

Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут”
ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

кафедра
ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

Х-а науково-практична конференція

**“ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ
ЕЛЕКТРОНІКИ”**

7-8 квітня 2016 року

**МАТЕРІАЛИ
КОНФЕРЕНЦІЇ**

Київ 2016

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

Голова

Л.Д.Писаренко

Оргкомітету:

Зав. каф. Електронних приладів та пристроїв; НТУУ „КПІ”. д.т.н., професор

Члени Оргкомітету:

С.В. Денбновецький

д.т.н., професор кафедри Електронних приладів та пристроїв, НТУУ „КПІ”

О.В. Терлецький

к.т.н. доц. кафедри Електронних приладів та пристроїв, НТУУ „КПІ”

С.Р. Михайлов

к.т.н., доц. кафедри Електронних приладів та пристроїв, НТУУ „КПІ”

А.І. Кузьмичєв

к.т.н., доц. кафедри Електронних приладів та пристроїв, НТУУ „КПІ”

М.Ф. Карушкін

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

С.А. Воронов

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

Вчений секретар

Оргкомітету:

О.М. Бевза

ст. викл. кафедри Електронних приладів та пристроїв, НТУУ „КПІ”

ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ

7 квітня

10:00, корп. №12 НТУУ „КПІ”, 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

8 квітня

10:00, корп. №12 НТУУ „КПІ”, 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 НТУУ „КПІ”, ауд. 412.

Відкриття конференції:

1. Вступне слово декана
факультету електроніки – проф. В.Я. Жуйков
2. Перспективні напрямки
підготовки фахівців на
кафедрі електронних
приладів та пристроїв. – проф. Л.Д. Писаренко

Пленарне засідання

Керівник секції:

к.т.н., доц. кафедри ЕП та П, НТУУ „КПІ”

Терлецький О.В.

Регламент роботи:

Доповідь – по 15 хв.

ДОПОВІДІ

1. Мельник Ігор Віталійович
Клод Шеннон та його внесок у розвиток теорії інформації
2. Цибульский Леонид Юрьевич
Управляющие параметры энергоинформационного комплекса на базе стратосферного беспилотного дирижабля
3. Горбенко Олександр Анатолійович
Оцінка можливостей застосування тасітронів в системах електроживлення імпульсних плазмових пристроїв
4. Грамарчук Юрій Олександрович
Современные микроволновые синтезаторы частоты. Аналитический обзор
5. Май Алексей Владимирович
Интегральный приемник субмиллиметрового диапазона
6. Перевертайло Володимир Володимирович
Моделювання плазмових джерел швидких нейтралів
7. Артюхова Александра Виталиевна
Анализ моделей мемристора

14:30, корп. №12 НТУУ „КПІ”, ауд. 412.
Секція: «Електроніка фізико-технічних систем»

Керівник секції

к.т.н., доц. кафедри ЕП та П, НТУУ „КПІ”

А.І. Кузьмичев

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

8. Андріянов Владислав Юрійович
Позиціонування мікро-об'єктів за допомогою лазерного випромінювання
9. Бандура Віктор Анатолійович
Моделювання системи транспортування імпульсного електронного пучка з низького в високий вакуум в еквіпотенційному каналі
10. Бітов Мирослав Валерійович
Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях
11. Волков Сергій Олександрович
Електронна система підвищення стабільності вимірювання магнітоопору в плівкових матеріалах
12. Законов Євгеній Сергійович
Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях
13. Зімовець Ігор Олексійович
Позиціонування мікророзмірних та нанорозмірних об'єктів за допомогою лазера
14. Клебан Ярослав Володимирович
Особливості оптоволокна як каналу передачі інформації
15. Компель Марина Олександрівна
Моделювання МЕМС-акселерометра
16. Коротков Максим Іванович
Цифрова система керування електронною гарматою
17. Ксенофонтова Анастасія Андріївна
Графенові біосенсори та їх застосування
18. Кутиченко Ярослав Владиславович
Исследование параметров ондуляторов в лазерах на свободных электронах
19. Кушнарёв Михаил Романович
Система контроля качества собирающих линз
20. Плешка Тетяна Євгеніївна
П'єзоелектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях
21. Поздняков Дмитрій Сергійович
Спостереження мікро-об'єктів за допомогою лазерного випромінювання
22. Редько Сергій Олегович
Вплив концентрацій домішок на параметри коротко каналного МОН транзистора
23. Ромадин Лев Викторович
Термоэлектрический генератор на элементе Пельтье
24. Скочок Денис Васильович
Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль

25. Тихановський Мирослав Сергійович

Мульти катодна магнетронна систем

26. Чернятинський Ігор Сергійович

Електронна гармата високовольтного тліючого розряду для плавлення металів

8 квітня

11:00, корп. №12 НТУУ „КПІ”, ауд. 412.

Секція: «Електроніка інформаційних систем»

Керівник секції:

к.т.н., доц. кафедри ЕП та П, НТУУ „КПІ”

С.Р. Михайлов

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

27. Бойко Руслан Олександрович

Система параметрів стільникового зв'язку стандарту GSM-1900 для міських умов

28. Вілінський Олександр Олександрович

Термоелектронний інтегральний перетворювач

29. Волощенко Володимир Вікторович

Система керування відеопроцесором на мікроконтролері STM-32

30. Гажур Андрій Олександрович

Особливості цифрової системи мобільного зв'язку

31. Говорун Максим Вікторович

Автоматизований програмно-апаратний комплекс для дослідження тензорезистивних властивостей наноструктурованих плівкових матеріалів у магнітному полі

32. Городецький Богдан Миколайович

Цифровий сигнальний процесор на програмованій логічній інтегральній схемі

33. Дзеканюк Олег Васильович

Пріоритетна обробка інформації

34. Казьмірук Гліб Сергійович

Мобільний прилад з зарядовим зворотнім зв'язком

35. Кириченко Роман Михайлович

Система обробки інформації за пріоритетом

36. Пштика Сергій Миколайович

Мікроконтролерний прилад вимірювання параметрів навколишнього середовища

37. Сидоренко Ярослав Сергійович

Вирішення проблем розмірності ентропії дискретного джерела інформації

38. Шмиговський Андрій Леонідович

Діелектрична функція плазмонної частинки різних еліпсоїдних форм

39. Щербіна Владислав Сергійович

Локація короткочасного механічного впливу як засіб автоматичного контролю та технічної діагностики

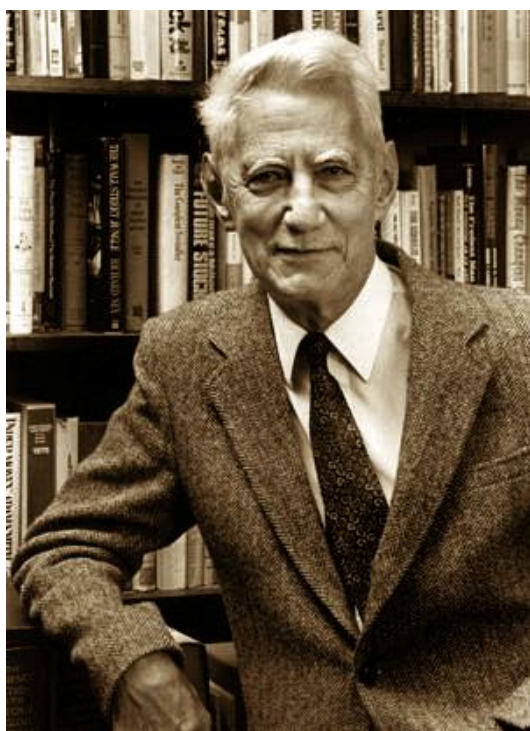
Підведення підсумків конференції
доц. Терлецький О.В.

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

УДК 519.72

Клод Шеннон та його внесок у розвиток теорії інформації

д.т.н., доц. Мельник І.В.



Клод Шеннон
(1916 – 2001)

Видатний американський вчений, математик та електротехнік Клод Елвуд Шеннон вважається одним із засновників сучасної математичної теорії інформації. Без фундаментальних праць Клода Шеннона в області теорії інформації і теорії зв'язку неможливий був би сучасний бурхливий розвиток електроніки всіх видів зв'язку, зокрема радіомовлення, телефонії,

телебачення, комп'ютерних мереж та Інтернет. Головною особливістю його наукових праць були органічний синтез та тісне поєднання цікавих абстрактних, математичних ідей із аналізом конкретних, складних технічних проблем та особливостей практичної реалізації реальних електротехнічних систем [1].

Клод Шеннон народився 30 квітня 1916 р. у місті Петоцкі, штат Мічиган, США. Його батьки мали гуманітарну освіту: батько за фахом був адвокатом, згодом став суддею, а мати – вчителькою іноземних мов, а потім директором школи у Гейлорді. В юності Клод Шеннон працював поштовим кур'єром в системі Western Union, а в 1923 р. поступив вчитися до Мічиганського університету. Там він слухав навчальний курс, у якому викладачі знайомили майбутніх електротехніків із основами двійкової системи числення та алгеброю Буля [1, 2]. Шеннон ще у студентські роки разом із своїм керівником Ванневаром Бушем працював на диференціальному аналізаторі, який можна вважати прототипом аналогового комп'ютера. Саме тоді юний студент Шеннон побачив, що

алгебра Буля може стати основою для побудови більш надійних та досконалих електронних обчислювальних систем. У 1937 році у журналі американського інституту інженерів-електриків він публікує свою першу наукову роботу «Символьний аналіз реле та комутаторів». Ця робота відразу була помічена науковою спільнотою США і її положення склали теоретичні основи для побудови сучасних обчислювальних машин. Подальша наукова робота Клода Шеннона та його дисертація на ступінь доктора наук, яку він виконував у Мічиганському Технологічному Інституті з 1936 по 1941 рік, були пов'язані із проблемами математичної біології та генетики.

З 1941 по 1956 рік Клод Шеннон працює в компанії Bell Laboratories і за сумісництвом викладає в Мічиганському університеті [1]. Він продовжує досліджувати принципи функціонування релейних комутувальних пристроїв та публікує свою працю «Організація двополюсних ланцюгів перемикачів», яка, разом із попередніми працями Шеннона, стала теоретичною основою для створення фон Нейманом принципів роботи цифрових електронно-обчислювальних машин [2].

У роки другої світової війни Клод Шеннон займався секретними роботами з радіолокації, а також розробляв для армії та для уряду США надійні та захищені системи проводового телефонного зв'язку.

Теоретичні дослідження Клода Шеннона в області двійкової алгебри, систем комутації та систем зв'язку, яки він зробив у 30 – 40-х роках минулого століття, стали основою для створення ним у 1945 – 1948 роках загальної математичної теорії криптографічних систем та систем зв'язку. Ці фундаментальні ідеї він оприлюднив у своїх роботах «Теорія зв'язку у секретних системах» (1945) та «Математичні основи теорії зв'язку» (1948) [3]. Ці роботи Шеннона цілком змінили погляди, які мали вчені та інженери на організацію систем надійного зв'язку, і після їх публікації він дійсно стає всесвітньо відомим вченим. Теоретичним підґрунтям цих робіт стало використання для аналізу систем зв'язку та інформаційних систем теорії ймовірностей, математичної статистики, поняття невизначеності а також поняття ентропії, яке було запозичене із термодинаміки [4].

Відомо, що криптографічне шифрування інформації використовувалося ще з стародавніх часів, і завжди вважалося, що будь-який найскладніший шифр за певний час може бути розкритим [5]. У роботі «Теорія зв'язку у секретних системах» Шеннон вперше математично довів, що можливе існування таких шифрів, які взагалі не можуть бути розкритим без знання ключового слова. Ця фундаментальна робота Клода Шеннона стала основою формування сучасних методів криптографічного захисту інформації, які використовуються у комп'ютерній техніці та у системах зв'язку [5]. Тобто, Шеннон заклав

фундаментальні основи сучасної криптографії як науки.

У роботі «Математичні основи теорії зв'язку» Шеннон узагальнює поняття інформації, яке було введено Р. Хартлі для рівноімовірних символів, для випадку нерівноімовірних символів. Шеннон визначив інформацію, яку формує джерело повідомлення із абеткою X , наступним чином [3, 4]:

$$I(X) = -\sum_{i=1}^N p(x_i) \log_2(p(x_i)). \quad (1)$$

де $p(x_i)$ – імовірність появи символу x_i . Головна заслуга Шеннона, як вченого, полягає у тому, що він вперше став розглядати як корисні повідомлення, так і шуми у системах зв'язку, з точки зору математичної статистики. Розроблений математичний апарат він пристосував для аналізу як дискретних, так і не перервних у часі повідомлень. Шеннон також вперше став використовувати для інформаційних систем поняття ентропії. Він математично обґрунтував, що ентропія невизначеної системи до проведення випробувань – це і є кількість інформації, яку дослідник отримує після проведення випробувань.

Найбільш важливими у теорії інформаційних систем, яка була створена Шенноном, є теореми про канали зв'язку без завад та із завадами [4, 6]. З практичної точки зору теорія Шеннона допомогла усунути надлишковість повідомлень через використання відповідних засобів їх кодування. Наприклад, сьогодні використання ефективних

способів кодування сигналів у телевізійних системах дозволяє передавати до шести програм цифрового телебачення в частотному діапазоні, який займає аналоговий сигнал однієї телевізійної програми [1]. Основу формування ефективних кодів у каналах зв'язку без завад становить формування груп символів із приблизно рівними ймовірностями їх появи. Один із можливих варіантів реалізації таких кодів називається кодом Шеннона – Фано [4].

Клод Шеннон у своїх дослідженнях систем зв'язку вперше став розглядати канали зв'язку із шумами. Він показав, що у разі потужності сигналу P_c , потужності завади P_ξ та частотного діапазону сигналу F_c , який відповідає смузі пропускання каналу зв'язку, пропускна здатність каналу становить

$$C_K = F_c \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_\xi} \right) \quad (2)$$

і за таких умов сигнал буде переданий через канал зв'язку без спотворень [5, 6].

Головним важливим практичним висновком із теореми Шеннона про канал зв'язку із завадами є те, що передавання сигналів без спотворень за умови наявності шумів є можливим, якщо вірно підібрані параметри каналу зв'язку. До робіт Шеннона вважалося, що корисний сигнал у каналі зв'язку із завадами завжди буде спотворюватись і що будь-які завади

призводять до втрат корисної інформації. Шеннон показав, що за умови вірного підбору потужності сигналу та його частотного діапазону імовірність спотворення сигналу у каналі зв'язку із завадами може бути дуже малою. Проте швидкість передавання повідомлень має бути меншою, ніж пропускна здатність каналу за частотою [3 – 6]. Ці теоретичні міркування, вперше запропоновані Шенноном, зараз ефективно використовуються для формування завадостійких кодів [4, 5].

Стаття Шеннона «Математичні основи теорії зв'язку» дала поштовх для подальшого розвитку теорії інформації у роботах таких видатних вчених, як Н. Вінер, А.Я. Хінчін, В.О. Котельніков, А.М. Колмогоров, В.М. Глушков та інших.

Всі сучасні електронні системи цифрового зв'язку проектується з урахуванням фундаментальних принципів та законів передавання інформації, які були визначені Шенноном. Відповідно до цих принципів кодування повідомлень здійснюється в 3 етапи [4 – 6].

1. Усувається інформаційна надлишковість повідомлення.
2. Інформація кодується з використанням цифрових кодів.
3. Параметри сигналу та системи зв'язку погоджуються у частотному, часовому та енергетичному діапазонах.

Саме за рахунок використання цих принципів кодування сигналів вдається значно знизити надлишковість текстових,

графічних, звукових, телевізійних та інших типів повідомлень у сучасних інформаційних мережах.

Починаючи з 1966 року Клод Шеннон науковою діяльністю майже не займався, проте все життя він активно працював як консультант компанії Bell Laboratories з питань зв'язку. Також він розвивав теорію логічних машин, основу на моделях Тюрінга та фон Неймана [2], і теорію алгоритмів для комп'ютерних ігор. Ним був створений шаховий автомат, машина для пошуку оптимального шляху з лабіринту та автомат для збирання кубика Рубіка.

Останній раз Клод Шеннон активно спілкувався із науковою спільнотою у 1985 році на конференції з теорії інформації у Брайтоні. Там його всі дуже тепло зустрічали вже як «живого класика» теорії інформації.

Помер Клод Шеннон 24 лютого 2001 року у місті Медфорд, штат Массачусетс, США [1].

Слід відзначити, що дослідження Клода Шеннона та його філософські погляди на розвиток теорії інформації актуальні і важливі і сьогодні, у сучасному інформаційному суспільстві. Незважаючи на те, що Шеннон одним із перших став використовувати закони теорії імовірностей та математичної статистики для аналізу інформаційних систем, він ніколи не дотримувався такої думки, що математичний апарат теорії інформації є універсальним інструментом для дослідження будь-яких систем, незалежно від їх

природи та особливостей їх функціонування. У одній із своїх робіт «Бандвагон», аналізуючи бурхливий розвиток теорії інформації, він обережно попереджає вчених, що не треба забувати про те, що це лише дедуктивні математичні методи, і хоча вони у багатьох випадках дуже ефективно працюють як моделі для різних реальних ситуацій, їх не можна вважати універсальними [3]. Навпаки, необхідно завжди ретельно перевіряти їх достовірність. Шеннон, видатний математик, засновник теорії інформації, радить нам плідно та наполегливо працювати, а не заспокоюватись і не відпочивати на лаврах. І ми, ті, хто живе та працює у глобальному інформаційному суспільстві ХХІ століття, не повинні забувати про ці щірі поради та про застереження видатного американського вченого, математика та інженера.

