закону Біо-Савара, модуль магнітної індукції B магнітного поля прямого провідника залежить від струму провідника за формулою:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} = k\frac{I}{r}, \qquad (4)$$

де μ_0 – магнітна стала, R – відстань на якій визначається значення індукції

Використання такого типу давача дозволяє застосовувати його без розриву електричного ланцюга в якому проводяться вимірювання, що також можна віднести до переваг.

Наступним важливим параметром що необхідно моніторити є напруга. Реалізувати вольтметр можливо як окремим модулем, так і на власних апаратних можливостях мікроконтролера, використавши вбудований АЦП. Для забезпечення безпеки роботи, в такому випадку, доцільно реалізувати гальванічну розв’язку з високовольтним джерелом напруги. Це можна здійснити через понижуючий трансформатор, що заразом полегшить подальші маніпуляції необхідні для вимірювання напруги.

Оскільки вимірювана напруга є змінною, то вольтметр можна реалізувати на понижуючому

трансформаторі (що понизить напругу до комфортного для роботи рівня та реалізує гальванічну розв'язку) та діодному мосту зі згладжувальним конденсатором (який забезпечить постійну пульсуючу напругу, яку можна буде опрацювати на АЦП мікроконтролера для визначення її значення). І врахувавши всі коефіцієнти трансформації та втрати внесені діодним мостом, обрахувати діюче значення напруги живлення.

Знаючи числові значення прикладеної до компресійного насоса напруги та струму, що протікає в його колі, можна визначити моментальну потужність, спожиту компресором в певні етапи його роботи, що важливо для оптимізації роботи теплового насоса.

Аналогічним чином, використовуючи давачі тиску, температури, протоку рідини, можна визначити робочі параметри системи теплового насоса; використовуючи LSD/LED-дисплеї – представити отриману інформації в зручному для спостерігача вигляді; накопичення отриманих даних можна реалізувати з використанням модуля запису/зчитування SD карт; у випадку настання критичних умов роботи – здійснити відмикання напруги живлення через використання реле і т.д., залежно від потреб що встановлюються замовником.

Висновки

Теплові насоси є перспективним джерелом альтернативної енергії,що має достатньо високий коефіцієнт корисної дії. Однак, для покращення показників його роботи в кожному конкретному випадку, а також задля можливості проведення робіт по тестуванню/удосконаленню актуальним є використання автоматизованого тестового стенду, який би збирав всю необхідну виробнику інформацію задля її опрацювання та аналізу.

Для таких цілей можна успішно використовувати AVR мікроконтролери встановлені до відлагоджувальної плати Arduino, для зручності їх налаштування/програмування. Аналіз ринку компонентів показав що даний тип відлагоджувальних плат має велику кількість модулів,серед яких: різного роду давачі, дисплеї, пристрої запису, передавання та накопичення інформації, пристрої керування та багато іншого. Серед всього різноманіття представленої продукції наявні моделі, які цілком задовольняю умовам використання, забезпечуючи необхідну точність, при цьому маючи порівняно не високу вартість та зручність для використання з контролерами даного роду. Таким чином, пристрій що розробляється відповідає технічному завданню на розробку.

Література

1. Laszlo Garbai, Szabolcs Mehes – System theory models of different types of heat pumps, WSEAS International conference on energy & environment, 2007;

2. ТОВ «Компанія ВДЕ» виробництво теплових насосів.

Теплові насоси [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://vde.com.ua/thermocompressor.html;

3. Олексій Степанов. Простий пристрій моніторингу енергоспоживання [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://geektimes.ru/post/257776/;

4. Robert Keim. Understanding and applying the Hall effect [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-and-applying-the-hall-effect/;

5. Arduino.ua. Arduino Uno [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://arduino.ua/ru/hardware/Uno;

6. Монастирський З.Я. Особливості вживання української метрологічної термінології в науково-технічній літературі та документації, Гідроенергетика України, 4/2010;

7. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М. Яцук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник/ За ред. проф. Є.С. Поліщука. – Львів Видавництво «Бескид Біт», 2003;

8. Баранов В.Н. Застосування мікроконтролерів AVR: схеми, алгоритми,програми, 2-е видання – М.: Видавничий дім «Додэка-XXI», 2006.

УДК 543.068.52

Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу

Пінькавський О.С., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І.

Теперішній час характеризується проблемами екологічного характеру, тому потрібно виявляти шкідливі речовини у навколишньому середовищі та вимірювати їх концентрації. У зв'язку з цим перспективним напрямком сучасної електроніки є створення відповідних аналітичних приладів.[1-5]

Цілью нашої роботи є розгляд можливостей полум'яно-іонізаційних ефектів для створення пристрою аналітичного призначення.

1. Властивості полум'я як елемента аналітичної апаратури.

Полум'я — газоподібне середовище, що включає в себе (у ряді випадків) дисперговані конденсовані продукти, в якому відбуваються фізико-хімічні перетворення реагентів, що приводять до світіння, тепловиділення і саморозігріву. Концентрація заряджених частинок може бути настільки великою, що полум'я здобуває властивості плазми. Газоподібне середовище полум'я містить заряджені частинки (іони, радикали), що обумовлює наявність електропровідності полум'я і його взаємодії з електромагнітними полями

Тому полум'я займає певне місце в плазмових системах. Діаграма на Рис. 1 представляє значення щільності плазми та енергії часток для різних систем.

З діаграми видно, що полум'я має такі характеристики – енергія його частинок складає 1еВ та має щільність 10^{15} частинок/м^3.

Рис. 1. Щільність плазми від енергії часток (електронів) для різних плазмових систем.

На Рис. 2 зображена поведінка температури електронів та іонів при підвищенні тиску до атмосферного та вище. Оскільки полум'я існує при атмосферному тиску (760 Торр) ми маємо рівноважну плазму, де температура електронів та іонів приблизно рівна.

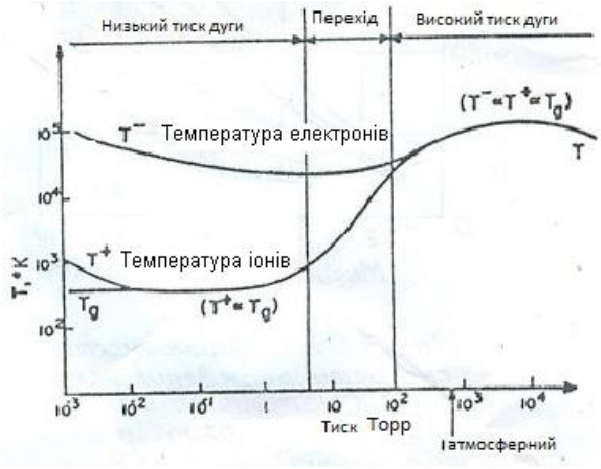


Рис. 2. Відношення температури іонів і електронів до тиску газу в плазмі.

Плазму полум'я описують рівнянням Саха:

$$\frac{n_e n_z}{n_{z-1}} = \frac{2Q_z(T)}{Q_{z-1}(T)}\left(\frac{mkT}{2\pi\hbar^2}\right)^{\frac{3}{2}} \times$$
$$\times \exp\left(-\frac{\varepsilon_{ion,z-1} - \Delta\varepsilon_{ion,z-1}}{kT}\right)$$

де $\varepsilon_{ion,z-1}$ – енергія (z-1) ступеня іонізації для ізольованих систем; $\Delta\varepsilon_{ion,z-1}$ – зменшення енергії іонізації обумовлена взаємодією в плазмі.

Розрізняють два види полум'я: 1) полум'я, в котрих горючий газ попередньо змішується з газом-окисником, і суміш витікає із сопла пальника; 2) полум'я, у яких горіння палива відбувається за рахунок дифузії кисню з навколишньої атмосфери (дифузійне полум'я). Слід мати на увазі, що такий розподіл умовний. Якщо швидкості горіння відносно високі, то використовують полум'я другого виду, в протилежному випадку – першого.

2. Різновиди полум'яних аналітичних пристроїв

2.1. Оптична атомно-абсорбційна спектрометрія

Атомно-абсорбційна спектрометрія – поширений метод в аналітичній хімії кількісного елементного аналізу за допомогою атомним спектрам поглинання (абсорбції) зондуючого випромінення для визначення складу речовин які входять до складу полум'яного середовища.

Атомно-абсорбційний спектральний аналіз відносять до найбільш важливих та ефективних методів дослідження неорганічних з'єднань, особливо при визначенні слідів речовин.

Полум'яну атомно-абсорбційну спектроскопію відносять до досить ефективних і швидких методів Завдання полум'я заключається в тому, щоб отримати речовину яка аналізується, в атомізованному стану. Стійке горіння полум'я можливо лише при умові, що швидкість потоку газової суміші буде рівна швидкості його згорання. Тому у випадку швидкого згорання сумішей газів доводиться працювати з високими швидкостями потоку і тут ми можемо говорити про два різні види полум'я, які різняться своєю температурою:

1. Полум'я суміші повітря та ацетилену.
2. Полум'я суміші оксид азоту та ацетилену.

Також в залежності від випадку можуть використовуватися полум'я

суміші: метан та повітря, водень та кисень.

2.2. Оптична атомно-емісійна спектрометрія.

Атомно-емісійна спектрометрія чи атомно-емісійний спектральний аналіз являє собою сукупність методів елементного аналізу, заснованих на дослідженні спектрів випромінювання вільними атомами та іонами у газовій фазі.

Атомно-емісійні спектри дуже багаті лініями. Це призводить до того, що для визначення одного елементу пропонується велике число ліній, та спектральні перешкоди при цьому стають одною з головних проблем оптичної емісійної спектрометрії. Селективність по елементам при атомно-емісійній спектрометрії визначається виключно високою роздільною здатністю спектрометричного приладу.

2.3. Полум’яно-іонізіційне детектування

Принцип роботи полум'яно-іонізаційного детектора (Рис. 3). полягає в тому, що при звичайних умовах гази не проводять електричний струм, але якщо в результаті якого-небудь впливу в газі утворюються іони або вільні електрони, то навіть при дуже невеликій концентрації цих частинок гази стають провідниками електричного струму.

До потенційному електроду додається напруга для збору іонів, а з колекторного електрода знімається сигнал детектора.

У полум'ї чистого водню число іонів дуже мало, опір міжелектродного простору дуже великий (10^{14} - 10^{15} Ом) і струм детектора дуже малий (10^{-12}-10^{-11} А). Цей струм виникає за рахунок іонізації домішок, що містяться в газі-носії, водні та повітрі, і є постійним фоновим струмом детектора.

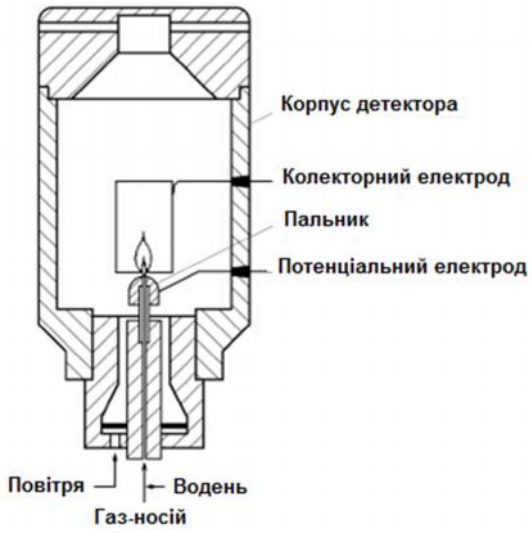


Рис. 3. Схема полум'яно-іонізаційного детектору.

При горінні чистого водню в полум'яно-іонізаційному детекторі протікають наступні процеси, що призводять до утворення ряду елементарних частинок:

$$H_2 + 2O_2 \rightarrow 2\,O + 2OH$$
$$H_2 + O \rightarrow H + OH$$
$$H_2 + OH \rightarrow H_2O + H.$$

Продукти цих процесів відносяться з камери детектора надлишком повітря.

Полум'яно-іонізаційний детектор не дає показань для наступного ряду сполук: COS, CS_2, H_2S, NO, NO_2, NH_3, CO, CO_2, H_2O, $SiCl_4$, $SiHCl_3$, SiF_4. У

разі присутності в аналізованої пробі зазначених з'єднань чутливість детектора до інших сполук не змінюється.

Полум’яно-іонізаційний детектор має як ряд переваг так і ряд недоліків.

Переваги:

- лінійний діапазон детектування 10^7;
- висока швидкодія;
- невеликий об'єм робочої камери;
- діапазон робочих температур до 400°C та вище;
- можливість використання дешевого газу-носія (азот);
- порівняно низька вартість детектора.

Недоліки:

- нечутливість до ряду з'єднань;
- деструктивність проби (руйнує пробу);
- вибухонебезпечність (якщо водень);
- необхідність в електрометричного підсилювачі;
- нелеткі продукти згоряння (SiO_2) можуть відкладатися на електродах, порушуючи стабільність роботи.

3. Розробка лабораторного пристрою для дослідження полум’яно-іонізаційних явищ.

У лабораторії кафедри був розроблений полум’яно-іонізаційний пристрій, який вимірює струм іонів які генеруються у полум’ї також планується дослідження синергетичного ефекту. Схема електричного живлення зображена на Рис. 4. Тут трансформатор TV - типу ТА-174-127/220-50. Випрямляючий діод VD - Д1005А.

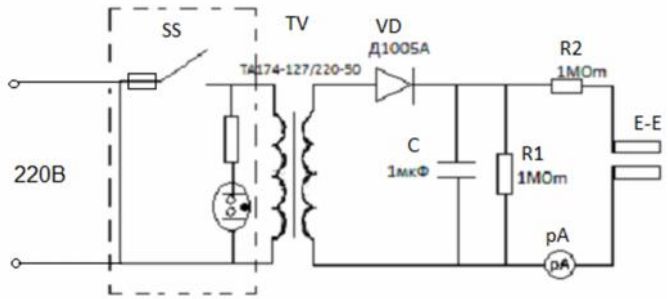


Рис. 4. Схема електричного живлення полум'яно-іонізаційного детектору (Е-Е – електроди для вимірювання іонного струму).

На Рис. 5 зображений макет полум’яно-іонізаційного пристрою. Були використані спиртовий пальник для створення початкового полум’я та графітові електроди. На одну пару з них ми подаємо напругу (центральні два електроди), а за допомогою двох крайніх (Е-Е, див. Рис. 4.) ми вимірюємо струм іонів з полум’яного середовища. Якщо у полум’я потрапляє якась стороння легко іонізуюча сполука то крайні електроди реєструють зміну струму іонів, які надходять з полум’я.

Подача напруги на центральні електроди використовується для визначення синергетичного ефекту сумісної взаємодії полум’ї та електро-іонізаційного процесу. Як відомо, електричне поле у полум’ї призводить до появи синергетичного ефекту - значного підсилення іонізації у полум’ї. Таким чином, ми можемо за

допомогою крайніх електродів реєструвати синергетичний ефект при підтримуванні полум'я між середніми електродами на які подається зовнішня напруга. Планується подача на середні електроди напруги постійного та змінного струму низької та високої частоти. А також, електромагнітного поля на частоті 2,45 ГГц.

Рис. 5. Макет полум'яно-іонізаційний детектору.

Висновки.

Проаналізований інформаційно-літературний матеріали з використання полум'я як елемента аналітичної апаратури екологічного призначення. Показана можливість використання режиму полум'яно-іонізаційного принципу детектування та вимірювання. Сконструйований макет, який пройшов перевірку на працездатність у лабораторних умовах для проведення досліджень полум'яно-іонізаційного принципу детектування. Планується його використання для проведення як наукових досліджень, так і для демонстрації іонізаційних процесів у полум'ї під час лекцій з курсу Електронно-фотонні методи в екології.

Література

1. Кузьмичев А.И. «Атомно-спектральный анализ. Выпуск 2» Киев 2000.
2. Котельников И.А. Ступаков Г.В. «Лекции по физике плазмы. Учебное пособие». Новсибирск 1996.
3. Винарский В.А. «Хроматография». Минск 2003.
4. Бёккер Ю. «Спектроскопия» Москва 2009.
5. Семиохи И.А. «Элементарные процессы в низкотемпературной плазме» Москва 1988.

УДК 535.2, 535.8

Візуалізація та вимірювання нанорозмірних об'єктів за допомогою зв'язаних оптичних резонаторів

Поздняков Д.С, к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ.

З розвитком нанотехнологій зросла потреба у засобах візуалізації, вимірювання та переміщення нанорозмір-них об'єктів. В оптиці одними з найбільш чутливих та точних є інтерферометричні методи. Оптичний резонатор (інтерферо-метр Фабрі-Перо) є інструментом, дуже чутливим до зміни його добротності та оптичної довжини. Зміна добротності впливає на амплітуду коливань на його виході, а зміна довжини зміщує спектральне «вікно прозорості» резонатора і відповідно змінює потужність та частоту вихідного випромінювання. Для дослідження можливостей використання оптичного резонатора як інструмента нанотехнологій потрібна модель взаємодії нанооб'єкта з внутрірезонаторними випромінюванням.

Побудова моделі та її аналіз.

Розгляньмо можливість використання зв'язаних оптичних резонаторів (активного, лазерного та пасивного, вимірювального) для візуалізації та вимірювання нанорозмірних об'єктів, зокрема частинок. На Рис. 1 зображена схема поєднання таких резонаторів.

Нехай активний резонатор лазера з довжиною хвилі випромінювання λ має оптичну довжину L_1 і утворений плоскими дзеркалами 4 та 6 з коефіцієнтами відбиття за амплітудою r_1 та r_2, а також підсилювальним середовищем з ненасиченим коефіцієнтом підсилення g_0. Для спрощення розрахунків вважатимемо, що активне середовище повністю заповнює лазерний резонатор.

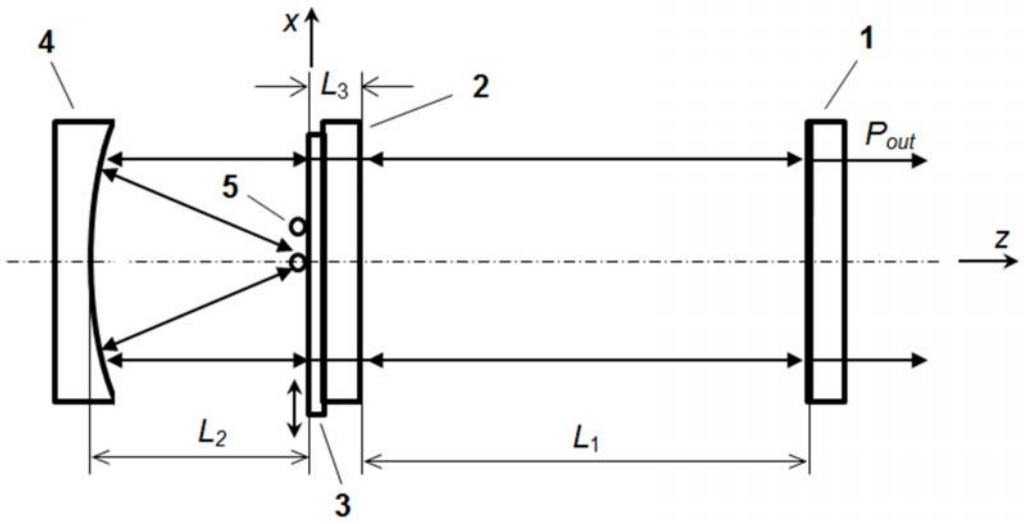


Рис. 1. Зв’язані резонатори – активний (лазерний) та пасивний:

1, 2 – дзеркала лазера; 3, 4 – дзеркала пасивного резонатора; 5 – активне середовище; 6 – досліджувана частинка

Пасивний напівконфокальний резонатор довжиною L_2 формують сферичне дзеркало 4 з радіусом кривизни $R_4 = 2L_2$ (фокусною відстанню $f = R_4/2$) та коефіцієнтом відбиття r_4, а також плоске дзеркало (предметне скло) 3 з коефіцієнтом відбиття r_3, на якому знаходиться наночастинка радіусом $a \ll \lambda$ з матеріалу з показником заломлення n_p. Предметне скло має можливість за допомогою п’єзоприводу переміщуватись на імерсії перпендикулярно оптичній осі лазера, не змінюючи довжину резонатора $L_2 = f$. Частинка як точковий розсіювач, потрапляючи у фокус сферичного дзеркала 4 пасивного резонатора, збільшує коефіцієнт відбиття предметного скла і ефективний коефіцієнт відбиття предметного скла стає рівним

$$r_{3eff} = r_3 + \frac{4a^2}{d_f^2}\left(r_p - r_3\right) \qquad (1)$$

де d_f – діаметр фокальної плями на дзеркалі 3, утвореної внаслідок фокусування лазерного випромінювання сферичним дзеркалом 4.

Поява частинки у фокусі дзеркала 4 збільшує добротність пасивного резонатора, оскільки збільшується розсіяння світла у бік сферичного дзеркала. Частинка згідно з формулою Релея має ефективний коефіцієнт відбиття [1]

$$r_p = \frac{16\pi^4 a^6}{\lambda^4 f^2}\left(\frac{n_p^2 - 1}{n_p^2 + 2}\right)^2 \qquad (2)$$

Розсіяне на частинці лазерне випромінювання збирається дзеркалом 3 у паралельний пучок і спрямовується в активний резонатор для підсилення. Пасивний резонатор має довжину f, яка трохи зменшується у разі появи на предметному склі 4 частинки, змінюючи тим самим резонансні частоти резонатора.

Умовою лазерної генерації є:

$$r_1 r_{2eff} \exp\left(2g_0 L_1\right) \geq 1, \qquad (3)$$

де r_{2eff} – ефективний коефіцієнт відбиття дзеркала 2 лазерного резонатора, причому

$$r_{2eff} = r_2 + \\ + \left(1-r_2^2\right)\left(1-r_{3eff}^2\right) r_4 \exp\left[i2k\left(L_2+nL_3\right)\right]. \quad (4)$$

Налаштуванням довжини пасивного резонатора можна досягти, щоб $k\left(L_2+nL_3\right)=q\pi$, де q – велике ціле число; тоді

$$r_{2eff} = -r_2 - \left(1-r_2^2\right)\left(1-r_{3eff}^2\right) r_4. \quad (5)$$

Потужність вихідного лазерного випромінювання можна знайти за формулою [2]

$$P = \frac{\left(1-r_1^2\right)\sigma}{\eta\left(1+r_1^2\right)}\left[\frac{g_0 L_1}{\alpha L_1 + \ln\left(r_1 r_{2eff}\right)^{-1}} - 1\right] \quad (6)$$

,

де σ – ефективний переріз активного середовища, η – параметр насичення активного середовища, α – втрати за один прохід резонатора на розсіяння в активному середовищі, на вікнах Брюстера (в газовому лазері), а також дифракційні втрати.

Відносну зміну потужності випромінювання, викликану появою частинки у фокусі дзеркала 4, можна подати як

$$\delta P_{rel}(a) = \frac{P_a}{P_0} - 1, \quad (7)$$

де P_a та P_0 – потужності випромінювання за наявності та відсутності частинки у фокусі дзеркала 4.

Позначимо через $r_{2(a)}$ та $r_{2(0)}$ ефективні коефіцієнти відбиття дзеркала 2 за наявності та відсутності частинки у фокусі дзеркала 4. Тоді відносна зміна потужності

$$\delta P_{rel}(a) = K\frac{g_0 L_1}{\alpha L_1 + \ln\left(r_1 r_{2(a)}\right)^{-1}} - 2, \quad (8)$$

де K – коефіцієнт, який не залежить від розміру частинки;

$$K = \frac{\alpha L_1 + \ln\left(r_1 r_{2(0)}\right)^{-1}}{\left(g_0-\alpha\right)L_1 - \ln\left(r_1 r_{2(0)}\right)^{-1}}\cdot, \quad (9)$$

Рівняння (1), (2), (5), (8) та (9) описують математичну модель вимірюваль-ної системи на основі зв'язаних резонаторів, яка дозволяє вибрати оптимальні значення коефіцієнтів відбиття дзеркал та підібрати активне середовище з необхідним коефіцієнтом підсилення для досягнення максимальної чутливості вимірювань.

Для побудови залежності відносної зміни потужності вихідного лазерного випромінювання від розміру наночастинки використано такі значення параметрів моделі:

L_1 = 1 м; L_2 = 0,1 м; L_3 = 0,01 м; r_1 = –0,95; r_2 = –0,95 та –0,9; r_3 = –0,2; r_4 = –0,999; n = 1,5; n_p = 2,3; g_0 = 0,1 м$^{-1}$; λ = 633 нм; α = 0,02 м$^{-1}$; d_f = 1 мкм.

Залежність зображена на Рис. 2 для значень r_2 = –0,95 та 0,9. На Рис. 3 показано фрагмент цієї залежності для r_2 = –0,95 та діапазону a = 0–100 нм.

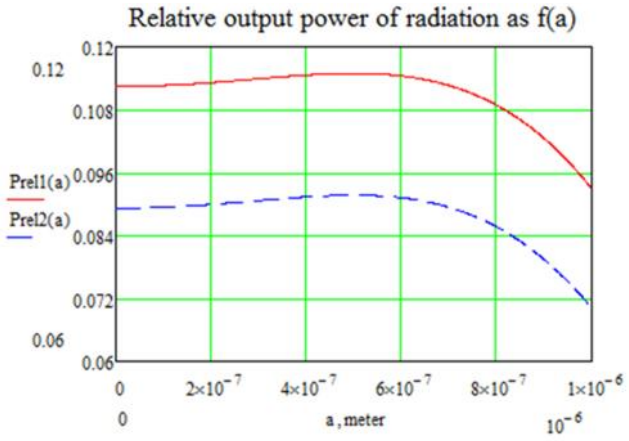


Рис. 2. Залежності відносної потужності випромінювання лазера зі зв'язаними резонаторами від радіусу внутрішньо резонаторної частинки для r_2=-0,95 (верхня крива) та r_2=-0,9 (нижня крива)

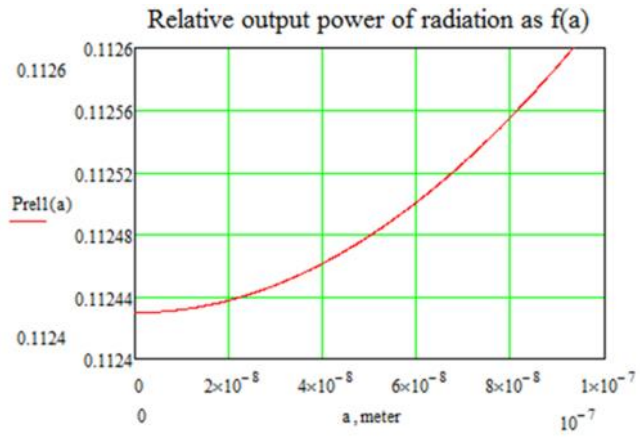


Рис. 3. Фрагмент верхньої кривої Рис. 2 для діапазону α=0-100 нм

Висновки

Розглянуто математичну модель зв'язаних оптичних резонаторів – активного та пасивного, які запропоновано використати для візуалізації та вимірювання нанорозмірних об'єктів. Отримано залежність відносної зміни потужності вихідного лазерного випромінювання від розміру наночастинки.

Література

1. Bohren C.F. Absorption and scattering of light by small particles / C.F. Bohren, D. R. Huffman. – Weinheim: Wiley-VCH, 2004. – 530 p.

2. Ищенко Е.Ф. Оптические квантовые генераторы / Е.Ф. Ищенко, Ю.М. Климков. – М.: Сов. радио, 1968. – 472 с.

УДК 681.7

Підвищення ефективності оптоелектронного сенсора кута

Пузь Б.Ю., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

При створенні великогабаритних антенних систем супутникового зв'язку, необхідні сенсори кута високої роздільної здатності, придатні для експлуатації в жорстких кліматичних умовах. Сенсори кута також використовуються в станках з ЧПК, промислових роботах, системах наведення телескопів тощо. Сенсор кута в сучасних умовах використання, окрім високої точності та надійності, повинен мати високі динамічні характеристики відліку, простоту взаємодії з вимірювально-інформаційною системою, зручність початкового встановлення, функції самодіагностики та автоматичного виявлення метрологічних відмов.

Розвиток електроніки уможливив реалізацію складних алгоритмів опрацювання вимірювальної інформації безпосередньо в сенсорі. Це дає змогу зменшити похибку, підвищити надійність вимірювання та послабити вимоги до точності механічних вузлів шляхом застосування досконаліших схемних рішень та методів опрацювання сигналів, що і обумовлює актуальність обраної теми.

Основні фактори, що впливають на точність визначення кутового положення та запропоновану математичну модель, що відтворює механічну та оптичну схему сенсора кута і дозволяє оцінити вплив дестабілізуючих факторів на результуючу похибку вимірювання. Схемою сенсора кута є удосконаленя шляхом використання двох ОБФП, що дозволило зменшити вплив ексцентриситету та випадкових зміщень диска.

Ексцентриситет кодової послідовності моделюватимемо

шляхом зміщення центру кодової послідовності (точки C) вздовж осі u на відстань C_u від осі обертання. В системі координат D_{uvw} координати точки $C=(C_u, 0, 0)^T$ (верхній індекс T позначає операцію транспонування).

Систему координат Duvw можна отримати з системи Oxyz шляхом паралельного переносу OD , повороту на кут ω1 навколо осі n, на кут ω2 навколо осі m та на кут ω3 навколо осі w.

$$C_{xz} = R_{\omega 1,n} \cdot R_{\omega 2,m} \cdot R_{\omega 3,w} \cdot R_{uv\omega} + D_{xyz}$$

де C_{xyz} вектор-стовбець координати точки C в системі O_{xyz}; Rω1,n матриця повороту на кут ω_1

навколо осі n; Rω2,m матриця повороту на кут ω_2 навколо осі m;

Rω3,w матриця повороту на кут ω_3 навколо осі w; C_{uvw} вектор-стовбець координат точки C в системі D_{uvw}; D_{xyz} вектор-стовбець координати точки D в системі $O_{xyz..}$

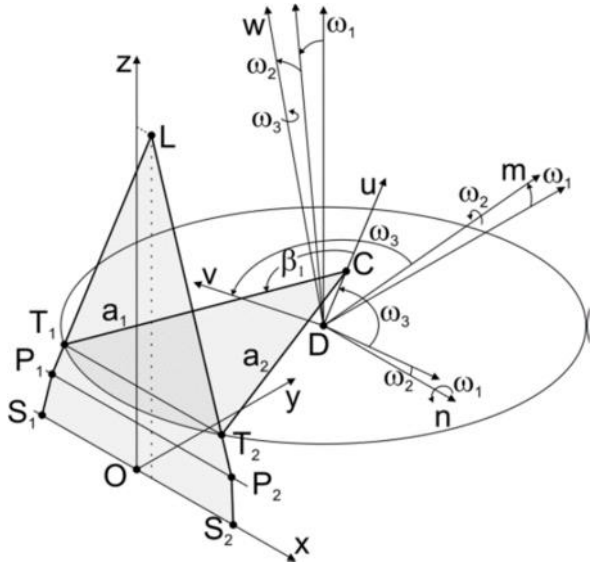


Рис. 1. Схема розрахунку координат меж тіней секторів

Одним із шляхів до підвищення точності є застосовування методів субпіксельної локалізації перепадів інтенсивності. Для аналізу та обґрунтованого вибору таких методів слід встановити розподіл освітленості в зоні напівтіні секторів диска.