Література

1. Википедия. Клод Шеннон. Електронний ресурс. Режим доступу:

https://ru.wikipedia.org/wiki/Шеннон,_Клод

2. Биркгоф Г., Барти Т. Современная прикладная алгебра. – М.: Мир, 1976. – 400 с.
3. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 830 с.
4. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования. – К.: Вища школа, 1977. – 238 с.
5. Соловьёва Ф.И. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования. Учебное пособие. – Новосибирский государственный университет, Новосибирск, 2006. – 127 с.
6. Денбновецький С.В., Лецишин О.В. Електронні системи: навчальний посібник. – К.: НТУУ „КПІ”, 2011. – 288 с.

УДК 629.733.53.01

Управляющие параметры энергоинформационного комплекса на базе стратосферного беспилотного дирижабля

д.т.н., проф. Писаренко Л.Д., к.т.н., доц.. Цибульский Л.Ю.

Наиболее перспективным направлением увеличения информационных потоков является размещение создающих и приёмопередающих информацию электронных приборов в стратосфере. Несущей платформой для них должны стать беспилотные летательные аппараты (БПЛА), получающие энергию от солнечных элементов. Распространилось мнение, что эти БПЛА – винтовые самолёты с электродвигателями [1]. Это заблуждение создано журналистами. А молекулярно-кинетическая теория газов оперирует экспоненциальной зависимостью Больцмана [2], согласно которой при удалении от поверхности Земли атмосферное давление падает в 10 раз через каждые 15 км. Реально параметры атмосферы периодически меняются и подвержены непериодическим всплескам под действием Солнца и космоса. Анализ параметров атмосферы приводит к однозначному выводу, что БПЛА в стратосфере может быть только на основе газового дирижабля.

Учёными [3], и любителями [4] запускается множество стратосферных зондов (шар

наполненный гелием) для исследования стратосферы и возможности самих гелиевых шаров. Анализ существующих технических и технологических наработок позволяет утверждать, что создание БПЛА на основе дирижабля стало инженерной задачей. Разработано множество полимерных плёнок и композитных материалов для создания оболочки газового баллона. Конструкционные материалы превосходят по прочности сталь в 6 раз и легче алюминия [5]. Развитие электронных приборов и устройств обеспечило прогресс робототехники. Остаётся объединить усилия инженеров в один проект. Не маловажно, что условия стратосферы позволяют использовать солнечную энергию концентрацией зеркальными плёнками больших площадей. Это открывает перспективу эффективных экологических электростанций.

Экономическая целесообразность использования стратосферных дирижаблей очевидна из сравнения затрат на эксплуатацию различных типов летательных аппаратов. Согласно данным [6], стоимость почасовой

эксплуатации: для спутников – \$1000-4000, для беспилотных авиасистем (типа HAWK) – \$300-1000, для стратосферных дирижаблей – \$2-5.

Следует учитывать, что за 10-15 лет, в течение которых орбитальный спутник несет свою вахту, большая часть оборудования серьезно устаревает. В случае неисправности или выхода из строя оборудования орбитального космического спутника осуществить его ремонт или замену невозможно.

Стратосферный дирижабль по окончании вахты может приземляться для обслуживания, ремонта, изменения и модернизации полезной нагрузки. В это время на дежурство заступает дирижабль-дублер.

Подготовка космического аппарата до вывода на орбиту занимает, как правило, до полутора лет, а также требуется создание структурно отлаженной телекоммуникационной спутниковой системы. Геостационарная стратосферная платформа может быстро входить в режим обслуживания абонентов в радиусе своего "пятна", не дожидаясь создания глобальной инфраструктуры. В случае необходимости стратосферный дирижабль может легко поменять расположение, а для орбитального космического спутника такая процедура весьма проблематична.

Отслужившие спутники становятся "космическим мусором", представляющим источник

потенциальной опасности как для других космических аппаратов, так и в дальнейшем при неконтролируемом падении на земную поверхность для людей. Загрязнение остатками ступеней ракет и иным мусором, образующимся во время выведения спутников на орбиты достигло таких масштабов, что к середине века некоторые участки геостационарных орбит могут оказаться совсем непригодными для работы из-за угрозы повреждения аппаратов частичками мусора. Использование стратосферных дирижаблей позволит сократить загрязнение космоса.

Одним из серьезных преимуществ стратосферных дирижаблей является их экологическая чистота. При запуске и выводе космических аппаратов на орбиту сжигаются десятки тонн токсичного ракетного топлива, разрушающего озоновый слой атмосферы. В процессе эксплуатации геостационарных платформ (ГСП) на базе стратосферных дирижаблей применяются технологии преобразования солнечной энергии и энергии других источников безвредных выбросов в атмосферу.

На рис.1. приведена примерная конструкция дирижабля с основными элементами.

Оболочка газового баллона 1 самый важный конструктивный элемент, подверженный постоянным механическим и температурным нагрузкам, воздействию радиации,

космической пыли и метеоритам. Выбор материала для оболочки является ключевой задачей. Очень важно равномерно распределить нагрузку на оболочку и защитить её от термоудара. Следующей проблемой является обеспечение долговечности конструкции дирижабля. Затем необходимо обеспечить нахождение дирижабля в ограниченной области относительно заданной геоцентрической координаты. Для этого необходимы либо двигатели 5, понятно только реактивного действия, но тогда возникает проблема топлива. Либо дирижабль закрепляется тросом с поверхности Земли, что также требует решения ряда сложных инженерных задач. И, в конце концов, на борту дирижабля необходимы несколько систем жизнеобеспечения и полезная нагрузка и все они управляются электронными приборами, для которых необходим источник электроэнергии.

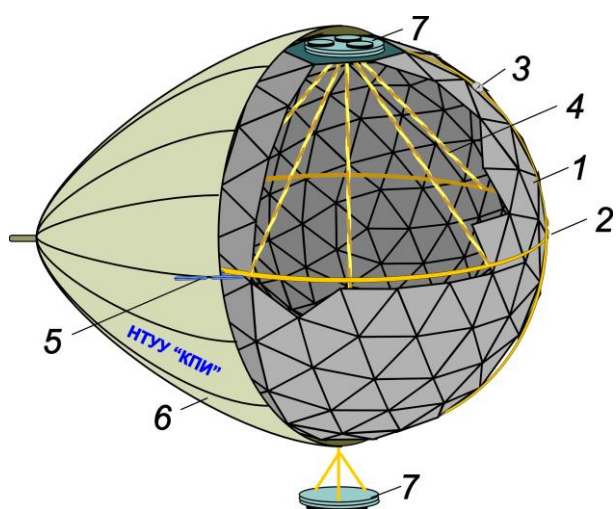


Рис.1. Конструкция дирижабля:

1 – оболочка, 2 – каркас, 3 – робот, 4 – упрочняющий элемент, 5 – двигатели, 6 – концентратор

воздуха, 7 – полезная нагрузка

И отдельной задачей является добыча и передача потребителям на Землю электроэнергии, для чего необходимо выбрать подходящую схему утилизации солнечной энергии. Тем более, что в стратосфере отсутствуют облака и пыль, интенсивность излучения в 2 раза выше, длительность суток больше.

Сбалансированное решение всех задач возможно только в рамках единого проекта, где прежде всего необходимо определить управляющие параметры.

Проект создания энергоинформационного комплекса на базе стратосферного беспилотного дирижабля можно разделить на следующие 8 проблем:

1. Конструкция беспилотного стратосферного дирижабля (БСД).
2. Ограничение района барражирования (нахождение в заданных геоцентрических координатах).
3. Надёжность.
4. Энергообеспечение.
5. Функциональность.
6. Изготовление.
7. Перемещение в район барражирования.
8. Эксплуатация.

Первые четыре проблемы связаны с разработкой комплекса и состоят из задач (примерный перечень) и связанными с ними

управляющими параметрами, таблицу:
 которые сведены в следующую

Задачи	Параметры
<u>1. Конструкция БСД</u>	
– форма гелиевых баллонов; – распределение нагрузок в оболочке баллона; – распределение толщины плёнки в оболочке; – материал оболочки и армирующих лент; – раскрой, армирование оболочки и её крепление к каркасу; – герметизация баллона; – конструкция каркаса – баланс всех конструктивных проблем.	подъёмная сила долговечность надёжность оболочки вес оболочки надёжность крепления оболочки надёжность оболочки надёжность каркаса
<u>2. Ограничение района барражирования</u>	
– двигатели; – система регулировки давления в газовых баллонах БСД; – система ориентации в пространстве; – система жёсткого крепления к поверхности Земли (якорю).	мощность, эффективность, вес вес баллонов высокого давления, надёжность вес, надёжность системы чувствительность, вес, надёжность крепления к "якорю"
<u>3. Надёжность</u>	
– конструкция; – система пополнения и хранения ресурсов; – система мониторинга состояния БСД; – система аварийных и регламентных работ; – система стыковки с летательными аппаратами; – система посадки БСД. – защита от метеоритов и космического мусора; – защита от вандалов:	вес, долговечность эффективность эффективность
<u>4. Энергообеспечение</u>	
– солнечные элементы на полимерных плёнках (солнечный парус); – накопители электроэнергии: аккумуляторы, топливные элементы, топливные смеси;	к.п.д., вес, надёжность вес, ёмкость, долговечность

– отделение водорода мембранами, ректификацией, сорбцией (к.п.д. преобразования водорода в энергию выше в несколько раз к.п.д. электрических аккумуляторов, и вес преобразователя в несколько раз меньше);	эффективность
– хранение водорода в баллонах высокого давления или изготовление горючих смесей;	вес, долговечность
– ядерный реактор (холодный ядерный синтез);	вес, долговечность
– сбор конденсированной и стоявшей воды;	вес, долговечность
– система энергообмена с наземными объектами.	вес, долговечность, эффективность

В итоге основные параметры комплекса образуют четыре группы:

1. Дирижабль – подъёмная сила, вес, надёжность.
2. Конструктивные материалы – вес, долговечность, надёжность.
3. Системы – эффективность (к.п.д.), надёжность, вес.
4. Проекты – эффективность администрирования.

Показательно, что надёжность выступает как проблема проекта и самым важным параметром различных устройств и систем. Это вызвано условиями и требованием длительной эксплуатации, громоздкостью дирижабля и множеством систем его составляющих

Литература

1. NASA Armstrong Fact Sheet: Pathfinder Solar-Powered Aircraft (Информационный бюллетень центра Армстронга НАСА: Следопыт - самолет на солнечных батареях). URL:

<http://www.nasa.gov/centers/armstrong/news/FactSheets/FS-034-DFRC.html> (дата обращения: 28.02.2014).

2. Розанов Л. Н. Вакуумная техника: Учеб. для вузов по спец. «Вакуумная техника». – М.: Высш. шк. 1990. – 320 с.
3. NASA Scientific Balloon Team Hopes to Break Flight Duration Record with New Zealand Launch (Еоманда НАСА надеется запустить в Новой Зеландии научный шар для длительного непрерывного полёта). URL: <http://sites.wff.nasa.gov/code820/> (дата обращения: 03.03.2016).
4. First Coors Light in Space! (Впервые Coors Light в космосе!). URL: <https://www.youtube.com/watch?v=BzF6scSZo40> (дата обращения: 1.03.2013).

5. Кевлар и изделия из него.
URL:
[http://mastermodel.ru/articles/ke-
vlar-i-izdeliya-iz-nego](http://mastermodel.ru/articles/ke-
vlar-i-izdeliya-iz-nego), (дата
обращения: 12.12.2015).
6. Полинит: Futterовка.
Немецкое начало, русская
оконцовка. URL:
<http://futterovka.ru/contacts/>
(дата обращения: 12.04.2016).
7. Проблемные вопросы
создания высотных
аэростатических платформ
как перспективного средства
телерадиокоммуникационного
и мониторингового
обеспечения / Сб. науч. тр.
под ред. Чернышева С.Л. –
ЦАГИ. Труды. – Вып. 2682. –
2009. – 58 с.

УДК 621.387.132.222

Оцінка можливостей застосування тасітронів в системах електроживлення імпульсних плазмових пристроїв

Горбенко О.А., Мумладзе А.В., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.

Розвиток радіоелектронної техніки призвів до необхідності створення комутуючих приладів, що володіють універсальністю модуляторних ламп, але мають порівняно з ними більш високий ККД. У радіотехнічних пристроях для комутації енергії в багатьох випадках краще використовувати газорозрядні прилади замість вакуумних електронних ламп або напівпровідникових приладів, так як невелике падіння напруги при газовому розряді дозволяє здійснити необхідну комутацію при незначних втратах енергії [1].

Серед відомих розмикачів найбільш перспективними, в діапазоні струмів до 1 кА і напруги близько 100 кВ, є газорозрядні комутатори струму. Їх використання дає можливість отримувати багаторазово повторювані імпульси зі стабільними параметрами, забезпечувати досить просту зміну енергії в імпульсі, генерувати високовольтні імпульси від низьковольтних джерел живлення. Крім того, газорозрядні комутатори здатні відновлювати в повному обсязі свої властивості після зривів в

роботі, що виникають в критичних режимах функціонування.

Твердотільні напівпровідникові ключі вельми привабливі для використання в імпульсних системах живлення, що пов'язано, в першу чергу, з високою надійністю напівпровідникових приладів, великим терміном служби, низькими експлуатаційними витратами і екологічною безпекою (відсутність ртуті і свинцю). Напівпровідникові ключі можуть працювати в апаратурі в будь-якому положенні, що дає можливість проектувати установки як в стаціонарному лабораторному, так і рухомому транспортному виконанні. Тому такі ключі все частіше розглядаються як заміна газорозрядним приладам - тиратронам, тасітронам і вакуумним розрядникам.

Найбільш широко використовуваними напівпровідниковими ключами є тиристори (SCR). Вони мають мале пряме падіння напруги у включеному стані, а також високу перезавантажувальну здатність по току і завдяки простій біполярній технології мають порівняно низьку собівартість. Але поряд з

достоїнствами, тиристори мають ряд недоліків, які проявляються при комутації коротких і дуже великих по амплітуді імпульсів струму. Це пов'язано з досить повільним процесом поширення включеного стану від керуючого електрода до зовнішньої межі р-п-переходу після подачі імпульсу керування. Така особливість SCR визначила їх використання в мілісекундному діапазоні комутації струмів [10].

Хороші комутуючі характеристики в частотному режимі продемонстрували SIT-тиристори і біполярні транзистори з ізольованим затвором [6, 7]. Однак прилади такого типу не призначені для роботи в режимах комутації великих імпульсних струмів (десятки і більш кілоампер) через відомі фізичні обмеження (низьколеговані емітери, короткий час життя неосновних носіїв заряду, малі розміри кристалів і ін.) [10].

В пристроях, де великі рівні комутованої потужності поєднуються з вимогами високої швидкості комутації, широко використовувані в техніці тиратрони, а так само інші типи керованих газорозрядних вентилів і напівпровідникові прилади, не можуть конкурувати з електронними вакуумними лампами.

Тому ряд дослідників робили спроби створити такий газорозрядний прилад, за допомогою якого можливо як включати, так і відключати електричні ланцюги від джерел енергії з необхідною

швидкістю. Саме таким приладом є тасітрон [1].

Тасітрон представляє собою трьохелектродний прилад, наповнений воднем. Керуючий електрод виконаний у вигляді дрібноструктурної сітки, повністю перекриває розрядний проміжок між анодом і катодом. Для підтримки в приладі постійного тиску водню служить водневий генератор. Катод тасітрону - підігрівний, алюмосилікатний, неекранований.

Тасітрон володіє унікальною для потужних газорозрядних приладів здатністю - за допомогою сітки перериває струм анода без зняття анодної напруги, в чому він подібний до вакуумних електронних ламп. З іншого боку, тасітрон володіє головною перевагою газорозрядних приладів - має високий ККД по анодному колу і по ряду властивостей може розглядатися як тиратрон з дрібноструктурною сіткою [2].

Так як використання тасітрону в системах електроживлення імпульсних плазмових приладах через високий ККД є доцільним, виникає необхідність дослідження властивостей і характеристик тасітронів.

Принципова схема включення тасітрону в імпульсних пристроях показана на рис. 1 [1], а осцилограми залежності напруги на аноді і анодного струму тасітрону від часу в процесі імпульсної роботи приладу на рис. 2 [1]. У процесі розвитку і гасіння розряду в проміжках часу t_1-t_2 і t_3-t_4 катод і сітка тасітрону

піддаються бомбардуванню іонами, що здобувають великі енергії під впливом анодної напруги, що має високі миттєві значення, незважаючи на наявність в міжелектродному просторі плазми, що розвивається або розпадається [1].