Для моделювання процесу формування тіні сектора кодового диска скористаємося методами теоретичної фотометрії [39]. Приймемо такі припущення:

Світлодіод буде моделюватися рівнояскравим чотирикутником 0,3×0,3 мм, що випромінює потік за законом Ламберта (яскравість не залежить від напрямку спостереження);

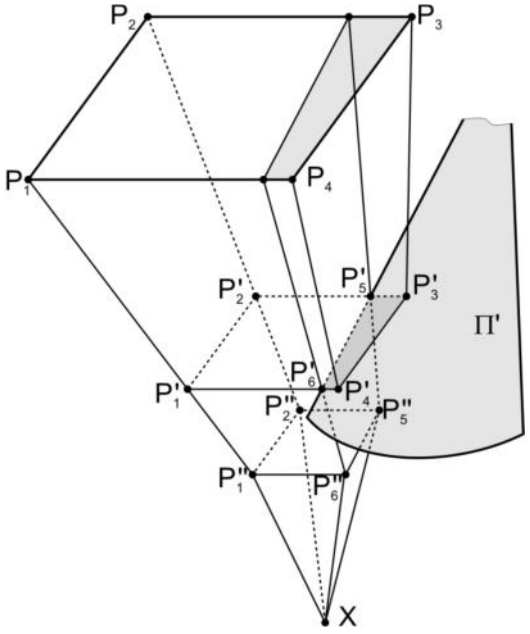


Рис. 2. Схема розрахунку світлового потоку в площині фотоматриці (а) та модель освітлювача (б)

Освітленість в довільній точці X фотоматриці можна розрахувати таким чином.

1. Використовуючи закони прямолінійного поширення та заломлення, побудувати хід пучка променів від поверхні світлодіода P1..P4 яскравістю B в точку X (Рис. 3.1 а).
2. Знайти точки P1'..P4' перетину пучка променів з площиною диска П'.
3. Із чотирикутника P1'..P4' прозорими секторами вирізати n-кутники P'i,1..P'i,n, які відповідають ділянкам світлодіода, що видимі з точки X.

4. В площині поверхні корпусу П" побудувати заломлене зображення знайдених n-кутників P"i,1..P"i,n.
5. Освітленість в точці X можна визначити, просумувавши елементарні освітленості dE, створювані частинами

світлового пучка обмеженими елементарними тілесними кутами dω по всьому тілесному куту світлового пучка ω.

$$E=\int_{\omega} dE = n\int_{\omega} B\cdot d\omega = \int_{\omega} B\cdot\cos(\theta)\cdot d\omega \qquad (1)$$

де B – яскравість пучка; d_ω – вектор тілесного кута, що напрямлений з точки C в точку X і рівний по абсолютній величині тілесному куту d_ω; n – вектор нормалі до освітленої поверхні в точці X; θ – кут між вектором n та d_ω.

Для рівно яскравого освітлювача інтеграл по тілесному куті ω (1) можна замінити на інтеграл по контуру L :

$$E=\frac{B}{2}n\oint_{L} da$$

де L – контур, що обмежує поверхню освітлювача S; dα – елементарні вектори які напрямлені вздовж зовнішньої нормалі бічної поверхні конуса світлового пучка і мають довжину 60; dα – кута при вершині елементарного рівнобедреного трикутника з основою dL і вершиною в точці X (Рис. 3).

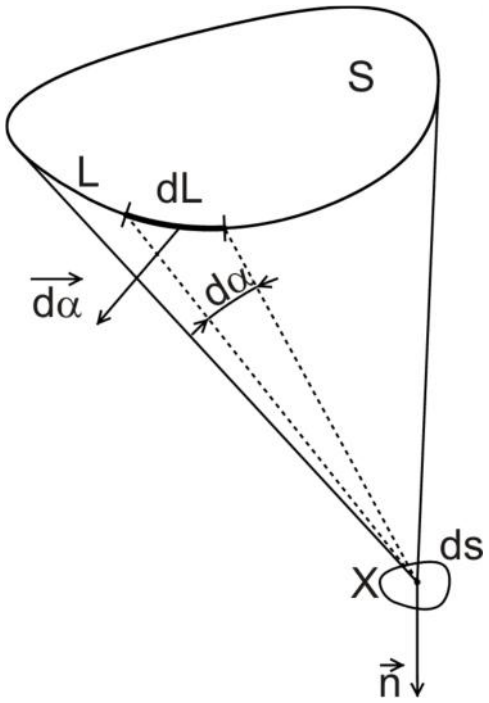


Рис. 3. Розрахунок світлового потоку від протяжного освітлювача

а) – інтегрування по контуру

Оскільки освітлювач має форму багатокутника, то конус променів вироджується в піраміду, а інтегрування по контуру можна замінити на суму

$$E=\frac{B}{2}n\sum_{i} a_i$$

де α_i – вектори рівні по абсолютній величині кутам при вершині піраміди і направлені вздовж зовнішніх нормалей її граней.

Висновки

Після проведення проведення всіх запланованих методів щодо підвищення ефективності роботи сенсора необхідно практично перевірити запропоновані методики, проаналізувати їх ефективність та точність роботи самого сенсору.

Для налаштування та діагностики сенсора розроблене технологічне програмне забезпечення для ЕОМ. Програма ANSYS взаємодіє з сенсором кута через системний послідовний інтерфейс та надає оператору доступ до вимірювальних та діагностичних функцій сенсора. ANSYS додатково реалізує ряд технологічних функцій як от оновлення мікропрограми контролера, контроль різниці показів каналів чи розрахунок калібрувальних коефіцієнтів. Технологічне програмне забезпечення для ЕОМ уможливилює налаштовування, тестування та юстування сенсора кута під час його виготовлення.

Література

1. А.с. SU641484 СССР : МПК2 G08 C9/06.Фотоэлектрический преобразователь угла поворота вала в код / В.Б. Богданович, П.В. Здрилюк, С.В. Свечников, И.Н. Хмелевский; заявитель и патентообладатель.Институт полупроводников АН УССР. – заяв. 10.07.77 2506404/18-24 ; опубл. 05.01.79 Бюл. №1.

2. Білинський Й. Й. Методи обробки зображень в комп’ютеризованих оптико-електронних системах: монографія / Й. Й. Білинський. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 272 с.

3. Кухарчук В. В Оптико-електронний засіб вимірювань кута повороту і кутової швидкості / Кухарчук В. В., Білинська М. Й. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – №5. – С. 16–19.

УДК 621.384.6

Оценка параметров стратосферного ионного двигателя

Рожковский О.И., к.т.н., доц. Цыбульский Л.Ю.

Проведена аналитическая оценка возможности использования аргона из воздуха для топлива ионного двигателя, предназначенного для работы в условиях стратосферы. Рассмотрены различные режимы эксплуатации ионного двигателя при изменении погодных условий и высоты барражирования.

Ключевые слова: стратосфера, дирижабль, ионный двигатель

Введение

Ионные двигатели относятся к классу электрических реактивных двигателей. Их отличительная особенность – источник энергии и рабочее вещество разделены, а передача энергии от источника к рабочему веществу осуществляется с помощью электромагнитных взаимодействий. Это позволяет получить высокие скорости истечения рабочего вещества и делает эти двигатели наиболее экономичными в космосе и стратосфере

Ионные двигатели рассматриваются как наиболее перспективные двигатели длительной эксплуатации в условиях стратосферы. Использование молекул воздуха в качестве рабочего вещества, а солнечного излучения – источника энергии, устраняет множество ограничений на использование ионных двигателей для управления летательными аппаратами в нижней стратосфере – на высоте 18-22 км. На рис.1 приведена схематически конструкция дирижабля с воздухозаборником для ионного двигателя.

Воздух содержит 0,934% по объёму молекул аргона. В отличие от кислорода и азота, молекулы аргона химически инертны и тяжёлее них: O ~ 16, N ~ 14, Ar ~ 40 а.е.м. ($6{,}63\cdot10^{-26}$ кг.). Инертность молекул Ar снимает значительные конструктивные и экологические ограничения на разработку и эксплуатацию ионного двигателя в условиях стратосферы. Возникает задача эффективного выделения из воздуха атомов аргона в количестве достаточном для создания необходимой тяги двигателя.

Методы сортировки газа на молекулы различного сорта различаются по физиической природе процессов: – механические; – масс-спектрометрические; – адсорбционные; – конденсационные; – мембранные; – лазерные (атомная оптика), и прочие. В свою очередь, они разделяются на методы технической реализации сортировки молекул. Комбинацией

перечисленных методов возможно сортировка молекул воздуха по массе и энергиям.

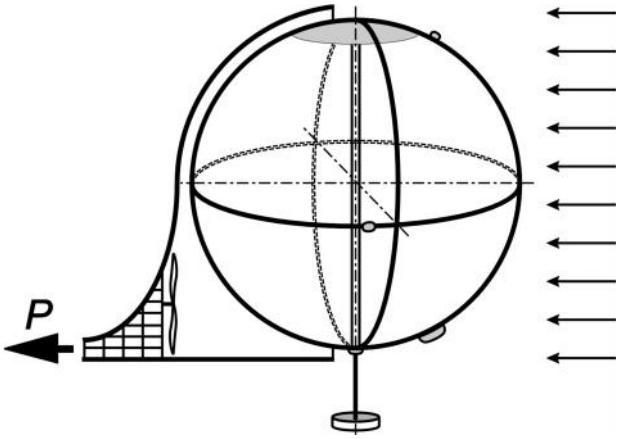


Рис. 1. Конструкция дирижабля с воздухозаборником и двигателем

1. Условия нижней стратосферы

В условиях стратосферы наиболее перспективным летательным аппаратом является дирижабль. Характерные размеры стратосферного дирижабля, для обеспечения подъёмной силы, составляют 100 м. С учётом отсутствия в стратосфере турбулентностей, весь воздух, падающий на поверхность дирижабля, может быть использован для извлечения аргона. Среднегодовая скорость ветра на широте Киева и высоте 20 км не превышает 10 м/с, при максимальной скорости в августе 25 м/с. Потоки воздуха в стратосфере строго ламинарные, скорость изменяются плавно с периодом в год [1].

2. Оценка ресурса рабочего вещества

Молекулярная концентрация воздуха на высоте 20 км составляет n =4,05·10^{24} м$^{-3}$ [2]. При скорости воздуха v=10 м/с на поверхность шара диаметром R=50 м за секунду ветер будет приносить

$$N = \frac{0,934}{100} n \cdot v \cdot \pi R^2 = 2,97 \cdot 10^{27} \qquad (1)$$

молекул аргона. Что составляет 4,9 кмоль.

Массовая доля молекул аргона составляет 1,292 %. Таким образом, если выделенный из воздуха аргон ускорить в 100/1,292=77,4 раз, он создаст такой же импульс, как и падающий на дирижабль ветер. Тем самым решается задача привязки дирижабля к географической координате. Для перемещения навстречу ветру необходимо увеличивать скорость выталкивания молекул из двигателя.

Оценим энергетические параметры.

Напряжение для разгона ионов аргона определяется законом Ньютона:

$$ma = qE,$$

где $a = v - v_0$ – ускорение иона, v и v_0 – конечная и начальная скорости; $E = \phi / d$ – напряжённость ускоряющего поля, ϕ – потенциал ускоряющего электрода двигателя, d – перемещение иона при ускорении. Если принять скорость на выходе равной 1000 м/с, начальную скорость нулевой, а перемещение иона при ускорении 1 м, то ускоряющий потенциал составит $\phi = mvd / q$ =4,14·10^{-3} В.

Ионы ускоряются в плоском зазоре, который представляет из себя система ускорения ионного двигателя. Тогда время ускорения составит

$$\tau = d\sqrt{\frac{2m}{q\phi}} = 1{,}4\cdot 10^{-2}\ \text{с}.$$

Если все молекулы аргона ионизировать то ток составит

$$I = qN/\tau = 3{,}36\cdot 10^{10}\ \text{А}.$$

А мощность системы ускорения составит $P = IU = 1{,}393\cdot 10^{8}$ Вт, что находится на уровне мощности современного реактивного двигателя. Учитывая, что дирижабль может нести солнечные элементы большой площади, необходимая мощность может быть получена.

На рис.2 представлена конструкция дирижабля с солнечным "парусом".

Для длительной эксплуатации ионного двигателя желательно снижать плотности тока, который влияет на скорости эрозии ускоряющих электродов. Габариты дирижабля позволяют изготавливать выходное сопло двигателя больших размеров. При радиусе сопла r=5 м и ускоряющем потенциале ϕ=5 кВ плотность тока составит

$$i = \frac{P}{U\pi r^2} = 354{,}675\ \text{А/м}^2 =$$

$$= 35{,}4675\ \text{мА/см}^2.$$

Такая плотность тока соответствует эксплуатационным параметрам современных двигателей.

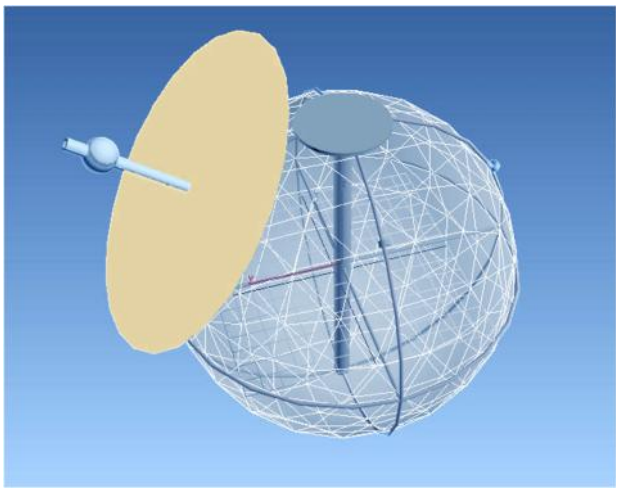


Рис. 2. Конструкция дирижабля с солнечным "парусом"

Проведенная оценка показывает возможность использование аргона из воздуха для ионного двигателя дирижабля.

Оценим количество молекул, падающих на поверхность дирижабля в отсутствии ветра. Температура воздуха на высоте 20 км составляет T =217 К [2].

Объем газа, ударяющийся о единицу поверхности в единицу времени [3]:

$$V_q = N_q / n = v_{ap} / 4\,,$$

где N_q – частота соударений молекул газа о поверхность, v_{ap} – среднеарифметическая скорость молекул, равная

$$v_{ap} = \frac{1}{n}\int_0^\infty v dn_v = \sqrt{\frac{8kT}{\pi m}} = 398{,}6\ \text{м/с},$$

где k – постоянная Больцмана, m – масса молекулы воздуха, равная $4{,}8\cdot 10^{-26}$кг. Соответственно

количество падающего воздуха на 1 м^2 составит

$$V_q = v_{ap} / 4 = 99{,}645767 \text{ м}^3/\text{с м}^2.$$

На поверхность шара диаметром 100 м будет падать

$$N = \frac{0{,}934}{100} n \cdot 4\pi R^2 =$$

$$= 1{,}188 \cdot 10^{27} \text{ мол},$$

в 2,5 раза меньше чем при ветре 10 м/с.

Для управления полётом стратосферного дирижабля планируется использовать различное направление ветра на разных высотах в пределах стратосферы. При этом будем изменяться давление воздуха, температура и скорость ветра. Двигатель в таких условиях будет работать в различных режимах, система ускорения ионов будет потреблять различную мощность. Плотность тока и ускоряющие напряжения будут так же постоянно изменяться.

На рис.3 приведены графики зависимости мощности ускорителя от молекулярной концентрации воздуха и скорости ветра v (м/с). Молекулярная концентрация зависит от высоты полёта дирижабля. Тем самым, графики отражают зависимость электрической мощности, расходуемой ускоряющим электродом ионного двигателя от положения в стратосфере.

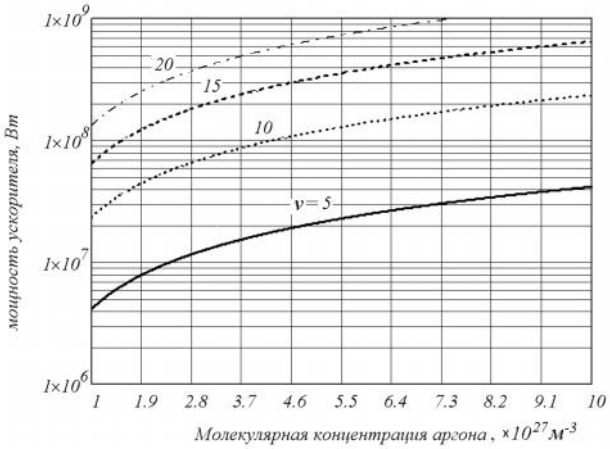


Рис. 3. Зависимость мощности ускорителя от молекулярной концентрации воздуха и скорости ветра v (м/с)

На Рис. 4 На рис.3 приведены графики зависимости плотности тока ионного двигателя от молекулярной концентрации воздуха и скорости ветра v (м/с).