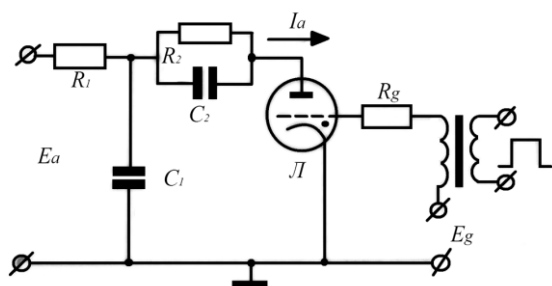


Рис. 1. Принципова схема включення тасітрону [1]

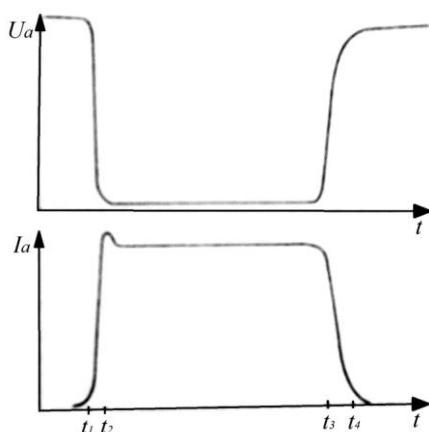


Рис. 2. Осцилограми залежності напруги на аноді і анодного струму тасітрону від часу [1]

Час розвитку розряду в тасітроні залежить від амплітуди добової напруги включення, величини сіткового струму, проникності сітки і ступеня екранування катода [2].

Час гасіння залежить від величини анодного струму, напруги зсуву на сітці E_{g0} , опір в ланцюзі

сітки R_g , а також від геометрії розрядного проміжку, виду і тиску газу, що наповнює прилад [1].

Завдяки невеликим розмірам вага тасітрону в 3 - 5 разів менше, ніж вага вакуумних модуляторних ламп, розроблених для використання в імпульсних режимах з малою шпаруватістю при тих же середніх потужностях [1].

За допомогою тасітрону можна формувати послідовності імпульсів, довільно розподілених в часі, з мінімальним інтервалом між окремими імпульсами порядку 0,3 мкс [1].

Для подальшого підвищення рівня потужності, комутованої тасітроном, рекомендований метод анодно-сіткової модуляції. Гасіння розряду в цьому випадку протікає в два етапи під впливом послідовних і взаємодоповнюючих процесів - часткового зменшення анодного струму і подачі негативної напруги на сітку [2].

В роботах [3, 4] проведено теоретичне і експериментальне дослідження ефективності застосування тасітронів в генераторах гармонійних коливань високої частоти. В експериментальному генераторі з незалежним збудженням на частоті 10 кГц тасітрон працював при ККД по анодному ланцюзі 94% і коефіцієнт підсилення за потужністю близько 70.

В роботі [5] описаний блокінг-генератор на тасітроні і проводиться

методика розрахунку елементів цього генератора.

На підставі проведених досліджень тасітронів можна зробити наступні висновки [2]:

- Запалювання розряду в тасітроні виникає спочатку в анодному ланцюзі, а потім в області сіткатод.
- Час запізнювання запалювання залежить тільки від крутизни фронту імпульсу напруги сітки.
- Проходження струму в потужних тасітронах є параметром кола сітки. Існує оптимальне значення струму сітки, при якому падіння напруги на тасітроні мінімально.
- Гасіння тасітрону здійснюється при впливі на його сітку негативної напруги зсуву, який викликає утворення щільних іонних оболонок і, як наслідок цього, перерозподіл струму між сіткою і катодом.

Література

1. Герен А.И., Крестов В.А., Николаев А.А. Мощные металлокерамические таситроны // М.: Радиотехника, – 1973. – В. 3. – С. 105-107.
2. Гайнутдинов К.С., Свирин В.П., Тихомиров Л.М. Исследование свойств и характеристик мощного таситрона // М.: ЦНИИ. Электроника, – 1971. – Т. 3. – С. 54-60.
3. Кухарев В.Г. Генерирование высокочастотных колебаний с помощью таситронов: диссертация /ЛПИ им. Калинина. – Санкт-Петербург, – 1969.
4. Артым А.Д. Ключевые генераторы // М.: Знание, – 1969. – В. 3. – С. 64.
5. Вилков А.Н., Попов В.К. Исследование работоспособности таситрона ТГУИ-1/І в блокинг генераторе // М.: Электроника, – 1970. – В. 2.
6. Ibuka S., Osada T., Jingushi K. Pulsed power generator utilizing fast Si-thyristors for environmental applications // Proceeding of 12th IEEE International Conference, – 1999.
7. Okamura K., Shimumara H., Kobayashi N., Watanabe K. Development of a semiconductor switch for high power copper vapor lasers // Proceeding of 11th IEEE International Pulsed Power Conference, – 1997.
8. Ворончев Т.А., Соболев В.Д. Физические основы электровакуумной техники // М.: Высшая школа, – 1967. – С. 347.
9. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи // М.: Госэнергоиздат, – 1955. – Т. 2. – С. 456.

10. Мартыненко В., Хапугин А.,
Чумаков Г. Мощные
полупроводниковые ключи
для импульсных применений

// Компоненты и технологии,
– 2008. – №. 10. – С. 80-82.

УДК 621.385.69

Современные микроволновые синтезаторы частоты. аналитический обзор

Грамарчук Ю.А., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Аналитический обзор демонстрирует, что сравнение и исследование различных архитектур синтезаторов частот (СЧ) выделяет общие параметры для анализа. Разработка и проектирование СЧ весьма актуальна, так как их глобальное применение подталкивает разработчиков к модернизации технических характеристик, расширению функций устройств, уменьшению массо - габаритных показателей, потребляемой энергии, и в итоге, стоимости готового товара. Исследования по совершенствованию СЧ направлены на повышение рабочих частот, снижению времени перестройки частоты и уровня фазового шума, однако одновременное улучшение основных параметров не может быть реализовано ввиду большого затруднения¹.

1. Введение

Принципы работы синтезаторов частот отличаются, но в СВЧ – диапазоне они реализуются на основе управляемых по частоте автогенераторов, охваченных цепью фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Выходная частота синтезатора частот такого типа определяется генератором,

управляемым напряжением (ГУН), а ее относительная стабильность – низкочастотным генератором высокой стабильности. При проектировании синтезаторов, следует выделить набор основных параметров, необходимых для обеспечения высокостабильных выходных колебаний.

Табл. 1. Параметры синтезатора частоты

Параметр	Обозначение
$f_{min}; f_{max}$	Диапазон генерируемых частот
Δf	Шаг дискретной перестройки частот
P	Мощность генерируемых колебаний
$\Delta f/f$	Относительная нестабильность генерируемой частоты
$\alpha(F)$	Относительная мощность шума выходных колебаний
γ	Относительная мощность шума побочных колебаний

2. Цели и задачи

Обеспечение максимально оптимальных характеристик на высоких частотах при рентабельных ценах компонентной базы и компактных технологических методах исполнения устройств (т.е. минимальное время выхода на рабочий режим и оптимальное

отношение сигнал/шум). Целью обзора является анализ устройств частотной генерации, способных работать в диапазоне сверхвысоких частот, основных принципов их проектирования и исполнения. Предметом исследования является эквивалентное замещение узлов синтезатора, для того, чтобы впоследствии применить методы математической оптимизации для представления СЧ в качестве линейного канала.

Кроме того к синтезаторам, как к устройствам формирования сетки частот, предъявляются требования к стабильности и спектральному составу колебаний, уровню фазового шума и длительности переходных процессов.

3. Актуальные требования к СВЧ СЧ

Представим ограничения, присущие высокостабильным синтезаторам частоты СВЧ диапазона. Крупнейшие производители высококачественных СЧ применяют несколько способов управления частотой, однако наиболее популярными являются:

1. ЖИГ (YIG – Yttrium-iron garnet) – генераторы на основе железо-иттриевого граната;
2. ГУН (VCO – voltage-controlled oscillator) – генераторы, управляемые напряжением;

ЖИГ входит в диапазон дорогих устройств, а как следствие менее популярных, в связи с чем ведущие производители совершенствуют второй метод частотной генерации

(ГУН). И таким устройствам свойственны следующие ограничения, которые в свою очередь обеспечивают оптимальные показатели качества:

1. Широкий диапазон выходных частот;
2. Низкий уровень фазового шума;
3. Малый шаг перестройки;
4. Минимальные задержки перестройки частоты (единицы мс и менее)²

Выходом для создания устройств с совмещением таких параметров – СЧ на ГУНах, объединенных частотными возможностями дробных делителей частоты и высокого качества по фазовому шуму целочисленного СЧ с ФАПЧ. Для оценки фазового шума в полосе ФАПЧ на произвольной частоте принято использовать следующее соотношение:

$$L_{PN}(f) = L_{PN,1G} + 20 \times \log(f(MГц)/1000) \quad (1),$$

где f – частота пересчета шума,

$L_{PN,G}$ – уровень фазового шума на частоте 1 ГГц. Оптимальным уровнем ФШ синтезатора, как принято считать, является показатель $-125 \dots -135 \text{ дБн/Гц}$ на несущей частоте 1 ГГц

при отстройке 10 кГц. Погрешность же формулы (1) определяется параметрами компонентов СЧ.

4. Совмещение принципов построения частотной сетки

В целях усовершенствования модели, а именно повышение стабильности выходных колебаний и уменьшение времени установления выходной частоты, была предложена модель, дополненная компонентом, который помогает достичь высокого частотного разрешения в составе делителя ФАПЧ.

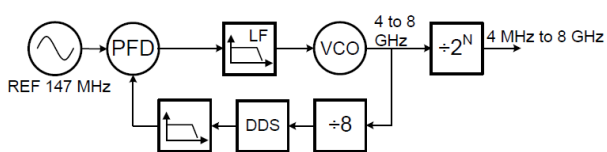


Рис. 1. Гибридный СЧ с DDS в контуре обратной связи.

При такой реализации, ГУН способен формировать частоты выходного сигнала в октавном диапазоне, а более низкие частоты формировать за счет программного делителя, установленного на выходе с большим коэффициентом деления. В такой схеме, выходная частота DDS остается неизменной.

При этом появляется ряд преимуществ такой реализации, как малый шаг установки выходной частоты и уменьшение времени перестройки по частоте за счет высокой частоты сравнения. Для такой схемной реализации применительно выражение для расчета частотной сетки выходного сигнала:

$$f_{OUT} = 8 \cdot 2^{48} / K \cdot M = f_{REF} \quad (2),$$

где выходной делитель K принимает значения $[1; 2^{10}]$;

задаваемое целое число M с границами $[M_{min}; M_{max}] = [2^{48} \cdot \frac{f_{REF}}{10^9}; 2 \cdot M_{min}]$;

f_{REF} – опорная частота.

Однако, кроме преимуществ такого построения, следует отметить важнейший недостаток совмещенного принципа построения синтезатора частоты, а именно невозможность менять двоичную десятичную последовательность DDS без нарушения частотной сетки за счет однозначной связи выходной и опорной частоты сравнения, и как следствие нельзя избавиться от «ошибочной» кратности частот и негармонических составляющих.

5. Методы синтеза

Из всего множества методов синтеза, обычно применяемых в настоящее время при разработке синтезаторов, используются метод некогерентного и метод когерентного синтеза.

Некогерентный синтез предполагает наличие комбинации нескольких стабилизированных автогенераторов, позволяющих получить значительное число выходных частот при относительно небольшом числе стабилизирующих резонаторов. Преимуществом является его несложное исполнение, однако широко его применение затруднено из-за высокой нестабильности частоты и неприемлемого уровня фазового шума.

При когерентном синтезе все множество выходных частот синтезатора образуется из опорной частоты одного эталонного

генератора, так что стабильность и точность установки любой из частот равны, соответственно, стабильности и точности установки опорной частоты. Это обстоятельство обусловило незаменимость систем когерентного синтеза в случаях, когда предъявляются высокие требования к стабильности рабочих частот. Такие системы широко используются и разделяются на три класса: системы прямого когерентного синтеза, системы косвенного когерентного синтеза и комбинированные системы, использующие прямые и косвенные методы.

При достижении высоких частот, имеет место использование исключительно систем косвенного синтеза, т. к. при этом приращение частоты получают, используя принцип обратной связи (как было рассмотрено ранее, СЧ с ФАПЧ).

6. Параметры СВЧ синтезатора частоты

При частотном построение важнейшим является соблюдение ряда параметров, а именно:

- высокостабильность;
- низкий уровень фазовых шумовых составляющих;
- быстрая перестройка между частотами;
- когерентность формируемых частот;
- максимально широкая ПЧ.

Качество формируемого сигнала, кроме всего остального, определяется по спектральной плотности в заданной полосе частот. Этот параметр определяется из расчета шума

синтезатора, ширины полосы пропускания кольца ФАПЧ и коэффициента делителя в цепи ОС.

7. Заключение

Исходя из анализа теоретического материала в отношении темы частотного построения, следует заметить, что для оптимизации СВЧ синтезатора в целях получения наилучших параметров (раздел VI), необходимо производить модель устройства косвенного синтезирования частот (с применением цепей обратной связи). Метод анализа основан на расчете средней мощности сигнала, которая при спектральном анализе и математическом представлении при помощи свёрточных функций приобретает количественный характер, на основании которого возможно рассчитать уровни фазовых шумов и оценить степень влияния побочных составляющих, чтобы в итоге получить максимально «очищенный» выходной сигнал, что важно при качественной передаче информации.

Литература

1. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ (Кузьменков А. С., Поляков А. Е., Стрыгин Л. В., Труды МФТИ – 2013 г., т. 5, № 3).
2. Романюк В. А., Синтезаторы частоты на основе автогенераторов с ФАПЧ, М: 2005 г., с. 14.

УДК 621.373.187

Интегральный приемник субмиллиметрового диапазона

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

В статье показана возможность технической и технологической реализации интегрального приемника диапазона 0,3-1,0 ТГц. Приведен новый тип квазиоптической резонансной системы, представляющей собой симбиоз открытого резонатора, прямоугольных сверхразмерных металлического и металлодиэлектрического волноводов. Показаны математические соотношения основ теории.

Развитие систем связи, радиолокации, радиометрии диапазона 0,3-1,0 ТГц как гражданского, так и специального назначения идет по пути освоения более высоких диапазонов частот, применение сигналов с более сложными законами модуляции, создание систем с высокой стабильностью несущей частоты. В этих условиях требования к вновь создаваемой аппаратуре существенно повышаются, прежде всего, к таким характеристикам как пропускная способность, точность определения координат (долгота, широта), высокая чувствительность и разрешающая способность.

Освоение диапазона 0,3-1,0 ТГц в настоящее время требует создания высококачественных высокостабильных твердотельных генераторов передатчиков и

гетеродинов приемников, поэтому исследования направленные на создание аппаратуры обладающей высокими стабильными характеристиками и чувствительностью являются актуальными.

Высокая стабильность гетеродина на основе открытого резонатора (уровень $10^{-5} \dots 10^{-6}$) позволяют применять интегральный приемник в спектроскопии, системах связи и радиолокации.

В таблице 1 приведены сравнительные характеристики интегральных приемников субмиллиметрового диапазона.

*Расчетное значение температуры шума интегрального приемника.

Функциональная схема интегрального приемника приведена на рис.1.

На приведенном рисунке обозначены: 1 – балансный смеситель; 2 – высокостабильный гетеродин; 3 – маломушящий усилитель промежуточной частоты; 4 – полосно-пропускающий фильтр; 5 – маломушящий управляемый усилитель промежуточной частоты; 6 – балансный смеситель промежуточной частоты; 7 –

управляемый синтезатор; 8 – блок управления и регистрации сигналов.

Для блока управления и регистрации разработаны цифровые модели на основе микросхем LMX 2492, ADF 4159, HMC 624LP4E и проведена оценка их параметров.

Научная новизна заключается в следующем.

Предложен новый тип квазиоптических резонансных систем, представляющий собой симбиоз открытого резонатора, прямоугольных сверхразмерных металлического и металлодиэлектрического волноводов. Проведены исследования резонансной системы.

Проведен сравнительный анализ схем построения и характеристик интегрального приемника субмиллиметрового диапазона и получена оптимальная (с электрической и энергетической точки зрения) схема построения таких приборов.

Сформулированы требования к базовым элементам квазиоптического интегрального приемника.

Получены аналитические выражения, которые определяют основные электрические и энергетические характеристики элементов.

Разработана оригинальная базовая конструкция интегрального приемника 0,3...1,0 ТГц.

Табл. 1. Системные параметры

Частота, ГГц	Мощность гетеродина, мкВт	Полоса ПЧ, ГГц	Температура шума (DSB), °K		Примечание
			Шоттки	SiS	
290-310	2000/4000	5-15	980		[5]
874	3000	0-10	3500		[6]
1130	40/80	0-10	-	650	[6]
300-340	2000/3000	1-15	1200*		

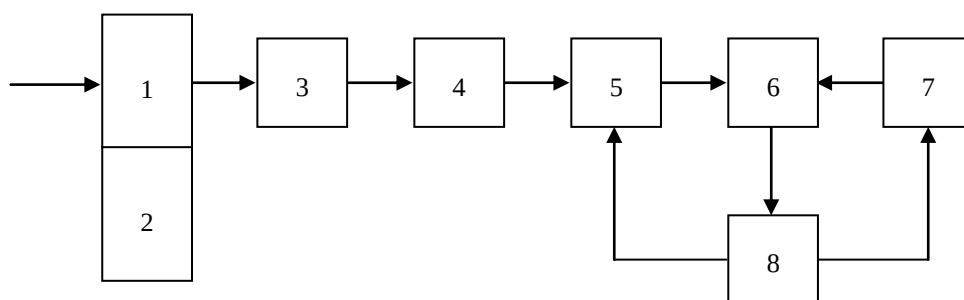


Рис.1. Функциональная схема интегрального приемника

Проведены измерения характеристик базовых элементов и приемника в целом.

Квазиоптический гетеродин. Теория и результаты расчета.

Компоненты поля TE_{mn} -волн в полом прямоугольном волноводе

Для понимания процесса суммирования мощностей нескольких полупроводниковых диодов в ОР, оценим эффективность возбуждения колебания TEM_{10q} (в функциях Эрмита-Гаусса) в полусферическом резонаторе с помощью прямоугольного волновода сечением $a \times b$, в котором распространяется волна TE_{20} .

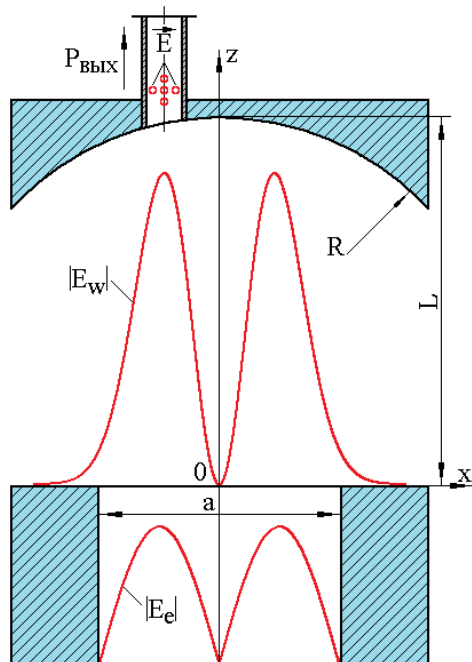


Рис. 2. Полусферический ОР с отрезком прямоугольного волновода.

Выбор резонатора полусферической геометрии обусловлен тем, что в ОР со сферическими зеркалами получить максимальную эффективность возбуждения рабочего колебания невозможно [1]. Это связано с тем, что практически невозможно обеспечить в раскрые волновода радиус кривизны фазового фронта распространяющейся в нем волны, равный радиусу

кривизны сферического зеркала резонатора, в центре которого выполнен такой элемент связи. В работе предлагается способ получения в раскрые волновода фазового фронта близкого к плоскому фронту рабочего колебания резонатора вблизи плоского зеркала полусферического ОР.

Для определения эффективности возбуждения колебания TEM_{10q} в резонаторе с помощью волны TE_{20} прямоугольного волновода, воспользуемся соотношением

$$\eta = \frac{4\pi^3}{\tilde{a}^3 \tilde{b}} \Phi^2 \left(\frac{\tilde{b}}{2} \right) e^{-2 \left(\frac{\pi}{\tilde{a}} \right)^2} \times \left[2 + e^{\left(\frac{\pi}{\tilde{a}} \right)^2 - \left(\frac{\tilde{a}}{2} \right)^2} (W(g) + W^*(g)) \right]^2$$

где $\tilde{a} = a/w_0$, $\tilde{b} = b/w_0$, $\Phi(\tilde{b}/2)$ - интеграл вероятности, $g = (\pi/\tilde{a})^2 + j(\tilde{a}/2)$, $W(g)$ - интеграл вероятности комплексного аргумента.

На рис.3 приведена зависимость $\eta(\tilde{a}, \tilde{b})$, рассчитанная численно по вышеприведенной формуле.

Как видно из рисунка, правильный выбор поперечных размеров возбуждающего прямоугольного волновода, по которому распространяется волна TE_{20} , позволяет получить высокую эффективность возбуждения колебания TEM_{10q} в ОР. Максимальная величина $\eta = 0,867$ при нормированных размерах элемента связи $\tilde{a} = 3,338$ и $\tilde{b} = 1,980$. Таким образом, на основании проведенных расчетов можно сделать вывод, что порядка 87% мощности, подводимой

по волноводу к резонатору, идет на возбуждение рассматриваемого колебания. Это фактически и есть коэффициент суммирования для такой схемы.

Если в плоскости yOz в возбуждающем волноводе (см. рис.2) расположить металлическую плоскость, то мы получим два прямоугольных волновода, в каждом из которых будет распространяться основная волноводная волна TE_{10} . При этом суммарная эффективность возбуждения колебания TEM_{10q} в ОР с помощью двух прямоугольных раскрытов с размерами $\tilde{a} \times \tilde{b} = 1,669 \times 1,98$ (см. рис.2) с учетом противофазного возбуждения каждого из пятен полей рабочего колебания не изменится.

Проведенные экспериментальные исследования в четырехмиллиметровом диапазоне показали, что развязка между двумя раскрытиями с геометрическими размерами $6,9 \times 9,6$ мм порядка -30 дБ [2]. Если теперь в каждом прямоугольном волноводе стандартного сечения, плавно переходящем в излучатель указанных выше размеров, расположить полупроводниковый генератор, то мы получим сумматор мощности на полусферическом ОР, который будет обеспечивать фазовую синхронизацию источников [3].

Таким образом, проведенные исследования показывают, что при правильном выборе геометрических размеров прямоугольного волновода с волной TE_{20} , расположенного в центре плоского зеркала полусферического ОР, последний будет обладать

одночастотным откликом в широкой полосе частот. Этот результат имеет важное практическое значение при создании сумматоров мощности на базе открытой резонансной системы.

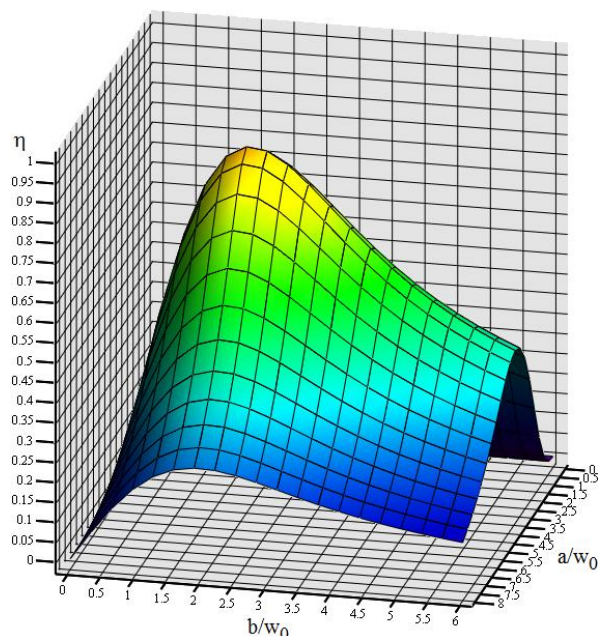


Рис. 3. Эффективность возбуждения колебания TEM_{10q} в ОР с помощью волны TE_{20} при изменении нормированных размеров возбуждающего элемента связи.

Квазиоптический преобразователь частоты.

Квазиоптический преобразователь частоты реализован на новом типе квазиоптической резонансной системы, представляющий собой симбиоз открытого резонатора [4], сверхразмерного металлического и металлодиэлектрического волноводов (см. рис.4).

Предлагаемый квазиоптический преобразователь частоты диапазона 0,3-1,0 ТГц состоит из четырех частей: входной линии передачи — металлодиэлектрического волновода

сечением $10 \times 10 \text{ мм}^2$ (1); микросборки планарной антенны, балансного смесителя, усилителя промежуточной частоты (2), сверхразмерного металлического волновода (3) и высокостабильного гетеродина на основе InP или AlInAs (GaInAs) HEMT MMIC генераторов.

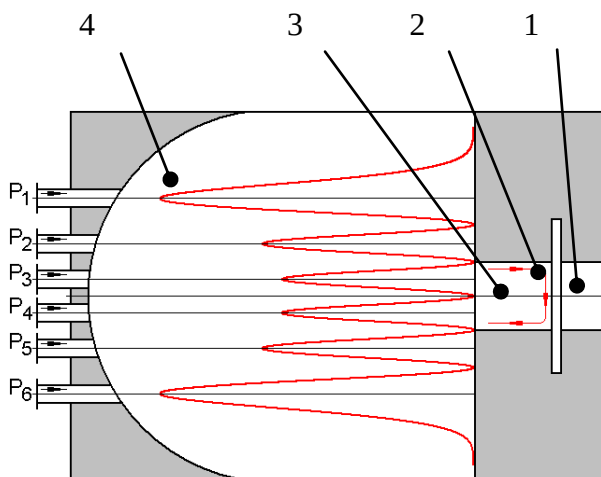


Рис. 4. Квазиоптический преобразователь частоты.

Микросборка MMIC генераторов ($P_1 \dots P_6$) объединены в квазиоптическом объемном резонаторе, характеристики которого обеспечивают высокую стабильность частоты гетеродина и сложение мощностей MMIC генераторов.

Предложенная схема балансного смесителя (БС) относится к поперечно ориентированному типу.

В таком типе смесителя электромагнитное поле входного сигнала волновода облучает диодную структуру, расположенную перпендикулярно волноводу без использования дополнительной линии передачи.

Фрагмент топологической схемы такого смесителя приведен на рис.5.

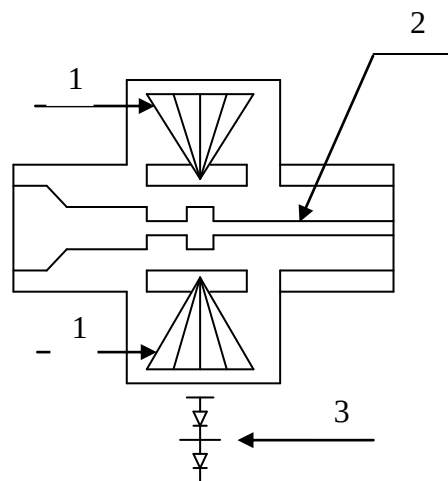


Рис. 5. Фрагмент топологической схемы балансного смесителя.

1 – планарная антенна; 2 – полосковая линия передачи; 3 – диоды с барьером Шоттки.

Планарная антенна, полосковая линия передачи сформированы на подложке из дьюрида 5820 (толщина $0,127 \text{ мм}$, $\epsilon = 2,2$). Диоды с барьером Шоттки монтируются в плоскости симметрии планарной антенны.

На этой подложке монтируется MMIC маломощного усилителя ПЧ (на рис.5 не показано).

Выводы.

1. Результаты работы подтверждают возможность технической и технологической реализации интегрального приемника диапазона $0,3-1,0 \text{ ТГц}$.

2. На основании проведенного анализа известных конструкций и характеристик интегральных приемников субмиллиметрового диапазона предложен новый тип квазиоптической резонансной

системы, представляющей собой симбиоз открытого резонатора, прямоугольных сверхразмерных металлического и металлодиэлектрического волноводов. Подтверждена новизна технического решения.

Литература

1. Kuzmichev I.K. Excitation efficiency of quasioptical resonance systems / I.K. Kuzmichev // Telecommunications and Radio Engineering. – 2009. - Vol. 68, No. 1. – P. 49-63.
2. Когельник Х. Коэффициенты связи и коэффициенты преобразования волн в оптических системах/ Х. Когельник / Пер. с англ. и нем. под ред. Б.З. Каценеленбаума и В.В. Шевченко // Квазиоптика. – М. : Мир, 1966. – С. 210-225.
3. DeLisio M. P. Quasi-Optical and Spatial Power Combining / M. P. DeLisio, R. A. York // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. – 2002. – Vol. 50, No 3. – P. 929–936.
4. Чайсов М.Г., Май О.В., Май Ол-р.В, Кириченко О.Г. Відкритий резонатор. UA 93745 C2, Бюл. №5, 2011р.
5. 300 GHz transmission system / C. Jastrow, K. Munter, R. Piesiewicz, T. Kurner, M. Kochand, T. Kline-Ostmann // Electronics Letters. – 2008. – vol.44, No.3.- p.75-77.
6. Peter H. Siegel. Terahertz technology // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques.- 2002.-vol.50, No.3- p.910-928.

УДК 621.38

Модельовання плазмових джерел швидких нейтралів

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

Вплив прискореними іонами на тверде тіло є важливим напрямком у технології нанесення покриттів на вироби в оптичній та електронній промисловостях, а також в техніці генерації пучків різних частинок [1-4]. Найбільш часто застосовують іонне розпилення твердої мішені, як джерела матеріалу для покриття. Для цього на мішень направляють прискорені іони, що генеруються в плазмі газового розряду, створюваного поблизу мішені, або в спеціальному пристрої – іонній гарматі. Зазвичай використовують іони аргону Ar^+ . Оскільки оптичні покриття, як правило, являють собою сполуки кремнію і металів з киснем [3], його вводять в атмосферу технологічних камер для отримання покриттів стехіометричного складу. Тому мішень може бомбардуватись не тільки іонами Ar^+ , але й іонами кисню. Іноді тільки ці іони (без Ar^+) використовують для розпилення, щоб виключити проникнення аргону в покриття. Бомбардування іонами викликає ряд ефектів [1]; один з них – розпилення атомів мішені з подальшим їх осадженням на підкладку у вигляді покриття; з інших зазначимо відбиття (зворотне розсіювання) від мішені самих бомбардувальних частинок. Було показано, що коефіцієнт відбиття для

зазначених іонів може досягати десятків відсотків, особливо при похилому падінні [5]. Розсіяні частинки (а це в більшості своїй нейтралізовані іони, тобто нейтралі, причому атомарні, оскільки молекулярні іони розпадаються на окремі атоми) мають значну енергію, що досягає енергії бомбардувальних частинок. Розсіяні атоми потрапляють на підкладку і впливають на створюване покриття: проникають у нього, утворюють дефекти росту, нагрівають. Ефекти нейтралізації та відбиття іонів поверхнею металевої мішені використовують для одержання пучків нейтральних атомів [4].

Мета нашої роботи полягала у створенні плазмового джерела швидких нейтралів методом комп'ютерного моделювання та розрахунку характеристик відбитих потоків атомів Ar і O , що має відношення до технології оптичних покриттів і джерел швидких нейтралів. Зазначимо, що відбиття легких атомів H і He розглядалось у [6].

Модель складається із двох основних частин, які моделювались окремо одна від одної. Перша – це НВЧ генератор плазми (рис. 1), який може використовуватись сумісно не

лише з нейтралізатором іонів, але й, дозволило на основі віртуальної моделі побудувати реальний пристрій, розпилювальним пристроєм, друга – оскільки ми вже знали, які розміри та нейтралізатор іонів (рис. 2). При матеріали нам забезпечать бажані цьому таке незалежне моделювання параметри.

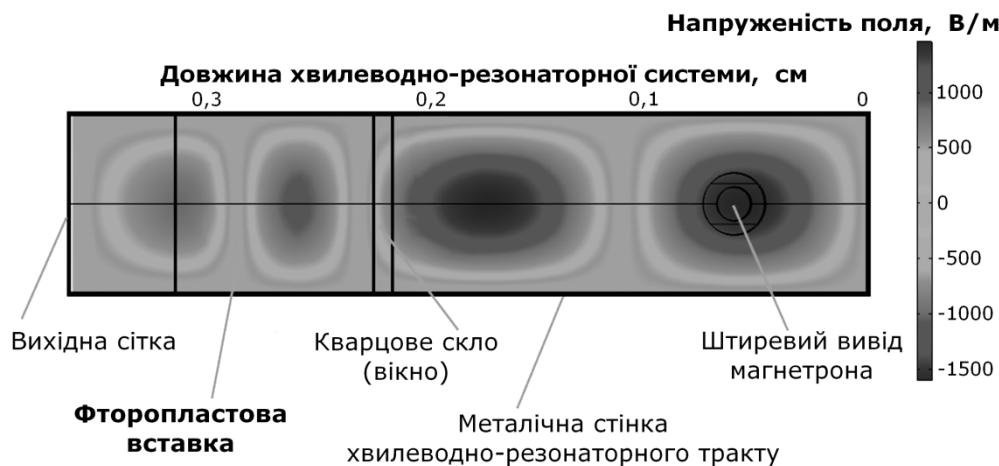


Рис. 1. Комп'ютерна модель НВЧ генератора плазми

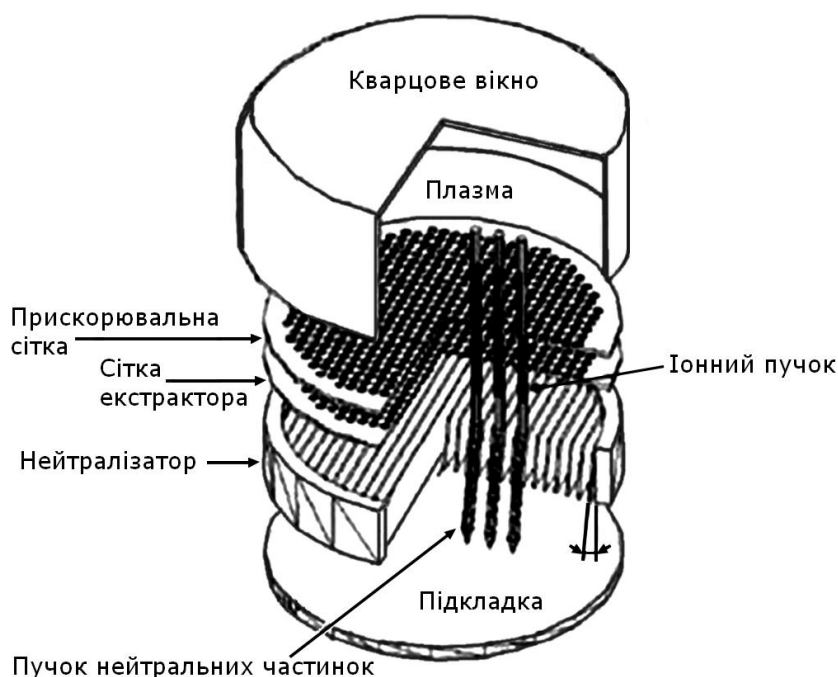


Рис. 1. Один із варіантів побудови нейтралізатора іонів

Вибір геометрії та розмірів НВЧ пакету Comsol Multiphysics. У елементів був виконаний за генераторі встановлюється допомогою 3D-моделювання в резонаторний режим з передачею середовищі фізико-інженерного НВЧ потужності від магнетрона

плазмовому розряду у розрядній камері при оптимальному виборі геометрії хвилеводно-резонаторного вузла, який разом з картиною розподілу електромагнітного поля представлений на рис. 1.