Приведенные расчёты и графики показывают, что для управлением дирижаблем необходимы значительные мощности.

3. Источник энергии для двигателя

Для защиты оболочки дирижабля рационально покрыть его плёночными солнечными элементами. Но это недопустимо увеличивает массу дирижабля. Применение солнечных элементов, размещённых на диске, так же позволяет защитить оболочку. Диск диаметром 100 м имеет площадь 7854 м^2. В стратосфере солнечное излучение интенсивнее в три раза, чем на земле и отсутствуют облака. Современные солнечные элементы позволяют получать на земле 200 Вт/м^2, соответственно в стратосфере они могут отдавать 600 Вт/м^2. Общая

мощность такой электростанции получается 4,7 МВт, что значительно меньше необходимой мощности.

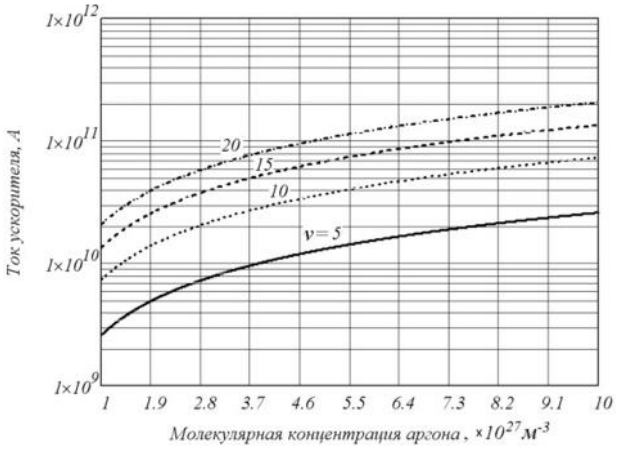


Рис. 4. Зависимость тока ионного двигателя от молекулярной концентрации воздуха и скорости ветра v (м/с)

Для решения проблемы надо повышать эффективность преобразования солнечной энергии в электрическую и увеличивать площадь сбора энергии.

Также можно использовать маневрирование по высоте. Перемещая дирижабль по вертикали, можно "ловить" нужный ветер и возвращать его в район барражирования.

Для маневрирования ночью необходимо накапливать топливо в баллонах высокого давления. Таким топливом может послужить водород получаемый гидролизом из воды. При температуре –56ºС на поверхности дирижабля будет конденсироваться вода. На солнце вода будет таять и стекать вниз дирижабля, где возможна её утилизация для получения водорода. Оценить количество воды в стратосфере проблематично. Источником воды в стратосфере является солнечный ветер, приносящий протоны, которые, долетая к стратосфере, становятся атомами водорода. Солнечный ветер в сторону Земли характеризуется непостоянством, что приводит к непостоянству количества воды в стратосфере.

4. Отбор аргона из воздуха

Молекулы, входящие в состав воздуха, имеют различные энергии ионизации:

Ar – 1519,6 кДж/моль (15,76 эВ);

N – 1401,5 кДж/моль (14,53 эВ);

O – 1313,1 кДж/моль (13,61 эВ).

К тому, же для разделения молекул азота и кислорода затрачивается энергия диссоциации связей:

N_2 – 942,9 кДж/моль (9,78 эВ);

O_2 – 493,57 кДж/моль (5,12 эВ).

Разница в энергии ионизации молекул воздуха позволяет разделить газы в узле ионизации двигателя.

Для определения полной мощности ионного двигателя необходимо оценить затраты мощности на ионизацию рабочего газа.

За секунду необходимо ионизировать 4,9 кмоль аргона. Энергия ионизации аргона 422,1 Ват·час/моль. Необходимая энергия для ионизации такого количества составит:

$4{,}9 \cdot 10^3 \cdot 422{,}1 = 2{,}1 \cdot 10^6$ Ват·час.

Эта большая мощность является незначительной долей в общей потребности мощности.

Выводы

Предложена методика оценки применения ионного двигателя для управления полётом стратосферного дирижабля. Расчёты показывают возможность использования аргона из воздух в качестве рабочего вещества, а солнечного излучения в качестве источника энергии. Хотя для реализации такого проекта, необходимо решить ряд сложных конструктивных задач: дирижабль должен нести солнечный "парус" в два раза больше собственного диаметра, а эффективность преобразования солнечной энергии необходимо увеличить в 5 раз.

Литература

1. Атмосфера .Справочник . под. ред. О. В. Лапина, О. Д. Рейнгеверц. – Л. Гидрометеоиздат. – 1991. – 509 с.
2. ISO 2533–75.
3. Розанов Л. Н.Вакуумная техника: Учеб. для вузов. – 2-е изд.,. – М.: Высш. шк. 1990. – 320 с.

УДК 58.035.1

Системи освітлення тепличних комплексів

Свістунов Н.В., Бевза О.М.

В умовах зростаючої кількості населення землі, а отже і збільшення потреб у продовольстві, постає проблема забезпечення якісними продуктами харчування в достатній кількості для нормального існування людства.

Сучасний сільськогосподарський комплекс не здатний задовільнити наростаючі потреби людства в повному обсязі, адже наразі знаходиться на межі своїх виробничих можливостей. Тому важливим є пошук шляхів стійкого масштабування сільського господарства зі збільшенням кількості вирощування продукції, але при цьому зменшенням площі, що займається та кількості ресурсів, що використовуються.

Одним з можливих шляхів такого масштабування є використання закритих систем – теплиць, умови в яких будуть підібрані таким чином, щоб на мінімальній кількості території та з використанням оптимальної кількості ресурсів, вдалося отримувати максимальну кількість врожаю не залежно від зовнішніх чинників, таких як погода, пора року чи географічне розташування.

Важливим компонентом таких теплиць є системи спеціального освітлення, які стимулюють ріст рослин, повністю або частково замінюючи природнє джерело енергії, тобто Сонце.

Світло – це електромагнітне випромінювання у діапазоні довжин хвиль від 380 до 780 нанометрів (із частотою 750 – 395 ТГц), яке може сприйматися людським оком.

Розширюючи поняття світла, можемо називати ним будь-яке електромагнітне випромінювання, границі котрого знаходяться в діапазоні від одиниць нанометрів до десятих частин міліметра, тобто охоплюючи також ультрафіолетове та інфрачервоне випромінювання.

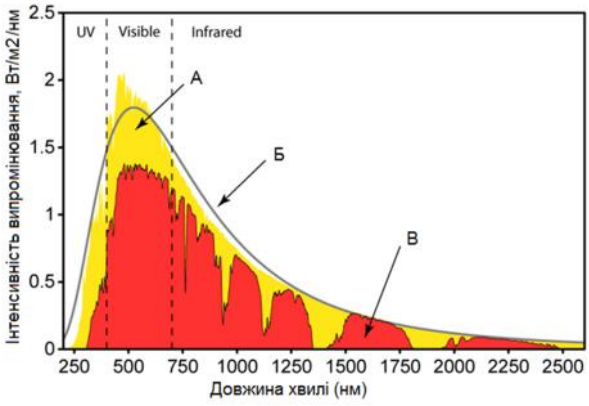


Рис. 1. Спектр сонячного випромінювання (А – Сонячна радіація біля верхніх слоїв атмосфери; Б – ідеальний тепловий випромінювач, тобто абсолютно чорне тіло при температурі 5250 °С; В –

випромінювання на рівні моря).

Світло являється незамінним джерелом енергії для переважної більшості форм життя. Рослини, поглинаючи сонячне випромінювання, синтезують різноманітні хімічні сполуки, тим самим запасаючи енергію для свого росту та розвитку. Спектр сонячного випромінювання зображений на Рис. 1.

Як бачимо з Рис. 1, максимум випромінювання сонця приходиться приблизно на 500 нм, проте сонячна радіація, проходячи через атмосферу Землі, втрачає частину потужності через Релеївське розсіювання, яке найбільш сильно проявляється на довжинах хвиль до 500 нм. Саме тому максимум потужності радіації Сонця, яка доходить до поверхні Землі, зсувається до 550 нм, що відповідає зеленому кольору.

Проте, найчастіше саме ця довжина хвиль являється найменш ефективною з точки зору вирощування рослин. Основна хімічна реакція, яка забезпечує рослини поживними речовинам – це фотосинтез, що протікає в так званих хлоропластах завдяки зеленому пігменту хлорофілу [2].

Спеціаліст по фізіології рослин, К.А. Тимірязєв проводив досліди з дослідження спектру поглинання хлорофілу. Він направляв промінь сонячного світла на розчин хлорофілу та, при подальшому його пропусканні через призму, спостерігав значне зниження інтенсивності деяких частин спектру в районі червоного та синє-фіолетового кольорів.

Пізніше було уточнено, що максимум поглинання хлорофілу a припадає на 429 та 660 нм, а хлорофілу b – 453 та 642 нм.

Спектр поглинання хлорофілів a та b зображений на Рис. 2.

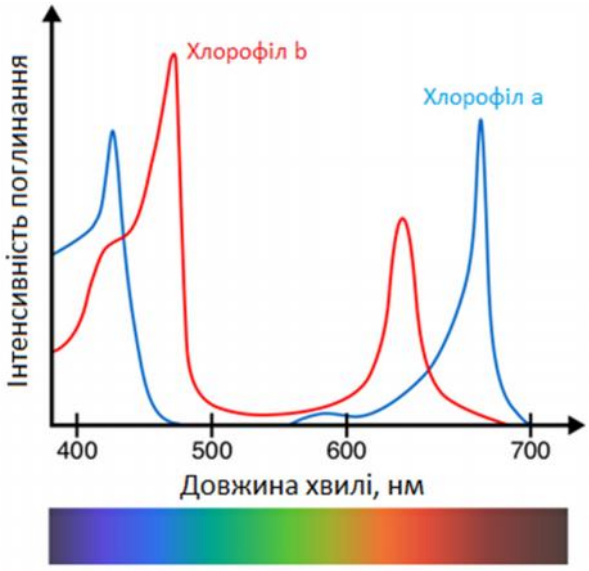


Рис. 2. Спектр поглинання хлорофілів a та b.

Також в процесі фотосинтезу беруть участь пластиди під назвою каротиноїди, максимум їх поглинання знаходиться приблизно на 460 нм. Окрім названих вище, існують форми хлорофілу, максимум поглинання яких припадає на 700 – 720 нм.

Як бачимо з Рис. 2, при вирощуванні рослин в умовах штучного освітлення необхідно забезпечувати їх таким спектральним складом випромінювання, яке забезпечувало б максимальну активність рослин, тобто максимальну інтенсивність фотосинтезу [4].

При проектуванні системи штучного освітлення необхідно враховувати наявність в спектральному складі

випромінювання наступних складових:

- випромінювання синього кольору довжиною хвилі приблизно 430 – 455 нм;
- випромінювання червоного кольору довжиною хвилі в діапазоні 640 – 660 нм;
- червоне випромінювання довжиною хвилі 700 – 720 нм;
- ультрафіолетове випромінювання з довжиною хвилі 380 – 400 нм.

Аналізуючи спектри випромінювання найбільш розповсюджених джерел світла, було виявлено наступне.

Випромінювання металогалогенних ламп має багатий спектральний склад з максимумами в районі 520 та 590 нм, але його можна регулювати за рахунок введення в розряд різноманітних елементів. Такі лампи можна використовувати для штучного освітлення теплиць, проте максимальних результатів вони не дадуть [1].

Натрієві лампи високого та низького тиску мають максимум випромінювання на довжині хвиль 580 – 620 нм, що робить їх неефективними у використанні для проектування систем штучного освітлення.

Найкращим варіантом джерела світла для системи штучного освітлення можна вважати світлодіод.

Спектр випромінювання світлодіоду залежить від ширини забороненої зони p-n переходу та від типу люмінофору, тому можливо виготовити світлодіоди, спектри випромінювання яких будуть точно співпадати із спектрами максимальної фотосинтетичної активності хлорофілу. Комбінуючи світлодіоди із різними спектрами випромінювання, можна створити таку мультиспектральну систему освітлення, яка б максимально задовольняла потреби рослин [3].

Серед інших переваг у використанні світлодіодів як основних джерел світла для мультиспектральних систем освітлення рослин необхідно відмітити такі:

- Простота регулювання потужності світлового потоку, завдяки чому можна імітувати зміну інтенсивності сонячної радіації впродовж дня.
- Висока енергоефективність, що дозволить зменшити собівартість вирощуваного урожаю, а також вартість утримання теплиці.
- Висока світлова віддача, окрім зменшення енергозатрат на зменшенні кількості джерел світла, дозволить задовольнити потреби різних рослин в інтенсивності освітлення.
- Направленість світлового потоку дозволить зменшити втрати на розсіюванні та сконцентрувати світловий потік на рослинах.

На базі світлодіодів можна розробляти прости та ефективні системи освітлення, які, завдяки автоматизації, дозволять зменшити кількість обслуговуючого персоналу

для теплиці, а також нададуть можливість створювати певні програми освітлення, які будуть автоматично змінюватися впродовж доби.

Проектуючи систему освітлення теплиці на базі світлодіодних джерел, необхідно враховувати такі основні параметри:

1. Рівні напруги в системі для живлення світлодіодної системи та системи керування.
2. Загальна споживана потужність системи та окремих її модулів.
3. Світлова ефективність, яка розраховується за формулою 1.

$$E = \frac{F}{P}\left[лм / Вт\right], \qquad (1)$$

де F – це світловий потік, P – загальна потужність, що підводиться до джерела світла.

4. Світловий потік – фізична величина, що характеризує світлову віддачу джерела. Вимірюється люменах.
5. Сила світла – фізична величина, що характеризує величину світлової енергії, яка переноситься в певному напрямку. Вимірюється в канделах і розраховується за формулою 2.

$$\mathrm{I} = \frac{\mathrm{F}}{\Omega}, \qquad (2)$$

6. де Ω - тілесний кут в стерадіанах.
7. Освітленість – тобто рівень освітленості поверхні, що створюється світловим потоком, який падає на цю поверхню.

Виходячи з наведених вище базових параметрів, було виконано розрахунок системи освітлення за наступним алгоритмом.

1. Було обрано клас рослин, для яких буде використовуватися система освітлення.
2. Виходячи із обраного класу рослин і їх потреб в освітленості, а також враховуючи необхідну для них площу, було розраховано необхідний світловий потік, що створюється світлодіодними джерелами, а також силу світла в напрямку рослин. Дані розрахунки проводилися при обраній висоті розташування джерел світла над рослинами.
3. Після розрахунку параметрів джерела світла, були підібрані такі світлодіоди, які забезпечують необхідне спектральне різноманіття у кількості, достатній для створення необхідного світлового потоку, який задовольняв би обраний клас рослин. Максимальний внесок світлодіодів в загальний світловий потік був підібраний із такого співвідношення: червоний (660 нм) – 60%, синій (445 нм) – 30%, ультрафіолетовий (380 нм) – 5 %, червоний (720 нм) – 5%.

4. Враховуючи електричні параметри світлодіодів та рівні напруги живлення пристрою, було розроблено схему керування світлодіодами окремо по кожній групі кольору, після чого був проведений розрахунок необхідної силової елементної бази.

Після розрахунку параметрів джерела освітлення був створений макет, функціональна схема якого зображена на Рис. 3.

Даний макет реалізує елемент системи освітлення і функціонує наступним чином.

Через роз'єм живлення подається мережева напруга 220 В, яка перетворюється блоком живлення на постійну напругу двох рівнів. 12 В використовується для живлення світлодіодного блоку через силовий блок. 5 В використовується для живлення мікроконтролеру та Wi-Fi модулю.