Розрахунок характеристик відбитих потоків атомів Ar і O виконувався за допомогою програми TRIM (*TR*ansport of *I*ons in *M*atter) [7,8]. Він заснований на методі Монте-Карло для дослідження випадкових блукань 99500 високоенергетичних частинок у твердому тілі мішені у наближенні парних зіткнень частинок з атомами мішені. Цей метод найбільше підходить для подібних розрахунків, бо процес уповільнення (гальмування) атомних частинок носить статистичний характер, оскільки окремі атоми зазнають неоднакового числа зіткнень і втрачають різну енергію. Внаслідок цього іони, що бомбардують, проходять різні траєкторії і довжини пробігів до зупинки у твердому тілі.

Проникнення швидких іонів у тверде тіло або складний за складом матеріал супроводжується взаємодією їх з ядрами атомів та електронами твердого тіла. Іон при першому зіткненні з атомом матеріалу передає йому частину своєї кінетичної енергії, створюючи при цьому первинно вибитий атом, який вибиває

вторинний, і т.д. Траєкторії кожної частинки простежуються до того часу, поки вона не втратить свою енергію. Зіткнення атомів відбуваються хаотично і вони розсіюються під різними кутами відносно початкового напрямку руху іонів. Для характеристики процесу використовують інтегральні коефіцієнти відбиття частинок R_N і енергії R_E . Коефіцієнт R_N визначається як відношення кількості відбитих атомів N до кількості первинних частинок N_0 (у перерахунку на атоми), що бомбардують мішень. R_E визначається як частина початкової енергії E_0 , що поглинається відбитим атомом. R_N не залежить від того, чи відбувається бомбардування мішені молекулярним або атомарним іоном, якщо зроблено відповідний перерахунок енергії на одну атомну частку. Також не впливає на R_N наявність заряду у бомбардувальній частинки. Це означає, що при розрахунку розсіювання іонів кисню задаємо енергію, що припадає на одну бомбардувальну атомну частку, і вважаємо один молекулярний іон як дві незалежні атомні частинки. В табл. 1 і табл. 2 наведені результати розрахунку R_N і R_E , де E_0 – початкова енергія бомбардувальних частинок в перерахунку на атоми.

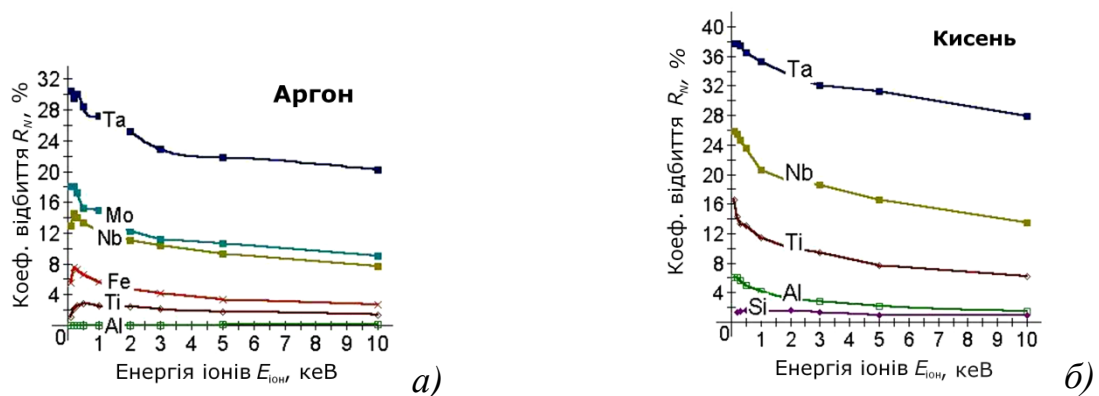
Табл. 1. Розрахунок коефіцієнтів відбиття частинок та енергії для іонів кисню при нормальному падінні

E_0 , кеВ	Коефіцієнт відбиття	Матеріал і атомна маса мішені					
		Al 26,98	Ti 47,90	Zn 65,38	Zr 91,22	Nb 92,91	Ta 180,95
0,5	R_N	0,0502	0,1282	0,2065	0,2217	0,2353	0,3653

	R_E	0,0041	0,0214	0,0518	0,0610	0,0665	0,1555
1,0	R_N	0,0398	0,1143	0,1885	0,2015	0,2124	0,3545
	R_E	0,0033	0,0199	0,0474	0,0558	0,0598	0,1481
5,0	R_N	0,0244	0,0774	0,1436	0,1622	0,1650	0,3106
	R_E	0,0021	0,0133	0,0365	0,0435	0,0455	0,1282

Табл. 2. Розрахунок коефіцієнтів відбиття частинок та енергії для іонів аргону при нормальному падінні

E_0 , кеВ	Коефіцієнт відбиття	Матеріал і атомна маса мішені					
		Al 26,98	Ti 47,90	Zn 65,38	Zr 91,22	Nb 92,91	Ta 180,95
0,5	R_N	0,00083	0,0290	0,0925	0,1273	0,1353	0,2840
	R_E	0,00001	0,0012	0,0074	0,0157	0,0179	0,0798
1,0	R_N	0,00072	0,0266	0,0791	0,1152	0,1241	0,2687
	R_E	0,00001	0,0011	0,0060	0,0145	0,0165	0,0728
5,0	R_N	0,00067	0,0175	0,0507	0,0877	0,0925	0,2208
	R_E	0,00001	0,0008	0,0044	0,0112	0,0123	0,0615



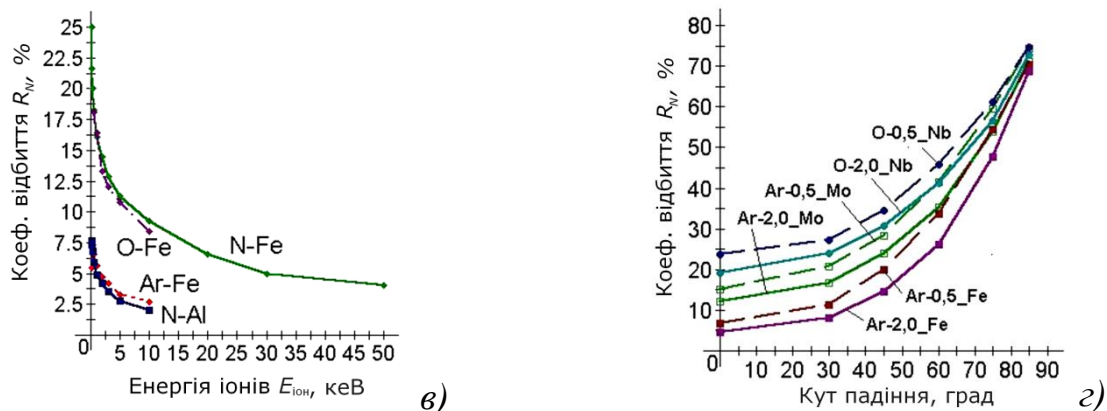
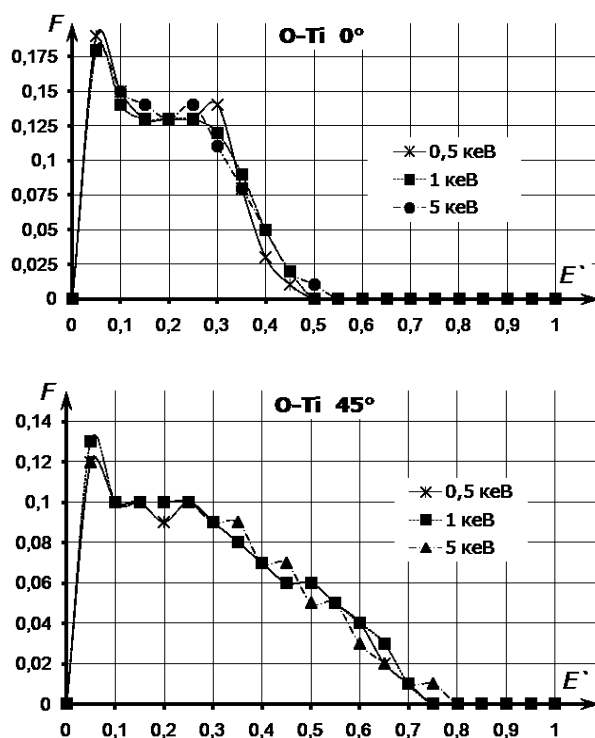


Рис. 3. Залежності коефіцієнта відбиття R_N від енергії бомбардувальних іонів E_{ion} при нормальному падінні (а-в) та від кута падіння при енергії іонів 0,5 та 0,2 кеВ (г). Вид іон-утворювального хімічного елемента та матеріал мішені вказані на фоні графіків. Величини R_N та E_{ion} розраховувались на один атом бомбардувальної частинки, тобто у випадку двохатомного іона (O^{+2} або N^{+2}) зазначені енергії відносяться до одного із атомів іона.

Як видно з таблиць 1 і 2, а також з рис. 3, R_N складає одиниці-десятки відсотків (в залежності від матеріалу мішені), що є досить великою величиною. Чим легше бомбардувальний іон, менше його енергія і важче атоми мішені, тим більше R_N (наприклад, взяти для порівняння коефіцієнти для алюмінію і танталу). Розсіяння від кремнієвої мішені ми отримали найменшу (в таблиці не наведено). Коефіцієнт відбиття енергії R_E також досягає одиниць-десятьків відсотків, але за величиною в кілька разів менше, ніж R_N . Збільшення кута падіння іонів призводить до суттєвого підвищення R_N (див. рис. 3, г), при цьому відбиті частки несуть енергію, яка набагато більше, ніж при нормальному падінні. Це наочно демонструють рис. 4 і рис. 5, на яких показані розподіли по відносній енергії атомів кисню,

відбитих (зворотно розсіяних) від мішені з титану і танталу.



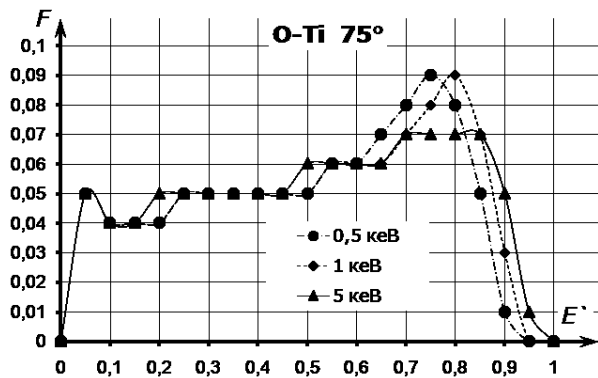


Рис. 4. Розподіл по енергії зворотно розсіяних від титану атомів кисню при різних кутах падіння. $E' = E/E_0$

На рис. 4 і рис. 5 наведені результати розрахунку розподілів по енергії відбитих частинок для трьох значень енергії бомбардувальних іонів (0,5 кеВ, 1 кеВ і 5 кеВ) і трьох значень кута падіння (0, 45 і 75 градусів). Результати представлені у вигляді полігону. Тут $E' = E/E_0$ – відносна енергія відбитих атомів, а F визначалася як відношення кількості частинок, що мають енергію у діапазоні $[E' - 0,05, E']$, до загальної кількості відбитих атомів N , при цьому весь діапазон можливих енергій був розбитий на 20 частин; таким чином, сума 20 дискретних значень F дорівнює 1.

Як видно, загальний вигляд функцій розподілу відбитих атомів по відносній енергії не сильно залежить від величини початкової енергії бомбардувальних частинок в діапазоні 0,5...5,0 кеВ, але збільшення кута падіння ϕ здійснює сильний вплив на функцію розподілу енергії. Якщо при $\phi = 0^\circ$ розподіл має П-подібну форму, то при $\phi = 75^\circ$ він набуває трикутної

форми з великою кількістю частинок з $E' \sim 0,7...1,0$. Потoki атомів, відбитих від мішеней з великою атомною масою, містять більше високоенергетичних частинок. Останнє особливо цінно для отримання потоків швидких нейтральних атомів з іонних пучків шляхом нейтралізації іонів на металевій поверхні [4].

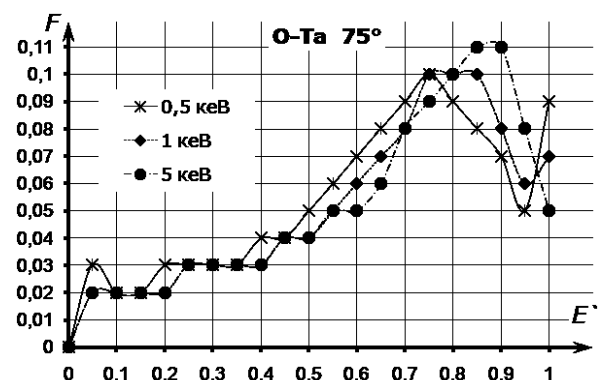
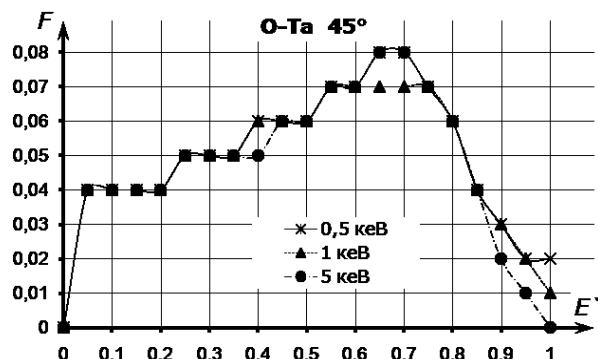
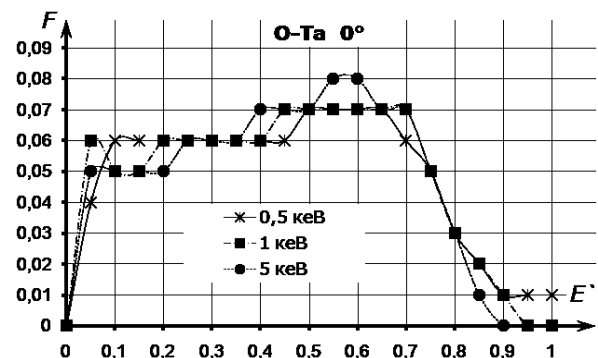


Рис. 5. Розподіл по енергії зворотно розсіяних від танталу атомів кисню при різних кутах падіння. $E' = E/E_0$

Таким чином, з отриманих результатів розрахунку випливає, що в процесах іонного розпилення з використанням іонів аргону і більш легкого кисню генеруються значні потоки відбитих (зворотно розсіяних) від мішені швидких атомів Ag і O. Енергія, що передається поверхні підкладки цими частками, може створити істотний вплив на формування і характеристики градієнтних покриттів; зокрема, це може позначитися на одержанні градієнтних оптичних покриттів із заданим розподілом коефіцієнта заломлення по глибині. Тому необхідно враховувати відбиття швидких атомів (особливо, кисню!) при аналізі умов осадження. Отримані дані по відбиттю газових частинок можуть бути також використані при проектуванні технологічних генераторів пучків нейтральних частинок з нейтралізацією первинного іонного пучка на металевій поверхні.

В силу спрощення було виключено вентиль із конструкції НВЧ генератора плазми, оскільки при правильно вибраних розмірах пристрою та жорстких умовах експлуатації без зміни умов камери та інших складових частин в широких межах в умовах оптимальної експлуатації приладу умова узгодження буде забезпечена.

Випробування НВЧ генератора плазми поки що проводились без нейтралізатора іонів. Результати випробувань генератора підтвердили його працездатність. Густина струму на колектор, який був віддалений від вихідної сітки на 10 см, була рівною декілька міліампер на квадратний

сантиметр при використанні в якості робочого газу кисню, азоту та повітря при тиску 0,1 – 1,5 Па. Регулювання іонного струму здійснювалось за допомогою зміни струму соленоїда. Зміна режиму роботи вакуумного магнетрона не проводилась у відповідності з вимогами його експлуатації.

Змодельований НВЧ генератор плазми сумісно з нейтралізатором іонів являють собою плазмове джерело швидких нейтралів, яке може використовуватись у технології створення оптичних покриттів, в установках для виготовлення субмікронних великих та надвеликих інтегральних схем та приладів на молекулярному рівні. Це досягається насамперед тим, що кількість внесених обробкою дефектів менша, ніж при використанні, наприклад, індуктивно-зв'язаної плазми, крім того є можливість обробки широкозонних напівпровідників та діелектриків!

Література

1. Плешивцев Н.В., Бажин А.И. Физика воздействия ионных пучков на материалы. М.: Вузовская книга, 1998.
2. Кузьмичёв А. Магнетронные распылительные системы. К.: Аверс, 2008.
3. Вольпян О.Д., Кузьмичёв А.И. Наноградиентные оптические покрытия // Российский химический журнал. 2012. Т. 56. № 1-2. С. 58-69.

4. Кузьмичёв А.И., Бабинов Н.А., Лисенков А.А. Плазменные эмиттеры источников заряженных и нейтральных частиц. К.: Аверс, 2016.
5. Вольпян О.Д., Кузьмичёв А.И. Рассеивание быстрых атомов от металлической мишени в ионных технологиях оптических покрытий // ФХОМ. 2016. № 1. С. 40-46.
6. Курнаев В.А., Машкова Е.С., Молчанов В.А. Отражение лёгких ионов от поверхности твёрдого тела. М.: Энергоатомиздат, 1985.
7. Biersack J.P., Haggmark L.G. A Monte Carlo computer program for the transport of energetic ions in amorphous targets // Nucl. Instr. Meth. Phys. Res. 1980. V. 174. P. 257-269.
8. Экштайн В. Компьютерное моделирование взаимодействия частиц с поверхностью твёрдого тела. М.: Мир, 1995.

УДК 004.94

Анализ моделей мемристора

Артюхова А.В., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Главная цель доклада – провести сравнительный анализ моделей мемристоров. Выбор моделей для построения и моделирования мемристорных устройств.

Ключевые слова: мемристор; MicroCap; моделирование; гистерезис; зависимость сопротивления от заряда и магнитного потока; мемристивность.

Введение

Математическая модель мемристора описывается системами уравнений[1].

- С управлением зарядом:

$$\begin{aligned} v(t) &= M(q(t)) \cdot i(t) \\ M(q) &= d\varphi(q)/dq \end{aligned} \quad (1a),$$

- С управлением потоком:

$$\begin{aligned} i(t) &= W(\varphi(t)) \cdot v(t) \\ W(\varphi) &= dq(\varphi)/d\varphi \end{aligned} \quad (1б),$$

где, $q(t)$ – заряд, а $\varphi(t)$ – магнитный поток, $M(q(t))$ – мемристивность, $W(\varphi(t))$ – обратная мемристивность $\left(\frac{1}{M}\right)$, $v(t)$ – напряжение на мемристоре, $i(t)$ – ток мемристора.

Учитывая взаимосвязь между зарядом и током ($dQ = I \cdot dt$), потоком и напряжением ($d\varphi = U \cdot dt$), уравнения (1a) и (1б) можно представить в форме зависимостей

тока от напряжения или напряжения от тока:

- Модель, управляемая током:

$$\begin{aligned} v(t) &= R(x, i) \cdot i(t) \\ \frac{dx}{dt} &= f(x, i) \end{aligned} \quad (2a),$$

- Модель, управляемая напряжением:

$$\begin{aligned} i(t) &= G(x, i) \cdot v(t) \\ \frac{dx}{dt} &= f(x, v) \end{aligned} \quad (2б),$$

где $R(x, i)$ – сопротивление мемристора (мемристивность), $G(x, i)$ – проводимость, x – внутренняя переменная состояния мемристора (физический параметр, определяемый свойствами материала мемристора)[2].

При прохождении тока через мемристор происходит легирование материала мемристора, в результате чего изменяется его сопротивление. Переменная x характеризует это изменение.

В зависимости от характера изменения переменной x различают два типа моделей – линейную и нелинейную.

В зависимости от типа физической модели мемристора различают два типа математических моделей – на основе эффекта диффузии и на основе туннельного эффекта.

Модели мемристора должны удовлетворять следующие требования:

- ВАХ для биполярного периодического сигнала возбуждения должна иметь сжатую форму петли гистерезиса.
- Степень сжатости гистерезиса должна монотонно возрастать при увеличении частоты сигнала возбуждения.
- ВАХ должна стать однозначной функцией при увеличении частоты до бесконечности.

1. Диффузионные модели

Диффузионная модель мемристора с линейным дрейфом ионов предложена в статье [3]. В этой модели мемристор с физической шириной D (порядка 10 нм) содержит две области, как показано на рис. 1.

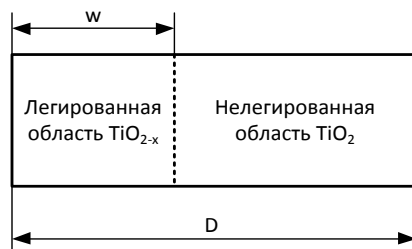


Рис. 1. Модель мемристора с линейным дрейфом ионов

Область w с легирующими примесями, в отличие от нелегированной области, имеет более высокую концентрацию носителей, поэтому характеризуется более высокой проводимостью. В этой модели мемристор представляется в виде двух последовательно соединённых резисторов. Сопротивление каждого резистора зависит от ширины легированной области $w(t)$. Сопротивление мемристора при $w(t)/D = 1$ обозначают как R_{ON} , а при $w(t)/D =$

0 обозначают как R_{OFF} . Отношение $\frac{w(t)}{D} = x(t)$ - представляет собой переменную состояния мемристора.

Сопротивление мемристора R_{mem} определяется уравнением

$$R_{mem}(t) = R_{ON} \frac{w(t)}{D} + R_{OFF} \left(1 - \frac{w(t)}{D} \right) \quad (3)$$

Изменения переменной состояния является функцией скорости диффузии.

В соответствии с теорией диффузии, скорость диффузии вакансий в слое с нехваткой кислорода может быть описана линейным уравнением:

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{\eta \mu_V \cdot R_{ON}}{D} \cdot i(t) \quad (4)$$

Здесь коэффициент $\eta = \pm 1$. Если $\eta = 1$, то происходит расширение слоя с недостатком кислорода при положительном напряжении, в обратном случае слой будет сужаться. Коэффициент μ_V представляет собой подвижность зарядов в слое с низким сопротивлением ($\mu_V = 10^{-12} \text{ (м}^2/\text{сек} \cdot \text{В)}$). Уравнение (4) описывает линейную модель диффузии зарядов, согласно которой заряды движутся с одинаковой скоростью независимо от их положения внутри слоя.

Решение уравнения (4) устанавливает зависимость ширины $w(t)$ от заряда

$$w(t) = \frac{\mu_V R_{ON}}{D} \cdot q(t) \quad (5)$$

А зависимость переменной состояния от заряда определяется выражением

$$x(t) = \frac{w(t)}{D} = \frac{\mu_v R_{ON}}{D^2} \cdot q(t) \quad (6)$$

Подставляя уравнение (6) в уравнение (3) при условии, что $R_{OFF} \gg R_{ON}$ получим соотношение между мемристивностью и зарядом для данной модели:

$$M(q) = R_{OFF} \left(1 - \frac{\mu_v R_{ON}}{D^2} \right) \cdot q(t) \quad (7)$$

Тогда система уравнений (2) для линейной модели принимает вид:

$$v(t) = \left(R_{ON} \frac{w(t)}{D} + R_{OFF} \left(1 - \frac{w(t)}{D} \right) \right) \cdot i(t) \quad (8)$$

$$\frac{dw}{dt} = \mu_v \frac{R_{ON}}{D} \cdot i(t)$$

Эта модель описывается с помощью четырех параметров R_{ON} , R_{OFF} , D , μ_v .

Переменная состояния модели изменяется в ограниченном интервале $[0, D]$. Для того чтобы ограничить изменения переменной состояния $w(t)$ надо ее производную умножить на оконную функцию, которая сводит к нулю производную на границах интервала. Но кроме того оконная функция может придать нелинейный характер при приближении к границам интервалов.

В настоящее время разработан целый ряд оконных функций. [4,5,6,7]. Линейная модель с оконной функцией может быть описана в виде:

$$v(t) = \left(R_{ON} \frac{w(t)}{D} + R_{OFF} \left(1 - \frac{w(t)}{D} \right) \right) \cdot i(t) \quad (9)$$

$$\frac{dw}{dt} = \mu_v \frac{R_{ON}}{D} \cdot i(t) \cdot f\left(\frac{w(t)}{D}\right)$$

Нелинейная модель представлена в работе [8]. Эта модель предполагает, что мемристор является элементом управляемым напряжением, который имеет нелинейную зависимость между напряжением и производной переменной состояния $w(t)$. Эта модель предполагает асимметричное переключение мемристора.

2. Туннельные модели

Модель мемристора на основе туннельного барьера Simmons'a описана в работе [9].

Эта модель предполагает нелинейный и асимметричный характер переключения из-за экспоненциальной зависимости движения ионизированных примесей и выглядит как последовательное соединение резистора и туннельного барьера (рис. 2.) Переменная состояния x представлена в виде туннельного барьера.

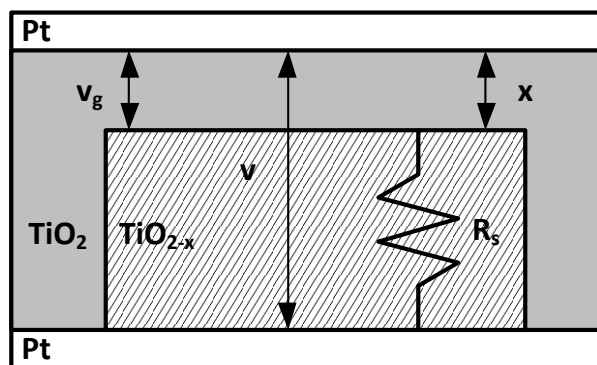


Рис. 2. Физическая модель мемристора на основе туннельного барьера Simmons'a

Модель мемристора на основе туннельного барьера Simmons на сегодняшний день является более точной физической моделью мемристора. Однако является достаточно сложной моделью, так как не содержит явных отношений между напряжением и током. Поэтому она может быть использована, при условии, что известны величины констант конкретного мемристора.

Поэтому в статье [10] была представлена упрощенная модель адаптивная пороговая модель мемристора (TEAM). Эта модель представляет собой то же физическое поведение, но с более простыми математическими функциями.

В этой модели мемристор описывается двумя независимыми функциями: одна функция зависит от тока – производная переменной состояния, а другая функция – зависит от переменной состояния – функция окна. Если предположить, что соотношение между напряжением и током мемристора аналогично уравнению (3), то мемристивность изменяется линейно, и система уравнений приобретает вид:

$$v(t) = \left[R_{ON} + \frac{R_{OFF} - R_{ON}}{x_{off} - x_{on}} (x - x_{on}) \right] \cdot i(t)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = \begin{cases} k_{OFF} \left(\frac{i(t)}{i_{OFF}} - 1 \right)^{\alpha_{OFF}} \cdot f_{OFF}(x), & 0 < i_{OFF} < i \\ 0, & i_{ON} < i < i_{OFF} \\ k_{ON} \cdot \left(\frac{i(t)}{i_{ON}} - 1 \right)^{\alpha_{ON}} \cdot f_{ON}(x), & i < i_{ON} < 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$f_{off}(x) = \exp \left[-\exp \left(\frac{x - x_{off}}{w_c} \right) \right]$$

$$f_{on}(x) = \exp \left[-\exp \left(\frac{x - x_{on}}{w_c} \right) \right]$$

Эта модель описывается восемью параметрами. Параметры k_{OFF} и k_{ON} определяют амплитуду изменения производной от переменной состояния x . Параметр k_{OFF} , является положительным числом, а параметр k_{ON} – отрицательным числом. В работе [10] $k_{OFF} = 1,46e^{-9}$ нм/с, а $k_{ON} = -4,68e^{-13}$ нм/с. Параметры α_{OFF} и α_{ON} – являются показателями степенной функции. В работе [10] они выбраны равными 10. Параметры i_{OFF} и i_{ON} значения токов для соответствующих границ переменной состояния. В [9] $i_{ON} = 8,9$ мкА, а $i_{OFF} = 115$ мкА. Параметры x_{OFF} и x_{ON} определяют верхнюю и нижнюю границы переменной состояния x . В [9] $x_{ON} = 1,8$ нм, а $x_{OFF} = 1,2$ нм. Параметр w_c – это диапазон изменения состояния. В [9] $w_c = 107$ пкм.

3. Экспериментальные исследования

Экспериментальные исследования проведены для линейной модели в схемотехническом пакете MicroCap 10[11], где эта модель реализована в виде макромоделли.

Моделирование проводилось по схеме с источником тока для синусоидального сигнала. Параметрами мемристора выбраны на основе рекомендаций [11]: $R_{on} = 1$ Ом, $R_{off} = 100$ кОм, $R_{int} = 80$ кОм, $D = 10$ нм, $p = 1$, $U_d = 10^{-12}$ м²/сек · В. Диапазон изменения тока источника 10-200 мкА. В результате моделирования были получены следующие графики:

– Тока и напряжения мемристора;

- Вольт-амперная характеристика;¹
- Зависимость потока от заряда;
- Изменение переменной состояния $x(t)$;
- Зависимость мемристивности от заряда.

Результаты моделирования показали соответствие требованиям к модели и позволили определить диапазон величин заряда и потока мемристора.

Выводы

Модель с линейным дрейфом ионов достаточно хорошо отображает свойства мемристора, является простой в реализации, а также реализована во многих схемотехнических пакетах. Поэтому эта модель может быть использована для разработки проектов мемристорных устройств.

Адаптивная пороговая модель мемристора (TEAM) с туннельным барьером является более точной, чем модель с линейным дрейфом, но также и более сложной в реализации. Она будет использована при проектировании устройств на мемристорах. Для ее практического применения необходимо ее внедрение в широко используемые программы схемотехнического моделирования, и в частности пакет MicroCap. Качество моделей может быть подтверждено экспериментальными исследованиями.

Литература

1. L.O. Chua, "Memristor—The missing circuit element," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, no. 5, pp. 507–519, Sep. 1971.
2. L.O. Chua and S.M. Kang, "Memristive devices and systems," Proc. IEEE, vol. 64, no. 2, pp. 209–223, Feb. 1976.
3. D.B. Strukov, G.S. Snider, D.R. Stewart, and R.S. Williams, "The missing memristor found," Nature, vol. 453, pp. 80–83, May 2008.
4. Y.N. Joglekar and S.J. Wolf, "The elusive memristor: Properties of basic electrical circuits," Eur. J. Phys., vol. 30, no. 4, pp. 661–675, Jul. 2009.
5. Z. Biolkova, D. Biolkova, and V. Biolkova, "SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift," Radioengineering, vol. 18, no. 2, pt. 2, pp. 210–214, Jun. 2009.
6. T. Prodromakis, B.P. Peh, C. Papavassiliou, and C. Toumazou, "A versatile memristor model with non-linear dopant kinetics," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 58, no. 9, pp. 3099–3105, Sep. 2011.
7. J. Yu, X. Mu, X. Xi, S. Wang, : Radioengineering 22(4), 969 (2013).
8. E. Lehtonen and M. Laiho, "CNN using memristors for neighborhood connections," in Proc. Int. Workshop Cell. Nanoscale Netw. Their Appl., Feb. 2010, pp. 1–4.
9. G. Simmons, "Generalized formula for the electric tunnel effect between similar electrodes separated by a thin insulating

- film,” J. Appl. Phys., vol.34, no. 6, pp. 1793–1803, Jan. 1963.
10. Shahr Kvatinsky, Eby G. Friedman, Fellow, IEEE, Avinoam Kolodny, Senior Member, IEEE, and Uri C. Weiser, Fellow, IEEE «TEAM: ThrEshold Adaptive Memristor Model»
11. Схемотехнічне моделювання мемристора в середовищі MicroCap / В. Г. Артюхов, І. В. Коноваленко // Electronics and communications. - 2015. - Т. 20, № 1. - С. 27-35. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/eisv_2015_20_1_6

УДК 535.2, 535.8

Позиціювання мікрооб'єктів за допомогою лазерного випромінювання

Андріанов В.Ю., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ. Оптичне захоплення і маніпулювання мікроскопічними об'єктами є можливими завдяки лазерному випромінюванню. Прилад, який дозволяє позиціонувати мікрочастинки в розчині за допомогою лазерного випромінювання називається оптичним пінцетом.

Останні наукові результати в області застосування лазерного маніпулювання підтвердили можливість використання лазерного пінцета в різних біологічних галузях, таких як захоплення клітин, бактерій, вірусів, класифікація і сортування клітин, синтез клітин і внутрішньоклітинна хірургія. Також останнім часом в світі проводиться велика кількість експериментів з вивчення молекул ДНК, захоплених за допомогою лазерного пінцета.

Аналіз сил, діючих на частинку, проводиться за допомогою геометричної оптики, якщо діаметр частинки більший за довжину хвилі лазерного випромінювання, або у рамках наближення електричного диполя, якщо діаметр частинки менший за довжину хвилі лазерного випромінювання.

Суть методу. Принцип дії лазерного випромінювання на мікрочастинку розглянемо за

допомогою геометричної оптики. Дія світлових сил полягає в наступному. Промені світла, що проходять через частинку або відбиваються від неї, мають імпульс, який у разі заломлення або відбиття змінює свій напрямок. Відповідно до закону збереження імпульсу, відбиті або заломлені частинкою промені передають їй імпульс. Тоді, згідно з другим законом Ньютона, зміна світлового імпульсу в частинці породжує діючу на неї силу.

Тиск світла на частинку, яка знаходиться не в центрі перетяжки (фокуса) лазерного пучка, неоднаковий з різних боків, причому тиск світла з боку фокуса, де більша інтенсивність, породжує силу, яка втягує частинку в пастку, розташовану на оптичній осі (рис.1, а). Якщо частинка знаходиться на осі лазерного пучка, але не в перетяжці, частинка переміщується вздовж осі в перетяжку (рис. 1, б). У перетяжці пучка на частинку з усіх боків діє однаковий тиск світла і частинка перебуває в стані спокою (рис. 1, в). Таким чином, перетяжка лазерного пучка відіграє для частинки роль пастки.