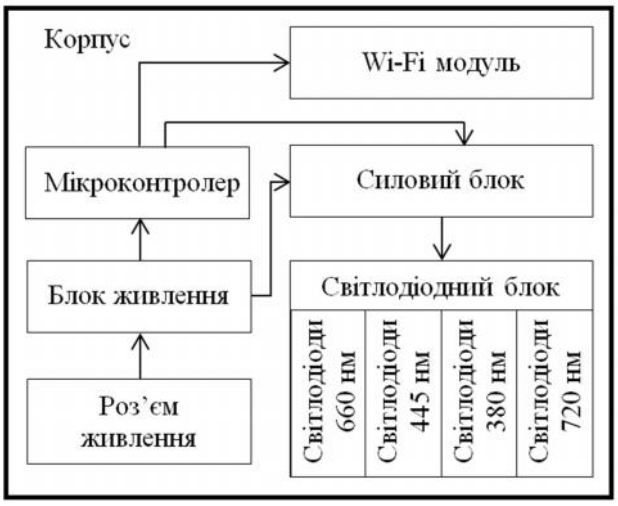


Рис. 3. Функціональна схема пристрою системи освітлення.

Wi-Fi модуль приймає інформацію щодо необхідного рівня освітлення та передає її на мікроконтролер.

Мікроконтролер, отримавши інформацію, змінює керуючий параметр силового блоку, завдяки чому відбувається зміна інтенсивності світлового потоку кожної з груп світлодіодів.

Висновки.

В даній роботі було описано умови ефективного вирощування рослин з точки зору проблем освітлення. Приведені рекомендації щодо оптимального спектрального складу штучних джерел освітлення для рослин. На базі перелічених переваг були рекомендовані світлодіодні джерела світла як основні для проектування систем штучного освітлення, а також був приведений ряд основних параметрів, які необхідно враховувати при проектуванні системи штучного освітлення.

Було описано алгоритм розробки мультиспектрального джерела освітлення на базі рекомендованих до розрахунку параметрів, а також приведено функціональну схему розроблюваного пристрою. Ефективність такої схеми залежить напряму від обраної елементної бази і може бути досить високою.

Література

1. Велит І.А. Вибір джерела світла для оптичного опромінення рослин томатів, огірків та розсади/ І.А Велит // Системи

управління, навігації та зв'язку. – 2013. – №1(25). – С. 128-132.

2. Гавриш С.В. Джерела світла для рослиництва/ С.В. Гавриш // Комунальне господарство міст. – 2002. – №138. – С. 237-244.
3. Андрійчук В.А. Енергоощадні джерела світла для світлокультури рослин / В.А. Андрійчук // Світлотехніка. – 2014. - №1. – С. 41 – 47.
4. Бєліков О.Є. Штучне освітлення рослин захищенного ґрунту. / О.Є. Бєліков // Наукові праці. Екологія. – 2014. №220. – С. 20 – 23.

УДК 535.371

Спектры поглощения и отражения нанокомпозитных структур на основе серебра

Секер В.П., Бабыч Б.Б., к.т.н., доц. Мачулянский А.В.

В настоящее время активно ведутся исследования, связанные с возбуждением локализованного плазмонного резонанса наночастиц металлов. Привлекательность наноплазмоники состоит, прежде всего, в том, что благодаря плазмонам можно концентрировать электромагнитную энергию в малых объемах. Плазмоны обладают гигантским дипольным моментом и являются эффективными посредниками при взаимодействии этих малых объемов со световой волной. Данное резонансное взаимодействие сопровождается рядом оптических эффектов, таких как увеличение эффективности поглощения света, усиление люминесценции и комбинационного рассеяния, которые успешно применяются для повышения эффективности работы преобразователей энергии, управления светом в оптоэлектронике, повышения разрешающей способности микроскопов.

В оптике наноструктур остается еще много нерешенных вопросов как фундаментального, так и технологического характера. С теоретической точки зрения важной проблемой является в последовательном учете поверхностных эффектов при описании коллективных электронных возбуждений в системах с большим числом электронов. Решение этих проблем позволит проектировать и создавать функциональные устройства на основе наноструктурных систем с заданными характеристиками [1].

Целью данной работы является исследование влияния структурных параметров нанокомпозитов на основе наночастиц серебра на спектры поглощения и отражения.

Предметом исследования являлись нанокомпозиты на основе наночастиц серебра в матрице диоксида титана толщиной 1мкм нанесенный на стеклянную подложку толщиной 3 мм.

Для моделирования спектральных характеристик отклика наноструктурных композитов на электромагнитное излучение использовано методику на основе метода матриц переноса, представленного в работе [2].

В качестве входных данных наноразмерных пленок серебра использовались результаты, полученные нами с помощью

экспериментально-аналитического метода, которые представлены в работе [3]. В свою очередь в качестве электромагнитных параметров оксида титана использовались данные, представлены в работе [4].

Примеры спектральных зависимостей коэффициента поглощения и отражения наносистем на основе наночастиц серебра в оксиде титана в спектральном диапазоне от 0,3 до 1,2 мкм представлены на Рис. 1 и Рис. 2 соответственно.

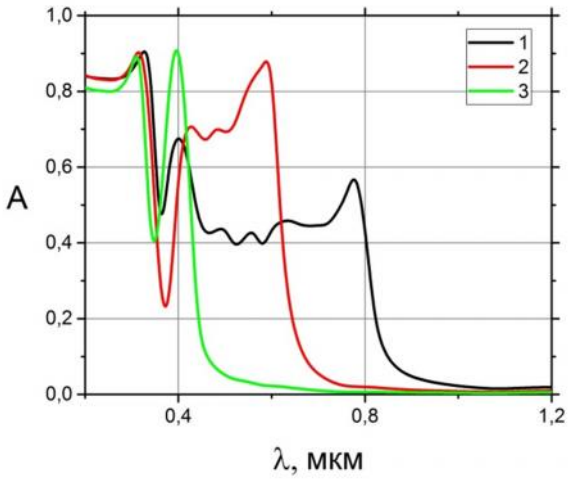


Рис. 1. Спектральная зависимость коэффициента поглощения нанокомпозитов на основе наночастиц серебра при различных значениях их концентрации: 1 – f=30%; 2 - f=50%; 3 - f=80%

Из рисунка 1 видно, что При изменении концентрации наночастиц серебра в диэлектрической матрице диоксида титана в интервале от 30 до 80 процентов приводит к увеличению коэффициента поглощения от 0,05 до 0,8 в диапазоне длин волн 0,3-0,8 мкм. Повышая концентрацию наночастиц серебра край полосы поглощения смещается от 0,8 до 0,4 мкм. При этом уровень поглощения увеличивается от значений 0,56 (при степени заполнении 30% и длине волны 0,78 мкм) до 0,9 (при степени заполнения 80% и длине волны 0,4 мкм). При этом ширина полосы поглощения уменьшается.

На спектральных зависимостях коэффициента отражения (рис.2) наблюдается смещение края полосы отражения от длины волны 0,8 мкм до 0,4 мкм при увеличении степени заполнения наночастиц серебра от 30% до 80%.

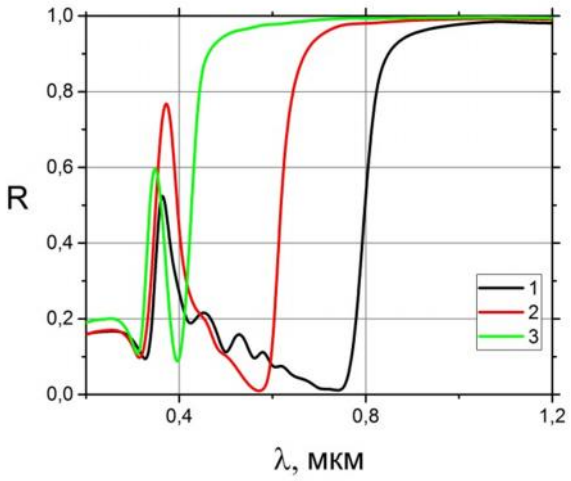


Рис. 2. Спектральная зависимость коэффициента отражения нанокомпозитов на основе наночастиц серебра при различных значениях их концентрации: 1 – f=30% ; 2 - f=50%; 3 - f=80%

Выводы

Таким образом, сравнительный анализ спектральных зависимостей коэффициента поглощения и

отражения наносистем на основе наночастиц серебра в оксиде титана в спектральном диапазоне от 0,3 до 1,2 мкм показал, что при достижении заполнения металлических наночастиц в нанокомпозите порядка 30% величина поглощения достигает максимального значения при длине волны 0,3 мкм. При повышении концентрации наночастиц серебра наблюдается смещение максимума поглощательной способности в коротковолновую область спектра а уровень поглощения увеличивается от 0,56 (при степени заполнении 30% и длине волны 0,78 мкм) до 0,9 (при степени заполнения 80% и длине волны 0,4 мкм). При этом ширина полосы поглощения уменьшается. На спектральных зависимостях коэффициента отражения наблюдается смещение края полосы отражения от длины волны 0,8 мкм до 0,4 мкм при увеличении степени заполнения наночастиц серебра от 30% до 80%.

Полученные результаты представляют интерес для прогнозирования спектральных характеристик поглощения и отражения композитов на основе наночастиц серебра для использования в качестве оптических фильтров, преобразователей энергии, в оптоэлектронике и микроскопии.

Литература

1. Li F., Tang H., Anderegg J., Shinar J. Fabrication and electroluminescence of double–layered organic light emitting diodes with the A1203/A1 cathode //Appl. Phys. Lett. – 1997. – Vol. 70. – P. 1233–1239.

2. Калитеевский М.А., Программа для расчета распространения света в слоистых средах // Окно в микромир. 2002. Выпуск 4, 48с.

3. Бондарь Е.А., Мачулянский А.В., Родионов М.К Оптическая проводимость и удельное поглощение мезоскопических металлических частиц // Журнал прикладной спектроскопии. – 1992. – Том 56. – №3. – С. 441–445.

4. Золотарев В.М., Морозов В.Н., Смирнова Е.В. Оптические постоянные природных и технических сред.// Л.: Химия, Ленинградское отделение. 1984, 215 с.

УДК 681.586.5

Волоконно-оптичні датчики амплітудної модуляції

Семенюк А.О., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М.

Вступ

Удосконалення систем автоматичного контролю і управління різними об'єктами, процесами, виробництвами багато в чому визначається досягненнями в області вимірювальних перетворювачів (датчиків). Багато датчиків, що виробляються, не завжди задовольняють споживача по таким показниками, як розміри, точність, допустимі умови експлуатації. Останнім часом сформувалося направлення, що використовує оптичне випромінювання і унікальні властивості оптичних середовищ для реєстрації різних фізичних впливів. Цьому сприяли також успіхи в технології волоконних світловодів, які призвели до широкого їх використання для передачі інформаційних сигналів. Елементи, які використовуються в волоконно-оптичних датчиках, є абсолютно пасивними по відношенню до електрики, що дозволяє застосовувати їх в різних галузях. Вони виявляються конкурентоспроможними в тих випадках, коли необхідно забезпечити роботу в умовах сильних електромагнітних полів, в агресивних і вибухонебезпечних середовищах спільно з волоконно-оптичними лініями зв'язку. Волоконно-оптичний датчик використовує оптичне волокно або як чутливий елемент, що здатен відчувати зміну різних заданих величин і використовує, в основному, одномодове волокно («внутрішні датчики»), або як засіб ретрансляції сигналів від віддаленого датчика до електронного блоку, який обробляє сигнали і використовує багатомодове волокно («зовнішні датчики»). В даний час це вже визнаний напрямок розвитку вимірювальних перетворювачів, в рамках якого створені датчики тиску, зусилля, переміщення, швидкості, акустичних навантажень, напруженості електричного і магнітного полів і т. д.

Принцип роботи

Чутливим елементом волоконно-оптичних датчиків є волоконні брегівськими решітки. Волоконна брегівська решітка представляє з себе селектуюче дзеркало. Це означає, що якщо завести в оптоволокно випромінювання від широкосмугового джерела, то назад відіб'ється світло з дуже вузькою спектральної смугою з центром на довжині хвилі Брегга.

Світло, що залишилося продовжить йти в оптоволокні без будь-яких втрат. Довжина хвилі Брегга визначається періодом решітки і показником заломлення серцевини.

Технологія волоконних брегівських решіток дозволяє розміщувати безліч датчиків в одній оптоволоконної лінії і виробляти абсолютні вимірювання без калібрування. Ці унікальні особливості роблять цю технологію найбільш підходящим і надійним рішенням для тривалого моніторингу.

Розглянемо функціонування оптичного волокна. Сучасне оптичне волокно складається з серцевини, по якій поширюється світло, і оболонки. Зовні вона закрита полімерною плівкою. Серцевиною є нитка з пластика або скла з певними добавками (як правило, германій) для підвищення коефіцієнта заломлення. Коефіцієнт заломлення серцевини n1 приблизно на 0,01 ... 0,02 перевищує коефіцієнт заломлення оболонки n2. Завдяки цьому промінь світла, спрямований в серцевину, поширюється по ній, багаторазово відбиваючись від кордону розділу «серцевина-оболонка».

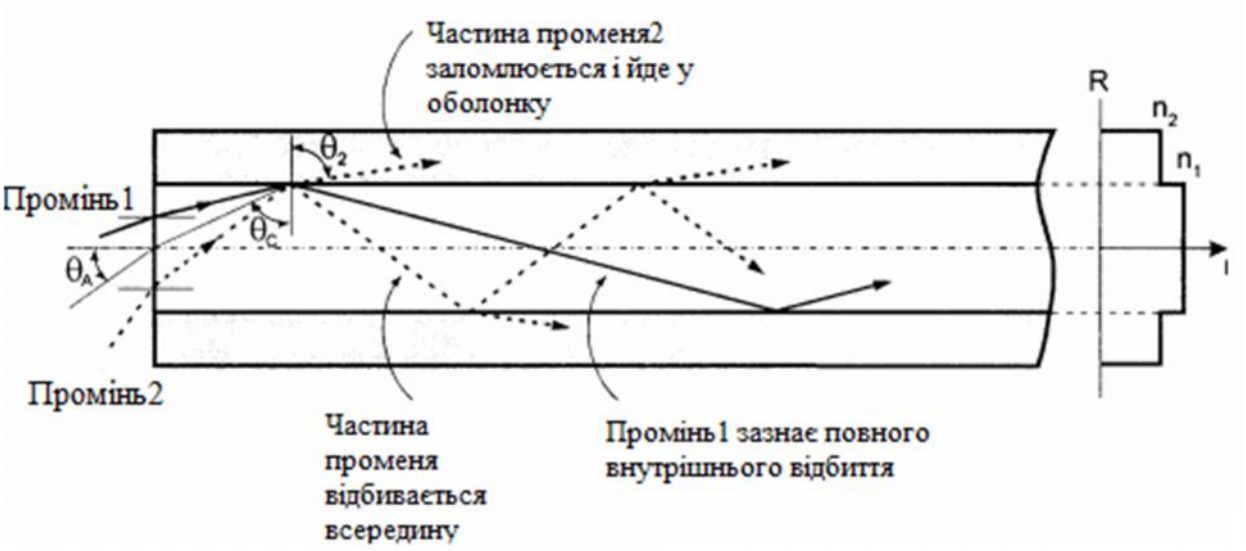


Рис. 1. Поширення світла у волоконному світловоді

Найважливішою характеристикою оптоволокна є числова апертура NA - максимально можливий кут, з яким світло, введений в волокно, може поширюватися в ньому. Числова апертура визначається коефіцієнтами заломлення сердечника і оболонки і виражається як: $NA = n1\sqrt{2\Delta}$,

$$\text{де } \Delta = \left(\frac{n1}{n2}\right) - 1.$$

Якщо кут введення променя світла в сердечник менше NA, то він зазнає повне внутрішнє віддзеркалення і поширюється тільки в ньому (промінь 1 на Рис. 1). При порушенні цієї умови частина вводиться випромінювання заломлюється і йде в оболонку, а частина - відбивається всередину сердечника (промінь 2).

З числовою апертурою пов'язана нормована частота. Вона визначає, скільки мод (спрощено - оптичних

променів під різними кутами) може поширюватися в даному волокні. Нормована частота F обчислюється за такою формулою:

$$F = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cdot a \cdot NA$$

де a - діаметр сердечника; λ - довжина світлової хвилі. Для оптичних волокон існує граничне значення Fc. Для розглянутого оптичного волокна із ступінчастим зміною показника заломлення Fc = 2,045. Якщо розраховане значення F перевищує цю величину, то поширюється безліч мод і волокно називається багатомодовим. В іншому випадку поширюється одна мода і волокно є одномодовим. Багатомодові оптичні волокна технологічні, легко з'єднуються з джерелами і детекторами випромінювання, а також з іншими волокнами. Недолік такого волокна - порушення когерентності джерела, тому воно може бути використано для передачі інформації тільки про інтенсивність оптичного сигналу.

В одномодових волокнах може використовуватися поляризація і фаза когерентного джерела, наприклад, напівпровідникового лазера, і на його основі можлива побудова датчиків з волокном як чутливий елемент. Основний недолік одномодового волокна - висока чутливість до зовнішніх механічних впливів і відносна складність сполучення з іншими оптичними компонентами. Зовнішній діаметр багатомодових і одномодових волокон однаковий і рівний 125 мкм. Діаметр серцевини у многомодового волокна - 50 мкм при $\Delta \approx 1\%$, а у одномодового - 10 мкм при $\Delta \approx 0{,}3\%$.

Різновиди

Основні структури волоконно-оптичних датчиків засновані на використанні наступних властивостей:

1. Зміна характеристик оптичного волокна при механічному впливі. Робота таких датчиків заснована на таких фізичних явищах, як ефект Фарадея, ефект Керра. На цих принципах будують датчики, що реагують на зміну тиску, на вплив радіації. У них використовують люмінесцентне волокно.
2. Зміна параметрів випромінювання що проходить через оптичне волокно. Робота цього типу датчиків заснована на перетворенні «фізична величина - світло». Чутливим елементом в цього типу датчиках може бути як сам вимірюваний об'єкт, так і спеціальний елемент, що прикріплюється до нього.
3. Зміна параметрів чутливого елемента закріпленого на торці оптичного волокна.

Рис. 2. Функціональні можливості волоконно-оптичного чутливого елементу, що працює на основі зміни фази світла

В якості зовнішніх чутливих елементів найбільш часто використовуються

мембрани і інші пружні елементи, на яких встановлюються шторки або решітки, що перекривають світлові потоки. В основі цих волоконно-оптичних датчиків лежить механічний принцип зсуву того чи іншого оптичного елемента (решітки, шторки, дзеркала, торця волокна) в результаті зовнішніх впливів.

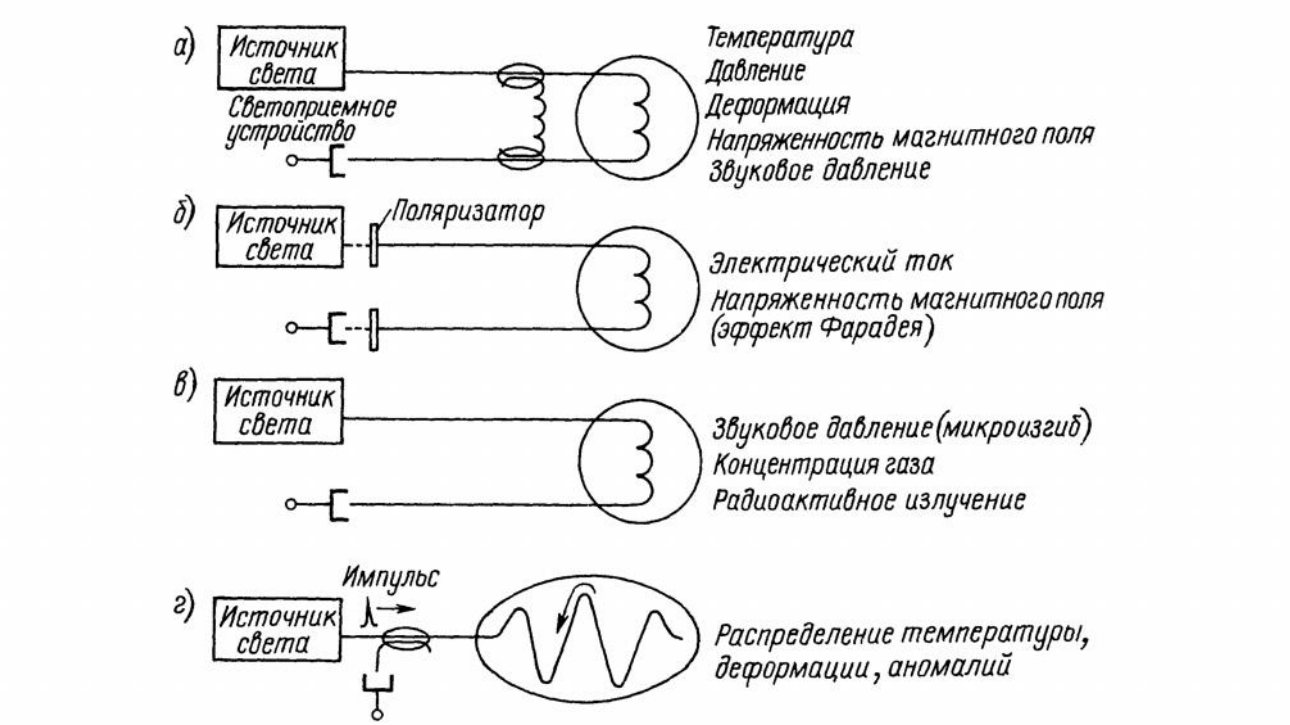


Рис. 3. Узагальнені схеми і об'єкти вимірювань датчиків з волоконно-оптичним чутливим елементом, що працює на основі зміни фази (а), обертання

площини поляризації (б), зміни втрат (в), розсіювання (г)

ВОД амплітудної модуляції

Амплітудна модуляція випромінювання (безпосередня модуляція по інтенсивності) найбільш зручна для подальшої обробки вихідного сигналу оптичного датчика. Більшість схем амплітудної модуляції не вимагає використання когерентного випромінювання, але слід зазначити, що деякі з них можуть бути реалізовані лише при роботі з поляризованим випромінюванням. Схеми амплітудної модуляції не пред'являють практично ніяких спеціальних вимог ні до джерела, ні до приймача випромінювання і не потребують додаткової схеми, що обробляє вихідний сигнал датчика, так як амплітудно-модульований сигнал безпосередньо реєструється за допомогою звичайного фотоприймача.

Амплітудна модуляція оптичного сигналу може бути здійснена за рахунок:

1. безпосереднього ослаблення світла в середовищі при зміні ванні коефіцієнта поглинання x;
2. зміни поперечного перерізу оптичного каналу;
3. зміни відбивної (поглинальної) здатності при варіації показника заломлення n, в тому числі порушення повного внутрішнього відбиття (ПВВ);
4. керованого зв'язку хвилеводів при зміні n;
5. отримання додаткового випромінювання при впливі вимірюваного фізичного фактора.

ВОД а.м. на основі модуляції випромінювання при проходженні через середовище зі змінним пропусканням

Відповідно до закону Бугера - Ламберта випромінювання, що пройшло шлях / в деякому середовищі з коефіцієнтом поглинання x, послаблюється в exp (x /) раз. Тому управління випромінюванням в оптичному каналі, що пов'язує джерело і приймач випромінювання, може здійснюватися за рахунок безпосереднього впливу на коефіцієнт x поглинання речовини.

Реєстрація змін поглинальної здатності речовини використовується, наприклад, для аналізу складу газових потоків. Спеціальна кювета забезпечує велику довжину шляху оптичного випромінювання в газовому середовищі, що дозволяє виявити досить слабкі лінії поглинання і по ним ідентифікувати газову суміш. Для вимірювання коефіцієнта поглинання x може використовуватися лазер, випромінювання якого вводиться за допомогою волоконних світловодів в багатопрохідну кювету, розташовану у віддаленій точці вимірювання (Рис. 3.2). Абсорбційний метод заснований на строгій залежності довжини хвилі поглинання від складу газової суміші. використовуючи лазер з перебудовується довжиною хвилі,

можна вимірювати спектральну залежність абсорбції газової суміші.

Висновки

Завдяки своїм особливостям ВОД здатні виконувати свої функції у таких умовах та середовищах, в яких сенсори з інших матеріалів та з іншими принципами роботи були б неконкурентноспроможними або взагалі б не працювали. Тому напрям є дуже перспективним. Також можливими застосуваннями є інтегрально-оптичні технології, які дозволять об'єднати електронні схеми обробки і мікрооптичні компоненти в одному кристалі або мікромодулі, що значно знизить собівартість волоконних датчиків і підвищить їх експлуатаційні характеристики. До того ж, ведуться роботи по використанню ВОД у мікроелектромеханічних (МЕМС) системах.

Література

1. Бусурин В. И., Носов Ю. Р. Б 92 Волоконно-оптические датчики: Физические основы, вопросы расчета и применения.— М.: Энергоатомиздат, 1990.-256 с: ил. – ISBN 5-283-01523-8

2. Э. Удд. Волоконно-оптические датчики / под ред.Э. Удда. — М.: Техносфера, 2008. — С. 17. — ISBN 978-5-94836-191-8.

3. Окоси Т. и др. 037 Волоконно-оптические датчики/Т. Окоси, К. Окамото, М. Оцу, Х. Нисихара, К. Кюма, К. Хататэ; Под ред. Т. Окоси: Пер. с япон.— Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.—256 с: ил. ISBN 5-283-02466-0 (СССР); ISBN 4-274-03123-3 (Япония)

УДК 621.385.69

НВЧ-синтезатор частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях

Терих В.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.

Для генерації надвисоких частот зазвичай застосовується спосіб, побудований на принципі поєднання схеми синтезатора частоти з генератором, що керується напругою на кварцовому задавальному генераторові. Для реалізації даного задуму було винайдено (і продовжується пошук вирішення даного питання) безліч схем поєднання цих структурних компонентів, проте для стабілізації надвисоких частот необхідно застосувати діелектричні високодобротні резонатори [1].

В свою чергу не стоїть на місці і розвиток приймально – перетворювальних систем, який призвів до пошуку рішень вдосконалення НВЧ-пристроїв, а саме: зменшення габаритних розміри; збільшення продуктивність та забезпечення енергоефективності пристроїв. Застосування традиційних підходів для реалізації схеми опорного генератора, таких як поверхнево – акустичні хвилі або кварцовий задавальний елемент, не забезпечує вимог стабільності, а також завдає проблеми при переналаштуванні частот, що призводить до обмеженого застосування радіопристроїв, як наприклад обмеження в багатоканальності.

Пристрої на основі об'ємно-акустичних хвиль застосовуються для генерації та вибірковості сигналів приймально-перетворювального обладнання та мають ряд наступних переваг над пристроями з використанням ПАХ, а саме:

- більша добротність;
- менший вплив зовнішніх полів;
- кращі властивості до «захоплення» акустичної енергії.

Для апаратури, що працює в діапазоні 2÷20 ГГц складно створити задовільні умови для роботи на основі ПАХ-хвиль та LC-компонент.

Одним із варіантів вирішень даної проблеми є необхідність використання при розробці НВЧ – акустоелектричних пристроїв тонкоплівочної п'єзокристалычні структури, товщина якої порівняно з довжиною акустичних хвиль, повинна бути в рази меншою.

На сьогоднішній день, представлення наступна класифікація опорних задавальних генераторів , а саме [2]:

1. ГКН – генератор керований напругою. Пристрій працює у діапазоні 1÷8 ГГц, застосовуючи розв'язку на підсилювачі для польових транзисторах та діоди Ганна.
2. Даний вид генератора використовується з метою застосування в умовах перевантажень та можливого впливу високих температур.
3. Діелектричні резонатори – генератори що стабілізовані по частоті. Такий вид потребує застосування високо добротних матеріалів, а також подільників та помножувачів частоти, що при зменшенні габаритів пристрої призводить до збільшення відносної нестабільності.
4. Кварцова стабілізація гетеродинного типу. Застосовується в радіоелектронному обладнанні бортових та наземних систем зв'язку і вимагає додаткових мір для поліпшення якості сигналу (віброзахист тощо).
5. Генератор на поверхнево-акустичних хвилях - забезпечує зменшення масо-габаритних показників, але прямо пропорційно збільшуються шумові складові сигналу зі збільшенням його частоти, що в свою чергу, унеможливлює їх застосування в НВЧ – приладах.

Розглянемо пристрій, однією із складових якого є джерело опорних коливань, де застосовується резонатор на об'ємно-акустичних хвилях (ОАХ). Даний вид високоінтенсивного джерела коливань не створює взаємного електромагнітного перекриття, що в свою чергу дозволяє створювати суцільні монололітні схеми малошумних опорних генераторів.

Існує декілька конструкцій плівкових резонаторів, проте найкращий серед них є резонатор з Бреггівським відбивачем (Рис. 1), який призначений для ізоляції тонко плівкового відбивача від підкладки. Такі резонатори переважно виконані на основі плівок молібдену та алюмінію, а в якості матеріалу п'єзоелектричного шару використовується оксид цинку. Електроди резонатору також виконуються з алюмінію. Зазвичай використовується 5 пар шарів молібдену та алюмінію. На добротність, в свою чергу, сильно впливає шорсткість поверхні плівок алюмінію, що є низькоімпедансним шаром резонатору і її підвищення небажане.

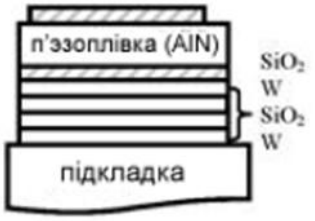


Рис. 1 Резонатор з Бреггівським відбивачем.

Наявність фазових шумів в синтезаторі частот окрім опорного генератора залежать і від принципу побудови самого синтезатора, тобто від кілець автоналаштування частоти

(ФАПЧ), або перетворювача частоти керуючого генератора в колі зворотного зв'язку. Це призводить до множення частоти опорного генератора для перетворення сигналу.

Фазові шуми генератора визначаються шумовими характеристиками підсилювача та добротністю резонатора. Важливим параметром таких компонентів є крутизна фазочастотної характеристики . Для цього застосовується схема увімкнення зі складанням фазових зсувів окремих резонаторів [3] (Рис. 2.).

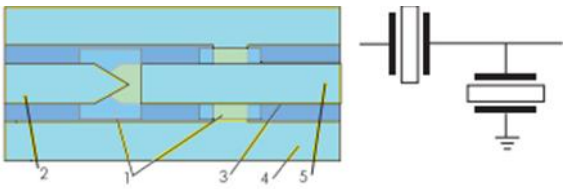


Рис. 2. Підвищена крутизна ФЧХ

де, 1 – плівка п'єзоелектрика, 2 – вхідна компланарна лінія, 3 – підкладка, 4 – екран, 5 – вихідна компланарна лінія

Модель НВЧ – синтезатора на ОАХ можна представити у такому вигляді (Рис. 3)

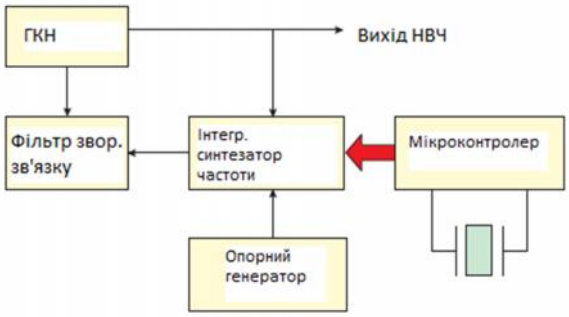


Рис. 3. НВЧ – синтезатор з ОАХ

Доцільно навести еквівалентну схему ОАХ опорного генератора на основі RLC-компонентів (Рис. 4).

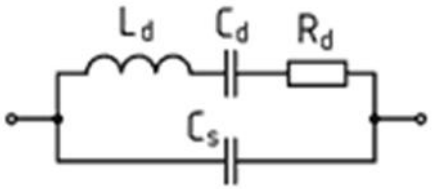


Рис. 4. Еквівалентна схема ОАХ-генератору

де, Ld - динамічна індуктивність резонатора, Cd – динамічна ємність резонатора, Rd – опір резонатора, Cs- статична ємність резонатора.