Схеми лазерних пінцетів. Існує багато різноманітних реалізацій схем лазерного пінцета, які можуть відрізнятись параметрами довжиною

хвилі, потужністю лазерного випромінювання, числовою апертурою лінзи і т.д.). Лазерний пінцет може бути побудований на основі мікроскопа або мати самостійну конструкцію. Установки відрізняються за напрямком подачі лазерного випромінювання (зверху або знизу), в залежності від певної задачі. Частинки переміщуються як лазерним випромінюванням (більш складна схема, яка використовується для більш точного переміщення частинок), так і предметним столом. Існують схеми з одним лазерним пучком та з двома. Схеми з двома лазерними пучками використовують для захоплення частинок, показник заломлення яких менший за показник заломлення середовища. Для того, щоб пучки не інтерферували між собою, площини їх поляризації мають бути перпендикулярними.

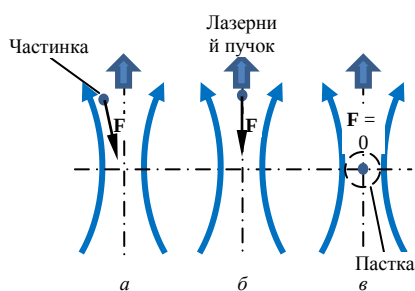


Рис. 1. Тиск світла на частинку

Розгляньмо схему лазерного пінцета з одним лазерним пучком (Рис. 2). У цій схемі пучок, який іде від лазера 1, потрапляє до колімуючої системи 2, яка його розширює. Далі пучок відбивається від світлоділильника 3 і потрапляє на вхід об'єктива 4 з великою числовою апертурою, який фокусує випромінювання в кюветі з

досліджуваною частинкою. Освітлювач 6 необхідний для візуалізації частинки, світло від якої потрапляє на матрицю цифрової камери.

Для правильного вибору лазера для установки слід враховувати наступні характеристики: форма променя, астигматизм, модовий склад, потужність і довжину хвилі випромінювання. Перші три характеристики визначають, наскільки добре об'єкт буде фокусувати лазерний пучок в лазерну пляму мінімального розміру.

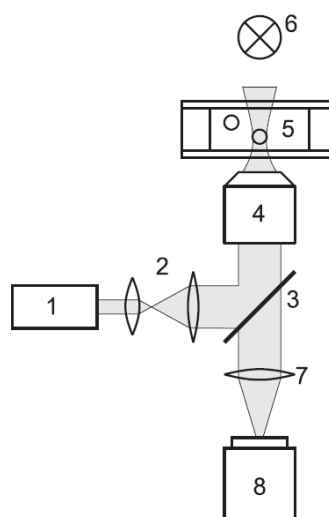


Рис. 2. Схема лазерного пінцета з одним лазерним пучком

Потужність лазера, з одного боку, впливає на силу захоплення мікрочастинки, а з іншого – на величину енергії, яка поглинається цією частинкою. Енергія, що поглинається, нагріває частинку, внаслідок чого змінюються властивості як самої частинки, так і рідини, що знаходиться біля неї.

Довжину хвилі лазерного випромінювання слід вибирати

виходячи з того, з якою метою буде використовуватися дана установка. Для захоплення небіологічних об'єктів можуть бути використані лазери практично з будь-якою довжиною хвилі видимого світла. Більшість живих організмів слабо поглинають інфрачервоне випромінювання, тому для створення пасток використовують лазери з довжинами хвиль вікні прозорості біотканин (650–1200 нм). Серед інфрачервоних лазерів варто слід відзначити найбільш часто використовуваний лазер Nd:YAG з подвоєнням частоти (довжина хвилі 532 нм).

Для досягнення максимальної ефективності захоплення необхідно створити великий градієнт інтенсивності світла в фокальній області об'єктива. Для цього потрібні об'єктиви з максимальним значенням числової апертури (ЧА). Для будь-якого обраного об'єктива захоплення буде найбільш стабільним, якщо діаметр пучка світла на вході в об'єктив збігається з діаметром вхідної апертури самого об'єктива (рис. 3, а).

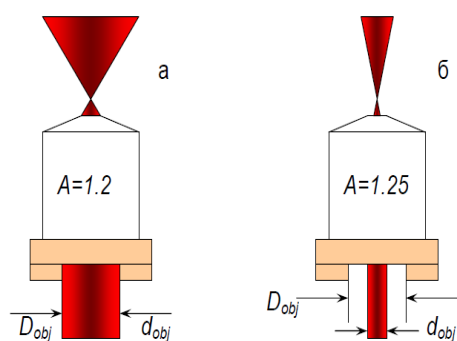


Рис. 3.

У разі такого узгодження спостерігатиметься максимальний кут

сходження лазерного пучка в фокальній області об'єктива і, відповідно, максимальний градієнт світлової інтенсивності.

Якщо ж діаметр пучка менше діаметра вхідної апертури, то світловий градієнт в фокальній області об'єктива буде меншим (рис. 3, б).

Висновки

В даній роботі проаналізовано різні варіанти застосування методу оптичного пінцету, висвітлені сили, які діють на частинку в лазерному випромінюванні. Описані рекомендації щодо підбору компонентів схеми оптичного пінцету в залежності від необхідної задачі.

Література

1. Ashkin A., Dziedzic J. M., Bjorkholm J. E., Chu S. Observation of a single-beam gradient force optical trap for dielectric particles. – Opt. Lett., 1986, vol. 11, № 5. – P. 288–290.
2. Neuman K. C., Block S. M. Optical trapping. – Rev. Sci. Instrum., 2004. vol. 75, № 9. – P. 2787–2809.
3. Allemand J. F., Bensimon D, Lavery R, Croquette V. Stretched and overwound DNA forms a Pauling-like structure with exposed bases. Proc. Nat. Acad. Sci, 1998. – USA 95:14152-14157.

УДК 621.3.032.266

Модельовання системи транспортування імпульсного електронного пучка з низького в високий вакуум в еквіпотенціальному каналі

Бандура В.А., д.т.н., доц. Мельник І.В.

Вступ

Електронні гармати на основі високовольтного тліючого розряду (ВТР) знаходять широке застосування в сучасних електронно-променевих технологіях при реалізації різних термічних операцій за допомогою потужних електронних пучків. Такі електронні гармати мають ряд техніко-економічних переваг над традиційними гарматами які нагріваються катодом, серед яких слід зазначити такі:

- Можливість роботи в низькому і середньому вакуумі в середовищі різних газів, включаючи інертні і активні;
- Відносна простота і дешевизна електронних гармат ВТР, а також необхідного для їх роботи вакуумного обладнання;
- Простота управління струмом електронного пучка шляхом зміни тиску в області горіння ВТР.

Модельовання вакуумних характеристик еквіпотенціального каналу транспортування електронного пучка

Математична модель вакуумних характеристик каналу транспортування електронного пучка будується на основі рівнянь вакуумної

техніки. У тому числі, використовується рівняння Кнудсена для молекулярного режиму потоку газу і поправочні коефіцієнти для аналізу роботи системи при проміжному режимі потоку газу.

Оцінка середніх втрат струму електронного пучка в процесі його транспортування за великий проміжок часу виходячи зі співвідношення:

$$\overline{I_{\text{пот.}}} = \frac{I_{\text{пот.}}^{\max} \tau_i}{T_i} + \frac{I_{\text{пот.}}^{\min} (T_i - \tau_i)}{T_i} = \eta_i I_{\text{пот.}}^{\max} + (1 - \eta_i) I_{\text{пот.}}^{\min}, \quad (1)$$
$$\eta_i = \frac{\tau_i}{T_i},$$

де $I_{\text{пот.}}^{\max}$, $I_{\text{пот.}}^{\min}$ – втрати струму електронного пучка для максимальної та мінімальної потужності гармати, відповідно, розраховані виходячи з співвідношення (1), $\overline{I_{\text{пот.}}}$ – середні втрати струму пучка за великий проміжок часу, τ_i – тривалість імпульсу, T_i – період проходження керуючих імпульсів, η_i – їх скважність.

Для циліндричного еквіпотенціального каналу транспортування електронного променя з діафрагмою були отримані співвідношення:

$$W_{\text{цил.}} = \frac{r_2^2 - r_1^2}{116\pi r_2^2 \eta^2} + \frac{l_{\text{пл.}}}{968r_2^3}; \quad U_{\text{цил.}} = \frac{1}{W_{\text{цил.}}}, \quad (2)$$

де $W_{\text{цил.}}$ – вакуумний опір каналу транспортування пучка, $U_{\text{цил.}}$ – його вакуумна провідність.

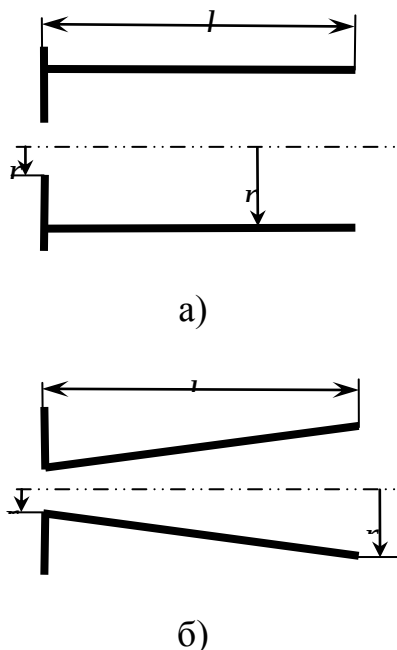


Рис.1 Геометричні параметри систем транспортування електронного пучка з низького в високий вакуум.

а - циліндричний канал транспортування з діафрагмою; б - конічний канал транспортування.

При відносно високому тиску газу в каналі транспортування необхідно розглядати не молекулярний, а проміжний режим потоку газу, в цьому випадку вводиться поправочний коефіцієнт J :

$$J = \frac{1+202 \cdot (r_1+r_2)\bar{p}+2653 \cdot ((r_1+r_2)\bar{p})^2}{14+236 \cdot (r_1+r_2)}; \quad (3)$$

$$U_{\text{пр}} = JU_{\text{м}}; \quad l_{\text{пр}} = \frac{l_{\text{м}}}{J}$$

де $\bar{p}$ – середнє значення тиску газу в каналі, індекс м. відповідає

молекулярному, а індекс пр. – проміжного режиму потоку газу.

При моделюванні процесу транспортування імпульсного електронного пучка значення тиску, отримане з співвідношень (2) і (3), використовувалося для розрахунку концентрації іонів, розсіювання електронів пучка на іони і атомах залишкового газу, а також для визначення ступеня компенсації просторового заряду.

Моделювання магнітного поля фокусуючих лінз

Для забезпечення фокусування електронного пучка і для зменшення енергетичних втрат, що виникають за рахунок осідання електронів на стінках каналу, в системі транспортування пучка встановлюють відповідну кількість фокусуючих магнітних лінз. В системі моделювання передбачена можливість встановити 4 лінзи, проте в реальних системах транспортування зазвичай обмежуються двома лінзами.

Для розрахунку розподілу магнітного поля на осі симетрії лінзи можна використовувати більш точне співвідношення:

$$B_{z0} = \frac{1,257 \cdot 10^{-4} I_{\text{л.}} N_{\text{л.}}}{2S_{\text{л.}}} \left(\frac{z_{\text{л.}} + \frac{S_{\text{л.}}}{2}}{\sqrt{\left(\frac{D_{\text{л.}}}{3}\right)^2 + \left(z_{\text{л.}} + \frac{S_{\text{л.}}}{2}\right)^2}} - \frac{z_{\text{л.}} - \frac{S_{\text{л.}}}{2}}{\sqrt{\left(\frac{D_{\text{л.}}}{3}\right)^2 + \left(z_{\text{л.}} - \frac{S_{\text{л.}}}{2}\right)^2}} \right) \quad (4)$$

де $z_{\text{л.}}$ – положення лінзи відносно діафрагми.

У системі моделювання можлива зміна положення магнітних лінз і зміна їх параметрів для забезпечення мінімальних втрат струму пучка. При цьому параметри лінзи можуть

змінюватися як в ручному, так і в автоматичному режимі.

Моделювання процесів взаємодії електронного пучка з залишковим газом і розрахунок граничної траскторії пучка

Серед взаємопов'язаних фізичних ефектів, які визначають стан залишкового газу при проходженні через нього електронного пучка і грають важливу роль при транспортуванні електронного пучка в еквіпотенційній каналі, необхідно виділити наступні:

- Компенсацію і перекомпенсацію просторового заряду електронного пучка іонами залишкового газу;
- Магнітне фокусування пучка в газі або пінч-ефект;
- Резерфордівського розсіювання електронів пучка на атомах залишкового газу.

Моделювання втрат струму електронного пучка при його транспортуванні через хвилевід

Для фізичних умов використання електронних гармат ВТР тиск в каналі транспортування пучка лежить в межах $10^{-2} - 10$ Па. В цьому випадку визначальними є процеси Резерфордівського розсіювання електронів пучка на атомах залишкового газу, і кут відхилення електронного пучка розраховується зі співвідношення (5).

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \left(\frac{\theta_{\min}}{2} \right) &= \frac{10^{-4} Z_a^{4/3}}{2\gamma\beta^2}; \\ \operatorname{tg} \left(\frac{\theta_{\max}}{2} \right) &= \frac{Z_a^{3/2}}{2\gamma\beta^2}; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\bar{\theta}^2 = \frac{8\pi r^2 n Z_a^2}{\beta^4 \gamma^2} \ln \left(\frac{\theta_{\max}}{\theta_{\min}} \right),$$

де $\theta_{\min}$ і $\theta_{\max}$ – мінімальний і максимальний кути розсіювання відповідно, Z_a – заряд атомного ядра залишкового газу, $\beta = v/c$ – відношення швидкості електронів до швидкості світла, r_n – радіус електронного пучка, n – концентрація атомів газу, $\bar{\theta}$ – середній кут розсіювання.

Тоді, з імовірністю, близькою до 1, можна вважати, що розподіл струму електронного пучка в поперечному перерізі підкоряється закону Гаусса, тобто:

$$j(r) = j_0 \exp \left(-\frac{r_n^2}{\beta_n^2} \right), \quad (6)$$

де $j(r)$ – функція розподілу струму пучка, j_0 – щільність струму на осі симетрії пучка, β_n – параметр розподілу Гауса.

Результати моделювання системи транспортування імпульсного електронного пучка і їх аналіз

На рис. 3 приведена схема системи, що моделюється транспортуванням імпульсного електронного пучка, яка складається з циліндричного каналу транспортування з вхідною діафрагмою і двох фокусуючих магнітних лінз Л1 і Л2. Перша лінза встановлена на вході в канал транспортування, а положення другої лінзи визначається при мінімізації втрат струму пучка.

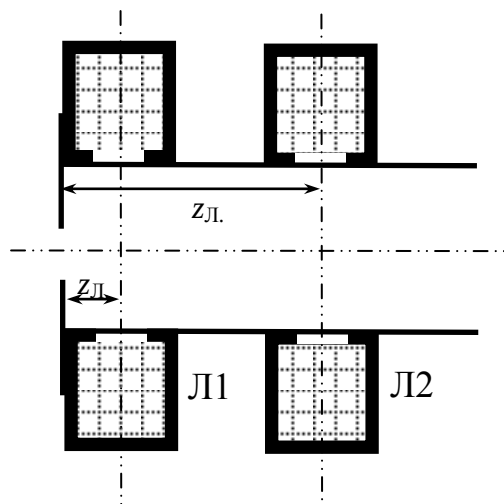


Рис 3. Спрощена конструктивна система моделюється транспортуванням імпульсного електронного пучка. D – тонка діафрагма, Л1 – перша магнітна лінза, Л2 – Друга магнітна лінза, $z_{Л1}$, $z_{Л2}$ – розміщення першої та другої магнітних лінз щодо діафрагми.

Висновки

З урахуванням простоти електричного управління струмом електронного пучка і малої постійної часу регулювання, а також дешевизни устаткування, низького вакууму, можливості використання різних технологічних газів, включаючи інертні і активні, імпульсивні електронні гармати ВТР можуть знайти широке застосування в сучасних електронно-променевих технологіях. Відмінною рисою імпульсних електронних пучків, що формуються гарматами на основі ВТР, є малий кут їх збіжності.

Література

1. Денбновецкий С.В., Мельник В.И., Мельник И.В., Тугай Б.А.

Газоразрядные электронные пушки и их применение в промышленности. – Электроника и связь, тематический выпуск «Проблемы электроники», часть 2, 2005.

2. Мельник И.В. Обобщенная методика моделирования триодных источников электронов высоковольтного тлеющего разряда // Электронное моделирование. – Т. 35. – № 4. – 2013.
3. Мельник И.В. Оценка времени увеличения тока высоковольтного тлеющего разряда в триодной электродной системе при подаче управляющих импульсов. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Т. 56. – № 12. – 2013.
4. Ладохин С.В., Левицкий Н.И., Чернявский В.Б., Лапшук Т.В., Шмигидин В.Г., Кравчук Л.А., Гладков А.С. Электронно-лучевая плавка в литейном производстве. – Киев, «Сталь», 2007.
5. Мельник И.В. Моделирование транспортировки электронных пучков из области низкого в область высокого вакуума в эквипотенциальном канале. // Электронное моделирование, т. 23 (2001), вып. 4.