Значення параметрів можливо розрахувати за формулами [4, 5].

$$C_m = C_0 \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2}, \qquad (1)$$

$$L_m = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_m}, \qquad (2)$$

$$R_m = \frac{1}{G_{\max}},$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{Ld \times Cd}},$$

$$f_p = f_s \times \sqrt{1 + \frac{Cd}{Cs}},$$

$$F_0 = f_p - f_s,$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{Ld}{Cd}}}{Rd}$$

де, f_s и f_p – частоти відповідно послідовного і паралельного резонансів; G_{max} – значення активної провідності на частоті послідовного резонансу, F_0 – частотний інтервал, Q – добротність резонатора

Еквівалентну схему доцільно розглядати як систему, що володіє ступенями свободи, що коливаються з амплітудою механічних коливань, при яких не проявляються нелінійні резонансні властивості, тобто резонатор можна розглядати як лінійну систему з симетричною резонансною кривою.

До спектру вихідних коливань синтезатора частот входять суцільні бокові полоси, що проявляються в результаті дії амплітудного і фазового шумів ГКН. Основний вклад у шумовий спектр синтезатора вносить фазовий шум, спектральна щільність дисперсії якого приблизно на 20 дБ вище, ніж спектральна щільність амплітудного. На вид вихідного спектру впливають всі елементи синтезатора, але найбільш суттєвим є шум опорного генератора.

Полоса пропускання системи ФАПЧ є одним з найважливіших параметрів синтезатора, і визначає діапазон частот фазових флуктуацій опорного генератора, що передаються на вихід синтезатора.

Від полоси пропускання залежать параметри і характеристики синтезатора, такі як:

- Вид шумового спектру;
- Рівень паразитних дискретних складових спектру, обумовлених модуляцією основних коливань частотами від ГКН;
- Стабільністю системи ФАПЧ;
- Часу перехідних процесів при пере налаштуванні частоти.

В електричній схемі резонатор збуджується на одній з обраних вищих гармонік. Можливе незначне пере налаштування частоти за рахунок зміни ємності, послідовно увімкненої у коло, у якому присутній резонатор, таким чином компенсується зсув частоти, точного під налаштування та синхронізації частоти НВЧ – генератора.

При побудові НВЧ – пристроїв, важливими є реальні значення коефіцієнту поглинання та швидкості поширення коливань в кристалічних пластинках та матеріалів тонких плівок. Це пов’язано з залежністю акустичних властивостей від умов осадження та товщини плівок, а також від матеріалу підкладки. Надзвичайно висока добротність генераторів об’ємно – акустичних хвиль практично співпадає з акустичною добротністю матеріалу підкладки.

Висновки

НВЧ - пристрої на ОАХ мають ряд потенційних переваг перед аналогічними НВЧ – пристроями, побудованих на інших принципах, а саме:

- більша добротність;
- менший вплив зовнішніх полів;
- кращі властивості до «захоплення» акустичної енергії.

Для побудови таких пристроїв доцільно створити високо добротні тонко плівкові акустичні резонатори та фільтрів, провести роботу в сфері пошуку більш придатних акустичних матеріалів та молекулярних структур, що будуть характеризуватися малими

втратами при поширенні акустичних хвиль НВЧ, не зупиняти досліджень акустоелектронної не лінійності та знаходити умови генерації вузьких спектральних ліній в резонаторах на основі тонких плівок напівпровідників.

Література

1. Диэлектрические резонаторы/ М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов и др.; Под ред. М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.

2. Твердотільні нвч генератори малої потужності, 2012 р.мальцев В. А., Мякиньков В. Ю., Рудый Ю. Б., Горюнов И. В., Гусев А. П. Лебедев В. Н., Тыртышников А. В. Чугуй А. П. ФГУП «НПП «ИСТОК» 191120, Россия, Московская обл., г. Фрязино, ул. Вокзальная, д. 2а

3. Монолитный генераторы свч-диапазона, электроника: наука, технология, бизнес, А. Галдецкий, 4/2005

4. Глюкман Л.И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. – Л.: Энергия, 1969. – 260 с.

5. Soluch W. Scattering matrix approach to one-port SAW resonators // IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society. – 2000. – Vol. 47, no. 6. – P. 1615-1618.

УДК 621

Features of mass transfer in the dual magnetron sputtering system

M. Tikhanovskiy, prof. A.Kuzmichev

The work is devoted to calculation of mass transfer of sputtered species from two sputtering gas discharge magnetrons to a common substrate in the mode of free-molecular motion of the species in the space between the magnetrons and the substrate. Thickness profiles of films deposited onto the substrate are obtained for alternative and simultaneous work of the magnetrons.

The magnetron sputtering method has significant advantages when it is used for deposition of thin films and coatings; it effectively sputters different materials and produces films of various composition and with multi-layer microstructure as well as precisely controls the deposition process.. We deal with the dual magnetron sputtering system since such system allows to obtain films with complex composition by mixing two sputtered materials or to deposit films with alternated layers of different materials. The question is: what thickness profile of the deposited films can be obtained in the dual magnetron system with sputtering targets inclined relatively each other and relatively a substrate. We have gotten the answer by modelling the transfer of sputtered material to the common substrate. Fig. 1 depicts the scheme of the sputtering set-up.

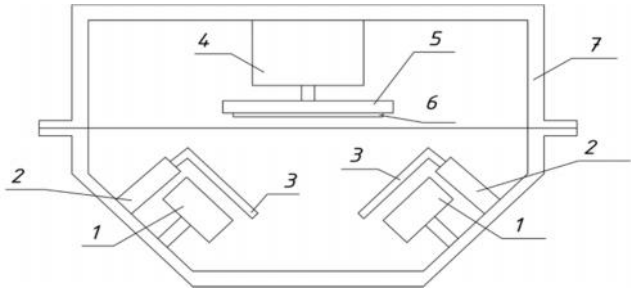


Fig. 1. Scheme magnetron sputtering set-up: 1 - magnetrons; 2 - shutter drives; 3 - shutters; 4 – substrate drive; 5 – substrate holder; 6 - substrate; 7 –chamber

The calculation is made by using the double cosine law [1] for free-molecular transport of species sputtered from points, disposed on the annular erosion zones of the flat magnetron targets, onto the flat substrate surface that is by integrating all partial sputtered species flows toward substrate surface points from each target point.

Unfortunately, there is a strong heterogeneity of the deposited film thickness profile due to the inclined position of the substrate relatively the targets, so a special drive configured for rotation and swinging of the substrate during the deposition process for aligning the thickness profile and composition of

films has been offered. The considered dual magnetron system is employed in Frantsevich Institute for Materials Science problems for producing multi-nanolayer coatings [2].

Reference

1. L. Maisell and R. Gleng, *Thin Film Technology. Handbook. Vol. 1*. Moscow: Soviet Radio, 1977. (Rus.).
2. P. L. Skrinskii, A. I. Kuzmichev, V.I. Ivashchenko, et al., "Structural and Mechanical Properties of TIN/BCN Coating," Powder Metallurgy and Metal Ceramics, vol. 52, pp. 73-82, 2013.

УДК 621.385.69

Вимірювання середньої потужності НВЧ - перетворювача

Цимбал О.О., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.

Основоположною рисою науково-технічного прогресу є використання електроніки у всіх галузях господарства. Здійснення та вдосконалення вимірювань різних параметрів нерозривно пов'язані з історією розвитку науки і техніки. В наш час безперервно зростає кількість та різноманіття вимірюваних фізичних величин, параметрів технологічних процесів, характеристик сигналів та кіл, неухильно ускладнюються методи отримання, обробки та використання виміряних сигналів, зростає роль наукового приладобудування і т.д.

Серед всіх фізичних величин дуже важливе місце має електрична потужність, що являє собою загальні властивості в якісному відношенні для електричних кіл та енергетичних систем, їх станів і процесів, які в них протікають, але також в кількісних відношеннях індивідуальна для кожного електричного кола, приймача та джерела енергії.

Енергія надвисоких частот широко застосовується в різноманітних галузях промисловості, зокрема при контролі параметрів, налаштуванні та ремонті НВЧ - апаратури та в системах зв'язку GSM, CDMA, Bluetooth. Потребується вимірювання або контролювання енергетичних параметрів сигналів з використанням різних методів, реалізованих у вимірювачах потужності НВЧ – сигналів. Фактично всі вони засновані на еквівалентному перетворенні енергії вихідних електромагнітних коливань в інший вид енергії, зручний для вимірювання.

Сучасні вимірювачі потужності дозволяють проводити вимірювання таких потужнісних параметрів: середня, імпульсна, пікова потужність, відношення пікової та середньої потужності.

НВЧ – хвилі поширюються не лише у самому провіднику (кабелі чи смужковій лінії), але і просторі навколо нього, що в результаті зумовлює необхідність враховувати в проектуванні НВЧ – перетворювача геометричних особливостей та електромагнітної сумісності [1].

Надвисокочастотні вимірювання – вимірювання характеристик поля НВЧ – діапазону (потужність, щільність потоку, поляризація). Ефективність приймально – передавальних пристроїв залежить від коливального контуру, що розташований в вихідному каскаді пристрою. Майже всі пристрої НВЧ

використовують модуль (датчик), що перетворює НВЧ – коливання в сигнал, що досліджується [2].

Для цього існує декілька видів, реалізованих у вимірювачах потужності НВЧ – сигналів (табл. 1) [3].

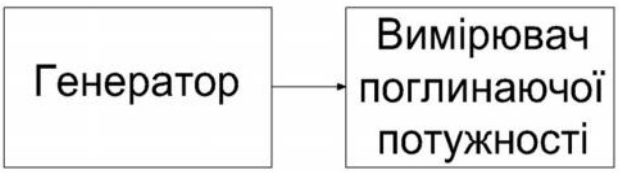
Таблиця 1. Методи вимірювання потужності НВЧ – сигналів

Метод	Параметр вимірювання
Пондеромоторний	Прохідна потужність
Спрямованих відгалужувачів	Модуль коефіцієнту відбиття
Калориметричний	Поглинаюча потужність
Поглинаючої стінки	Апроаксимована прохідна потужність
Багатозондовий	Навантаження прохідної потужності
На ефекті Холла	Прохідна потужність

За способом під'єднання до передавального тракту класифікують ватметри проходящого типу та поглинаючого. Перші представляють собою чотирьохолюсник, в якому поглинається невелика частина загальної потужності. Другі, що представляють собою двухполюсник, підключаються на кінці передавальної лінії, і в ідеальному випадку в ньому поглинається вся потужність падаючої хвилі.

Окрім цього є основні види перетворювачів, такі як:

- терморезисторні;
- термопари;
- діодні детектори.



а)

б)

Рис. 1. Способи вимірювання потужності ватмертом: а – поглингаючого типу; б – проходячої потужності.

Кожному типу перетворювача притаманні свої переваги, функціональні можливості та обмеження в застосуванні [4].

Основна задача проектування перетворювача потужності полягає у перетворенні потужності надвисокочастотного каналу в постійний струм або сигнал низької частоти, що вимірюються та перераховуються з урахуванням калібрувальних даних детектора в значення потужності сигналу.

Вимірювання, пов'язані з використанням терморезисторів або термопар оцінюють теплову потужність сигналу НВЧ, що розсіюється на чутливому елементі і

можуть безпосередньо вимірювати середню потужність і їм притаманний малий динамічний діапазон.

Широкосмугові перетворювачі на діодних детекторах дозволяють вимірювати потужність НВЧ – коливань з високою роздільною здатністю по часу, оскільки вони дозволяють оцінювати середнє значення на інтервалах, що багатократно перевищують період повторень сигналу.

Діодний детектор випрямляє НВЧ – сигнал та проводить інтегрування результату на ФНЧ. Основною перевагою діодного перетворювача є чутливість, що дозволяє вимірювати такі низькі рівні потужності, як 100 пВт, так і високі, до 10 кВт.

Для зменшення напруги, що поступає на діод використовується ємнісний зв'язок (Рис. 2).

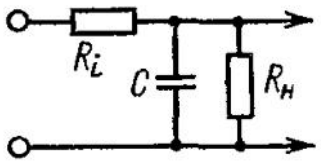


Рис. 2. Еквівалентна схема діодного датчика

Напруга подається на діод та випрямляється, а опір навантаження шунтується конденсатором, напруга на якому перераховується в значення імпульсної або середньої потужності. В процесі роботи конденсатор заряджається при потраплянні імпульсу і розряджається в проміжках між ними. Заряд проходить швидше розряду у зв'язку з тим, що внутрішній опір діода менший за опір навантаження. Протягом періоду напруга на ємності стає постійною і процес вважається встановленим.

Особливістю або недоліком останнього типу вимірювань є притаманна нелінійність закону перетворення, пов'язана з нелінійними властивостями діоду. У зв'язку з цим, при побудові алгоритмів вимірювань у лінійному вигляді важливим є лінеаризація датчиків – перетворювачів НВЧ.

Для неперервного гармонічного сигналу нелінійність може бути скоригована для отримання істинного середньоквадратичного значення потужності. Якщо розкласти рівняння, що описує поведінку діода в ступеневий ряд, то побачимо, що випрямлене значення вихідної напруги є функцією квадрату напруги вхідного сигналу до рівня сигналу, що відповідає потужності не більш ніж -20 дБм. В такому динамічному діапазоні вихідна напруга пропорційна значенню рівня вихідної потужності. Ця нелінійність безперервного гармонійного сигналу може бути скоригована задля виведення істинного середньоквадратичного значення потужності. При перевищенні цього значення потужності процес випрямляння стає більш лінійним, а вихідна напруга переходить до функції вхідної напруги. Це призводить до появи обмежень при використанні перетворювача на діодному детекторі при вимірюванні параметрів потужності імпульсно-модульованих сигналів. На Рис. 3 показано взаємозв'язок імпульсної і середньої потужності. У прикладі використаний

простий імпульс тривалістю 10 мкс з періодом повторення 40 мкс, отже, різниця імпульсної і середньої потужності дорівнює 6,02 дБ. Дана величина може бути внесена до вимірювача як величина компенсації ослаблення, щоб на дисплеї відображалася імпульсна потужність (діюче значення потужності імпульсів).

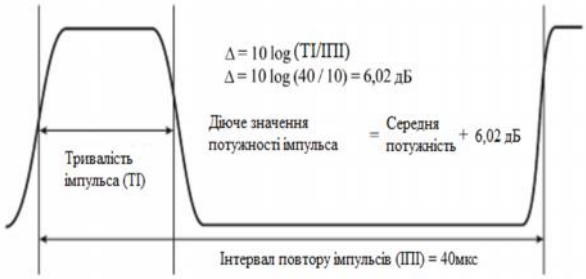


Рис. 3. Використання вимірювача середньої потужності для визначення імпульсної потужності

Для цього доцільним є використання мікроконтролерного керування в вимірювачі НВЧ – потужності. Основне призначення МК у вимірювачі НВЧ - потужності – це обробка вимірюваних даних та керування процесом вимірювання. Прицьому до МК пред’являються певні вимоги: наявність аналого-цифрового перетворювача (перетворює вхідну напругу в цифровий сигнал), МК повинен мати необхідну обчислювальну потужність, забезпечувати вивведення результату. Нелінійність датчиків обробляється цифровим способом. Отже можна обійтись без важких схемних рішень при обчисленні необхідної величини.

Прикладом такого портативного вимірювача НВЧ потужності є пристрій на основі МК ATmega 128. Антена приймає НВЧ випромінювання і попадає на термістор вимірювальної головки (ввімкнена в резистивний міст Уітстона. В результаті збалансований міст розбалансовується та сигнал подається на інструментальний підсилювач, що знаходиться в МК. З виходу МК перетворені дані передаються в незалежну пам'ять, перетворюються в відповідні коди та виводяться на екран.

Після вимірювань можна передати дані із зовнішнього пам'яті через інтерфейс УАПП МК в комп'ютер, але спочатку необхідно узгодити рівні між МК і послідовним портом (COM) комп'ютера. Для МК необхідні пятівольтні рівні. Для цих цілей застосовується мікросхема перетворення рівнів MAX 232.

У даній роботі передбачається використовувати вимірювальний перетворювач М5 - 38, призначений для вимірювання малої потужності НВЧ в хвилеводних трактах П-подібного перетину. Цей перетворювач має наступні основні характеристики: діапазон частот перетворювача 5,64-16,7 ГГц, максимальна вимірювана потужність 10 мВт, коефіцієнт ефективності перетворювача в діапазоні частот дорівнює 1 (похибка 6%), коефіцієнт стоячої хвилі входу перетворювача 1,5, чутливість перетворювача не менше 5 Ом / мВт. При подачі СВЧ потужності на перетворювач частина потужності не поглинається термістором, а відбивається за рахунок неповного узгодження перетворювача з іншим

вимірювальним трактом. Потужність, що підводиться до перетворювача дорівнює:

$$P_{под} = P_{мосту}\left(1+|\Gamma_T|^2\right)/\eta \qquad (1)$$

де Рпад - потужність, що подається на вхід; Рмосту - потужність, яка вимірюється вихідним ваттметром термісторного моста; h - коефіцієнт ефективності перетворювача.

Вимірювання характеристик термистора в вимірювальної голівці показали, що залежність НВЧ потужності від напруги розбалансу моста на частоті 9ГГц має лінійний характер.

Перспективним рішенням є поєднання такого вимірювального детектора потужності НВЧ – сигналу з датчиком, що може бути проінтегрований для застосування з комп'ютерними засобами обробки інформації (USB - датчик).

До їх складу входить НВЧ – детектор, пристрій корекції передаточної характеристики з навантаженням, аналогово – цифровий перетворювач, узгоджений інтерфейс.

Висновки

Встановлено, що існує багато методів вимірювання потужності електричних сигналів. Різновиди цих методів залежать від тих класифікаційних ознак, що характеризують частотний діапазон, спосіб перемноження фізичних величин, особливості навантаження тощо.

Запропоновано використання вимірювача середньої потужності НВЧ – сигналів, побудованого за принципом використання діодного детектору та мікроконтролерного керування для налаштування та контролю НВЧ – пристроїв, у тому числі в лабораторних та дослідницьких цілях.

Література

1. Овчарук А. А., Фазовий аналогово – цифровий перетворювач НВЧ – діапазону, Вісник ХНУ – 2011, №5, – с. 155.

2. Зацепін П. М. Вимірювач потужності НВЧ випромінювання на основі мікроконтроллера,– 2010, – с. 112.

3. Білокурський Ю. П. Сучасний стан та перспективи розвитку вимірювачів параметрів сигналів та трактів високого рівня потужності НВЧ – діапазону.

4. Загородній А. С., Визначення імпульсної потужності сигналів НВЧ за допомогою вимірювача середньої потужності, 2011 р., Доклады ТУСУРа, 2, ст. 241.

УДК 535.2, 535.8

Стан розвитку оптичних наносенсорів

Ципарська О.А., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ

Нанотехнології почали розвиватися у 70-х роках минулого століття і зразу ж охопили такі галузі, як мікроелектроніка, біологія, хімія, медицина, фармацевтика, сонячна енергетика, вимірювальна техніка та деякі інші. Особливу роль в нанотехнологіях займають наночастинки – об'єкти розміром менше 100 нм. За таких масштабів суттєво змінюються фізико-хімічні властивості речовини.

Існує об'єктивна необхідність в зменшенні розмірів елементів інтегральних схем, у проведенні біологічних та медичних досліджень на клітинному та молекуляр-ному рівні, у вимірюванні надмалих сил та величин, які діють у наносвіті, у візуалізації нанооб'єктів та маніпулюванні ними. Цьому значною мірою сприяють оптичні наносенсори – найчутливіші інструменти нанотехнологій.

Матеріали оптичних наносенсорів

Спектр матеріалів, які використовують у наносенсорах досить різноманітний. В електричних та електро-хімічних сенсорах використовують переважно нанотрубки, нанострижні та нанострічки, у той час як в оптичних та біохімічних сенсорах – наночастинки, нанокластери, нанокристали, квантові точки, а також плівки Ленгмюра-Блоджетт.

Розгляньмо основні види матеріалів, які використовують в оптичних наносенсорах та принцип їх роботи.

Наночастинки і квантові точки. У наносенсорах найчастіше використовують наночастинки, нанокристали і квантові точки. Згідно з визначенням Міжнародного союзу фундаментальної та прикладної хімії (*IUPAC*) наночастинкою є частинка будь-якої форми з розмірами у межах 1–100 нм, хоча в окремих випадках верхня межа може бути піднята до 500 нм. Такі частинки мають унікальні фізичні та хімічні властивості, які залежать від їх розміру. Частинки, більші за 100 нм, набувають вже властивостей об'ємних матеріалів, стабільних та незалежних від розміру.

Наночастинками прийнято також вважати трубки та волокна, два розміри в яких не перевищують 100 нм.

Виникнення кольору у наночастинок благородних металів (Au, Ag), а іноді і у Cu та Al викликано ефектом локального

поверхневого плазмового резонансу, обумовленого співпадінням частоти падаючого світла з частотою колективних коливань вільних електронів (частотою плазмонів). Проявом цього ефекту в металічних наночастинках є сильне збільшення поглинання і розсіювання електромагнітної енергії, виникнення яскравого забарвлення та поява інших незвичайних оптичних властивостей, на чому грунтується їх застосування в оптичних сенсорах. Колір таких частинок залежить від їх розміру, форми, природи матеріалу і фактично відсутній у даній речовині у звичайному стані. у порівнянні з барвниками інтенсивність поглинання і розсіювання світла наночастинками на декілька порядків вища. Наприклад, на довжині хвилі зеленого світла 530 нм молярний коефіцієнт поглинання золотих частинок діаметром 40 нм майже на п’ять порядків більший, ніж у барвника малинового кольору родаміну 6*G*, який має на цій довжині хвилі найбільше серед барвників поглинання.

Якщо вкрити металічні наночастинки моношарами деяких органічних сполук, молекули яких здатні притягувати до себе молекули досліджуваної речовини, то за зміною кольору наночастинок можна ідентифікувати досліджувану речовину і визначити її концентрацію.

Найцікавіші методи побудовані на використанні в аналізі одиничної наночастинки. Оскільки поглинання світла знаходиться на рівні шуму і його виміряти не можна, застосовують спектроскопію резонансного розсіювання.

Так, сенсор на основі золотої наночастинки, модифікований біотином, здатний виявити в одному літрі розчину всього 50 молекул стрептавідину (концентрація 10^{-22} моль/л).

Ще один приклад – оптичний сенсор з використанням наночастинок в поєднанні зі спектроскопією комбінаційного розсіюван-ня. Якщо наночастинки золота покрити сріблом, то аналітичний сигнал зростає в 10^{14} раз, що було використано в біологічних аналізах. Наночастинки застосовують для виявлення не тільки органічних сполук, а й іонів металів, наприклад $Pb2^{+}$.

Квантові точки є нанокристалами неорганічних напівпровідникових матеріа-лів розміром менше 10 нм. Довжина хвилі де Бройля у напівпровіднику становить λ_{Br} = 20 нм, тому у частинках, менших за λ_{Br}, відбувається квантування енергій електронів. Квантові точки іноді називають штучними атомами: як і в справжніх атомах, у них є дискретні енергетичні рівні, на які електрони можуть переходити, поглинаючи ультрафіолетове або видиме випромінювання.

В оптичних сенсорах квантові точки працюють на явищі флуоресценції: взаємодія досліджуваної речовини з поверхнею нанокристалів змінює ймовірність рекомбінації електрон-дірка, а відтак – інтенсивність флуоресценції.

Чим менший розмір нанокристала, що утворює квантову

точку, тим ширше енергетична щілина між дискретними рівнями енергії квантової точки і тим коротше довжина хвилі флуоресценції. Наприклад, частинки CdSe розміром 2,5 нм світяться зеленим, а розміром 7 нм – червоним кольором. Основною перевагою квантових точок перед органічними барвниками є висока фотостійкість, можливість спрямованого регулювання довжини хвилі флуоресценції, мала ширина спектра флуоресценції (15–40 нм) та висока квантова ефективність, що зумовлює широке застосування квантових точок в оптичних сенсорах.

Останнім часом в оптичних і електрохімічних сенсорах знайшли застосування наночастинки на основі диоксиду кремнію SiO_2. Вони легко модифікуються різними мітками, в тому числі барвниками, стійкі як у водних, так і неводних середовищах. Це дозволяє визначати концентрації нуклеїнових кислот на рівні одного пікомолю, з лінійним динамічним діапазоном у чотири порядки.

Наноплівки. До нанорозмірних плівок можна віднести плівки Ленгмюра-Блоджетт, отримувані перенесенням мономолекулярних шарів органічних молекул з поверхні рідкої субфази на тверду підкладку. Такими плівками вкривають поверхню хвилеводів оптичних сенсорів, що забезпечує:

- високе відношення площі активної поверхні молекулярних шарів до їх загального об’єму;
- швидку дифузію молекул аналіту всередину плівки і малий час відгуку сенсорів;
- можливість контролю товщини плівки з точністю до однієї молекули;
- можливість поєднання шарів з різними аналітичними відгуками, а також шарів, що мають проникність тільки для певних іонів.

Серед оптичних наносенсорів, створених за плівковою технологією, одними з найбільш перспективних (завдяки високій чутливості) є люмінесцентні сенсори та сенсори на поверхневому плазмовому резонансі.

Висновки

Наноматеріали та нанотехнології стали використовувати для створення оптичних сенсорів лише в останні десятиліття [1]. Цьому сприяло налагодження промислового виробництва наночастинок і нанотрубок, вони стали більш доступними широкому колу дослідників. Нанотехнології отримали оптичні мікроскопи з роздільною здатністю в декілька нанометрів, лазерні пінцети для маніпулювання наночастинками, предметні столики з п’єзоелектричними нано-приводами. Як наслідок, з'явилися перші комерційні зразки наносенсорів.

Література

1. Нанотехнология в ближайшем десятилетии. Прогноз направления исследований. Под ред. М. К. Роко, Р. С. Уильямса, П. Аливисатоса. М. : Мир, 2002.– 292 с.

ЗМІСТ

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ 2

ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ 3

ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ 4

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ 8

Роберт Нойс та його внесок у розвиток науки
П'ясецька Н.І., д.т.н., доц. Мельник І.В. 8

Дослідження рівня власних шумів рентгенівського перетворювача типу "екран – об'єктив – ПЗЗ-матриця"
Шило Д.С., к.т.н., доц. Михайлов С.Р. 11

Система параметров интегрального приемника субмиллиметрового диапазона
Май О.В., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В. 17

Современные проблемы надежности распределенных информационных сетей
Каут М.С., к.т.н., доц. Терлецкий А.В. 23

НВЧ генератори плазми на базі еванесцентних хвиль
Перевертайло В.В., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І. 28

Моделювання відсічки електронів в вимикачі струму магнітним полем індуктора
Майкут С.О., Дрозд І.М., к.т.н., доц. Кузьмічєв А.І.,
к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю. 34

Магнітні системи магнетрона
Горбенко О.А., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І. 39

Сенсор мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях
Герасименко Д.О., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. .. 45

Використання мемристора для керування режимами НВЧ – синтезатора
Артюхова О.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.,
д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. 51

Підсилювально-вибірковий блок для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях
Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф. 55

Оптоелектронна візуалізація нанорозмірних об'єктів
Волонтир Д.Л., к.т.н., доц. Чадюк В.О. 62

Адаптація аналогового сигнального процесору до параметрів відеосигналу
Волощенко В.В., к.т.н., доц. Терлецький О.В. 67

Принципы построения и основные элементы передающего блока системы лазерной космической связи
Голуб И.А., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В. 73

Мультиплексор на основі кристалів CdS
Горлачов О.Д., д.т.н., проф. Циганок Б.А. 79

Алгоритми статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу
Городецький Б.М., к.т.н., доц. Терлецький О.В. 83

Блок обробки сигналу від вимірювальних перетворювачів на ПАХ
Дербанов Є.П., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. 88

Особливості використання датчиків Холла для вимірювання електричних величин
Деревенець А.О., к.т.н. Тугай С.Б. 94

Волоконно оптичні системи зв'язку
Закрева О.В., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М. 98

Аналіз сучасних периферійних пристроїв охоронних систем
Панченко Р.В., к.т.н. Тугай С.Б. 102

Резонатор на біжучих поверхнево акустичних хвилях
Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф. 109

Радіочастотна мітка на поверхневих акустичних хвилях
Решетник А.О., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф. 114

Акустоелектронні радіосенсори фізичних величин
Решетник Д.М., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф. 119

Моделювання тріодних електродних систем високовольтного тліючого розряду з урахуванням термодинамічних параметрів анодної плазми
Чернятинський І.О., П’ясецька Н.І., д.т.н., проф. Мельник І.В. 127

Модель захоплення діелектричної наночастинки лазерним пінцетом
Андріянов В.Ю, к.т.н., доц. Чадюк В.О. 133

Лазерні системи запису та відтворення інформації
Бенфугал А.К., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М. 139

Термоелектричний перетворювач сонячного випромінювання в електроенергію
Вілінський О.О., к.т.н., доц. Цибульський Л.Ю. 145

Рівнемір на базі датчика різниці тиску з використанням гідростатичного методу вимірювань
Ганін В.О., Недашківська Л.М. 151

Система моніторингу центру обробки даних
Гайдамака В.В, д.т.н., проф. Мельник І.В. 154

Микроконтроллерная система охраны помещения
Девис-Шилова К.С.А., Бевза О.М. 160

Модель лазерного пінцета
Зімовець І.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О. 166

Аналіз оптимальних параметрів наночастки Au для створення одноелектронного транзистора
Зозюк М.О., к.т.н., доц. Волхова Т.Л. 170

НВЧ – перетворювач із запам'ятовуючими компонентами та оцінка фазових шумів
Іченський В.С., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М. 174

Класифікація механізмів аутентифікації користувачів і їх огляд
Клопотовський Д.О., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. 178

Анализ методов применения наноразмерных структур для создания оптических межсоединений на кристалле
Ковальчук А.Ю, к.т.н., доц. Мачулянский А.В. 186

Модель оптичного наносенсора
Ксенофонтова А.А, к.т.н., доц. Чадюк В. О. 192

Источники нейтронов для нейтроных генераторов
Мороз В.А., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю. 198

Переваги та недоліки методу оптичної пульсоксиметрії при вимірюванні частоти сердечних скорочень
Осінній І.О., к.т.н. Тугай С.Б. 203

Система керування стендом випробовування теплового насосу
Пасічник Б.В., Бевза О.М. 207

Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу
Пінькавський О.С., к.т.н., доц. Кузьмичєв А.І. 213

Візуалізація та вимірювання нанорозмірних об'єктів за допомогою зв'язаних оптичних резонаторів
Поздняков Д.С, к.т.н., доц. Чадюк В.О. 218

Підвищення ефективності оптоелектронного сенсора кута
Пузь Б.Ю., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. 222

Оценка параметров стратосферного ионного двигателя
Рожковский О.И., к.т.н., доц. Цыбульский Л.Ю. 226

Системи освітлення тепличних комплексів
Свістунов Н.В., Бевза О.М. 232

Спектры поглощения и отражения нанокомпозитных структур на основе серебра
Секер В.П., Бабыч Б.Б., к.т.н., доц. Мачулянский А.В. 238

Волоконно-оптичні датчики амплітудної модуляції
Семенюк А.О., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М. 241

НВЧ-синтезатор частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях
Терих В.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М. 247

Features of mass transfer in the dual magnetron sputtering system
M. Tikhanovskiy, prof. A.Kuzmichev 252

Вимірювання середньої потужності НВЧ – перетворювача
Цимбал О.О., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М. 254

Стан розвитку оптичних наносенсорів
Ципарська О.А., к.т.н., доц. Чадюк В.О. 259