УДК 681.327

Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях

Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

1. Вступ

Пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) широко використовуються в системах формування та обробки сигналів, вимірювальних перетворювачах фізичних та механічних величин [1, 2]. Вони починають активно впроваджуватися в системи безпроводних пасивних сенсорів [3, 4] та ідентифікатори об'єктів [5, 6], що отримали назву «радіомітка».

В радіомітці [5, 6], що складається із звукопроводу, вхідного/вихідного зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП) ПАХ та масиву відбивних структур, використано принцип ортогонального частотного кодування (ОЧК). Недоліком пристрою є те, що при додаванні наступного біту кодової послідовності необхідно розширювати смугу пропускання системи, а застосування ОЧК потребує використання великої кількості електродів.

Радіомітка [7] містить вхідний/вихідний ЗШП, що призначений для узгодженої фільтрації вхідного сигналу радіозапиту з лінійно-частотною модуляцією, і вихідний масив електродів, що формує впорядковану у часі кодову

послідовність імпульсів, що створює ідентифікаційну інформацію про дану радіомітку. Недоліком пристрою є те, що вихідний сигнал має часову модуляцію. Зміна умов оточуючого середовища (температура, тиск, вологість) призводить до зміни часу затримки, а отже до зміни вихідного коду.

У цій роботі приводиться обґрунтування можливості створення системи радіочастотної ідентифікації на базі радіомітки на ПАХ, що забезпечує стиснення вхідного сигналу радіозапиту та дозволяє забезпечувати режим множинного доступу [8].

2. Конструктивні особливості радіомітки на ПАХ

Стиснення вхідного сигналу радіозапиту та режим множинного доступу у запропонованій радіомітці досягається тим, що вхідний/вихідний перетворювач виготовляється у вигляді секцій електродів різного періоду, з'єднаних спільною шиною, і є узгодженим фільтром для приймання та стиснення частотно-модульованого сигналу радіозапиту. Кількість секцій електродів (частот кодування) та порядок їх розміщення може змінюватися для забезпечення унікальної адреси радіомітки та

режиму множинного доступу у системах, побудованих на основі цих пристроїв.

На рис. 1 зображено приклад топології вхідного/вихідного ЗШП з 5-ма частотами кодування, який має 5 секцій електродів різного періоду, кожна з яких призначена для перетворення електричного сигналу певної частоти f_k , де $k=1...5$, в ПАХ та навпаки. Порядок слідування частот кодування може змінюватися, за рахунок чого реалізується множинний доступ у вимірювальних системах, адже кожен сенсор отримує свою унікальну адресу. Опитування кожного окремого сенсору проводиться узгодженим до нього сигналом радіозапиту.

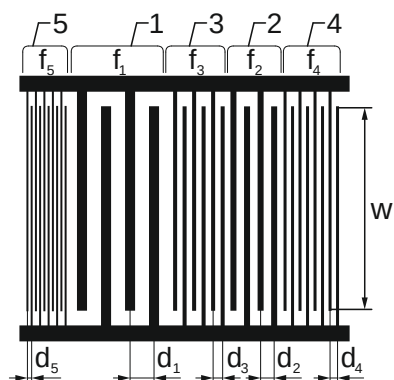


Рис.1. Конструкція перетворювача з 5-ма частотами кодування

Ширина смуги пропускання та форма амплітудно-частотної характеристики кожної групи електродів головним чином визначається півперіодом розміщення електродів d_k та їх шириною, кількістю електродів у кожній секції N_k та апертурою перетворювача w . Півперіод електродів d_k вибирається

рівним половині довжини ПАХ: $d_k = V/2 f_k$, де V – швидкість поширення ПАХ на поверхні звукопроводу; f_k – центральна частота, на яку розрахована секція електродів. Кількість електродів N_k визначається з умови рівності акустичної та електричної добротностей перетворювача, а апертура w з умов узгодження перетворювача з навантаженням.

Узгоджений сигнал радіозапиту (рис. 2) у вигляді набору сигналів з різною частотою, тривалість яких однакова, а порядок слідування визначається топологією вхідного/вихідного перетворювача ПАХ.

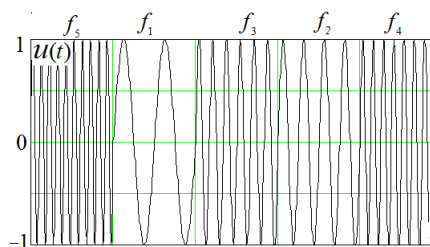


Рис. 2. Сигнал радіозапиту, узгоджений до вхідного перетворювача

При надходженні такого сигналу на перетворювач відбувається його стиснення з коефіцієнтом стиснення n , де n – кількість частот кодування.

Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях (рис. 3) представляє собою ретранслюючий одновходовий пристрій на ПАХ, що містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого розміщено верхню струмопровідну шину 2, нижню струмопровідну шину 3, вхідний

перетворювач для стиснення ЧМ – сигналу 4 та масив вихідних електродів 5. Радіомітка містить вбудовану антену 6, що з'єднана з верхньою та нижньою струмопровідними шинами. Для зменшення впливу сигналів, що відбиваються від торців звукопроводу, нанесено поглинаючі покриття 7 та 8. Вхідний/вихідний перетворювач 4 та масив електродів 5, що також з'єднані з верхньою та нижньою струмопровідними шинами 2 і 3, конструктивно формують радіомітку на ПАХ 9. Від вхідного перетворювача 4 в напрямку масиву електродів 5 поширюється поверхнева акустична хвиля 10.

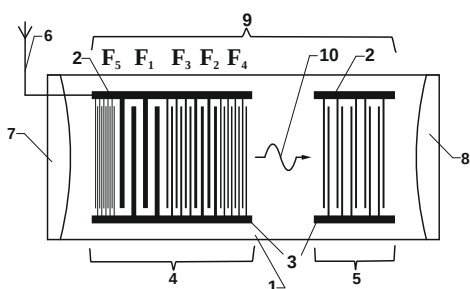


Рис.3. Конструкція радіомітки на ПАХ

Вхідний/вихідний перетворювач 4 призначений для узгодженої фільтрації вхідного сигналу радіозапиту з частотною модуляцією. У вихідному масиві електродів 5 кодова послідовність формується за рахунок того, що впорядкованість електродів протилежної полярності (+ – + – + – + – + –) місцями змінюється (наприклад, + – + – – + + – – +). Таким чином, можна довільно задавати фазу високочастотної несучої всередині сигналу радіовідгуку.

Узгоджений сигнал радіозапиту U_{Bx} (рис. 4) представляє собою сигнал з частотною модуляцією (ЧМ) і являє обернену у часі імпульсну характеристику вхідного/вихідного перетворювача. Вихідний сигнал радіовідгуку U_{Bux} містить послідовність з однакових за тривалістю відрізків високочастотної несучої, фаза яких змінюється у відповідності з чергуванням електродів у вихідному масиві електродів. Ця послідовність являє собою позиційний двійковий код з розрядами «1» та «0», яким відповідають фази «0°» та «180°» відрізків високочастотної несучої, тобто застосована фазо-кодова модуляція (ФКМ). ЧМ та ФКМ – сигнали відносяться до складних сигналів, що дозволяють збільшити радіус дії систем радіоідентифікації за рахунок збільшення відношення сигнал/шум та забезпечити захищеність при кореляційній обробці інформаційних сигналів у приймачі. Складні сигнали характеризуються базою сигналу $B = \Delta f \cdot T$, де Δf – ширина спектру сигналу; T – його тривалість. Для ЧМ ПАХ – пристроїв без відбивних структур B лежить в межах від 10 до 500.

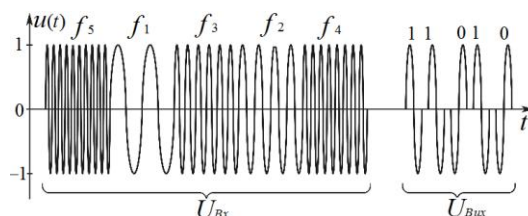


Рис. 4. Сигнал радіозапиту U_{Bx} та радіовідгуку U_{Bux} для безпроводної пасивної радіомітки на ПАХ

Розглянемо більш детально процес стиснення сигналу у вхідному/вихідному перетворювачі. Порядок слідування частот кодування в узгодженому сигналі радіозапиту відповідає порядку слідування цих частот у перетворювачі. Таким чином, в представленому прикладі на рис. 3 та 4 першим на перетворювач надходить сигнал з частотою f_5 , далі сигнал з частотою f_1 і т.д. Тривалість сигналу кожної частоти дорівнює часу поширення ПАХ через відповідну групу електродів перетворювача. Отже, на сигнал з частотою f_5 «реагує» лише група електродів F_5 , перетворюючи його у ПАХ. Після проходження цієї ПАХ через групу F_5 на перетворювач надходить сигнал з частотою f_1 , на який реагує група електродів F_1 , перетворюючи його на ПАХ. При цьому, відбувається додавання ПАХ створеної групою F_5 та групою F_1 . Так продовжується, доки ПАХ не проходить останню групу електродів F_4 . Результируюча ПАХ на виході перетворювача має амплітуду в 5 разів більшу за амплітуду ПАХ, створеної окремою групою електродів.

3. Система ідентифікації з пасивною радіоміткою на ПАХ

Система радіочастотної ідентифікації (рис. 5), зазвичай, складається з пристрою опитування та обробки інформації (ПООІ) та декількох радіоміток. Радіусом дії системи називається максимальна відстань між радіоміткою та ПООІ, при якій приймач ПООІ може виділити корисний сигнал мітки для

подальшої обробки та оцінки на фоні перешкод та шумів.

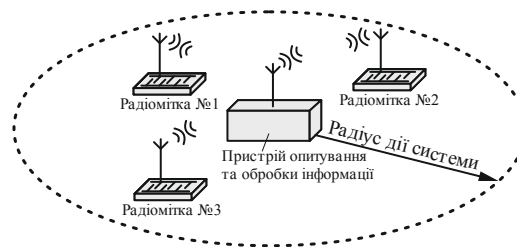


Рис. 5. Система радіоідентифікації для роботи з безпроводними пасивними радіомітками на ПАХ

Робота пристрою опитування та обробки інформації поділена на два етапи. Перший – запит, під час якого передавач через антену надсилає сигнал радіозапиту на всі пристрої в радіусі дії системи; другий етап – прийом від радіоміток сигналів радіовідгуку.

Під час радіозапиту, від пристрою опитування та обробки інформації узгоджений сигнал радіозапиту через радіоканал поступає на антени радіоміток на ПАХ. Антена перетворює радіосигнал в електричний сигнал, що поступає на вхідні перетворювачі 4 (рис.3), що виконують перетворення електричного сигналу в поверхневу акустичну хвилю, разом з тим, виконуючи її стиснення. Імпульс ПАХ 10 рухається у напрямку масиву електродів 5, які частково відбивають ПАХ у зворотному напрямку. Зворотна хвиля, проходячи під структурою електродів 4, завдяки прямому п'єзоефекту збуджує вихідну кодовану послідовність, з подальшим її випроміненням через антену 6. Приймач ПООІ, що через радіоканал

зв'язаний з радіоміткою на ПАХ, після надходження на нього сигналу радіовідгуку здійснює його обробку (підсилення, фільтрацію, кореляційний аналіз тощо).

Для забезпечення синхронної роботи кожної групи електродів та перетворювача в цілому, необхідно забезпечити ортогональність частот кодування. Умову ортогональності можна сформулювати наступним чином: максимум на спектрі сигналу однієї частоти припадає на нуль на спектрі сигналу суміжної частоти.

На рис. 6 приведена відносна амплітудно – частотна характеристика узгодженої групи електродів вхідного/вихідного перетворювача. Як видно, за базової умови ортогональності частот кодування, головні пелюстки суміжних частот перекриваються по рівню -2 дБ, що неприпустимо мало для надійної роботи системи.

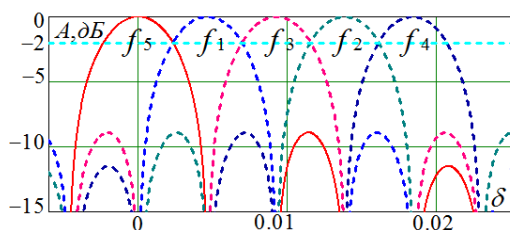


Рис. 6. АЧХ вхідного/вихідного перетворювача з ортогональним частотним кодуванням

На практиці часто використовують псевдоортогональне кодування, коли максимум у спектрі однієї частоти припадає на нуль першого або наступних бічних пелюсток на спектрі суміжної частоти (рис. 7).

У цьому випадку головні пелюстки суміжних частот перекриваються по рівню -5 дБ. Таким чином, додається охоронний інтервал, що слугує захистом від інтерференції при багатопроменовому поширенні ПАХ.

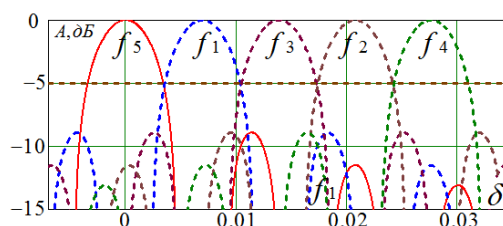


Рис. 7. АЧХ вхідного/вихідного перетворювача з псевдо ортогональним частотним кодуванням

Для прикладу визначимо конструктивні параметри пасивної радіомітки на ПАХ з вхідним перетворювачем запропонованої конструкції, що працює в ISM діапазоні.

Приймаємо такі параметри:

- нижня та верхня границі смуги пропускання: $f_H = 430 \text{ МГц}$;
 $f_B = 440 \text{ МГц}$
- кількість частот кодування – 5;
- фазова швидкість ПАХ $V = 3488 \text{ м / с}$ (для звукопроводу з ніобіту літію YZ -зрізу);
- тривалість сигналу радіозапиту $\tau = 1 \text{ мкс}$.

Визначаємо:

- смуга пропускання системи: $\Delta f = f_B - f_H = 10 \text{ МГц}$;
- смуга пропускання частоти кодування: $\Delta f_k = \Delta f / 5 = 2 \text{ МГц}$;

– частоти кодування визначаються за формулою $f_k = f_H + 0,5 \cdot 2^{k-1} \cdot \Delta f_k$;
 $f_1 = 431 \text{ МГц}$;
 $f_2 = 433 \text{ МГц}$;
 $f_3 = 435 \text{ МГц}$;
 $f_4 = 437 \text{ МГц}$;
 $f_5 = 439 \text{ МГц}$.

Вибираємо ширину смуги пропускання секції електродів як половину ширини смуги пропускання частоти кодування $\Delta f_{\text{секц.}} = 0,5 \Delta f_k = 1 \text{ МГц}$.

Відносна смуга пропускання секції електродів $\Delta f_{\text{секц.}} \approx 0,5\%$.

Кількість електродів в кожній секції $N = 2 f_k / \Delta f_{\text{секц.}}$: $N_1 = 431$; $N_2 = 433$;
 $N_3 = 435$; $N_4 = 437$ та $N_5 = 439$.

Кількість електродів може бути зменшена за рахунок використання аподизації електродів.

Півперіод електродів визначається за формулою $d_k = V / 2 f_k$:
 $d_1 = 4,046 \text{ мкм}$; $d_2 = 4,028 \text{ мкм}$;
 $d_3 = 4,009 \text{ мкм}$; $d_4 = 3,991 \text{ мкм}$ та
 $d_5 = 3,973 \text{ мкм}$.

Тривалість стиснутої ПАХ на виході вхідного перетворювача ПАХ $t_{\text{см}} = 2 / \Delta f = 0,2 \text{ мкс}$. Коефіцієнт стиснення $m = \Delta f \tau_{\text{ОЧК}} = 10$. Смуга пропускання кожної групи електродів вихідного масиву $\Delta f_{\text{ФКМ}} = 1 / t_{\text{см}} = 5 \text{ МГц}$. Центральна частота високочастотної несучої вихідного сигналу $f_{0 \text{ ФКМ}} = f_H + \Delta f / 2 = 435 \text{ МГц}$. Кількість електродів в кожній групі вихідного масиву $N_{\text{ФКМ}} = 2 f_{0 \text{ ФКМ}} / \Delta f_{\text{ФКМ}} = 174$. Тоді, загальна кількість електродів

вихідного масиву становить: $N = n \cdot N_{\text{ФКМ}} = 870$, де n - кількість розрядів у вихідній послідовності (для представленої радіомітки $n = 5$). Довжина ПАХ на частоті високочастотної несучої вихідного сигналу $\lambda = V / f_H = 8 \text{ мкм}$. Довжина вихідного масиву електродів $L_{\text{ФКМ}} = n \cdot N \cdot \lambda / 2 = 3,5 \text{ мм}$. Тривалість вихідної послідовності (сигналу радіовідгуку) $\tau_{\text{ФКМ}} = L / V = 1012 \text{ нс}$.

Відношення сигнал/шум на вході радіомітки на ПАХ зі стисненням сигналу в порівнянні з радіоміткою без стиснення визначається співвідношенням:

$$Q_{\text{ОЧК}} / Q_0 \approx T \Delta f,$$

де $Q_{\text{ОЧК}}$, Q_0 - відношення сигнал/шум для системи зі стисненням сигналу та без стиснення, відповідно; T - тривалість вхідного сигналу.

Для радіомітки із заданими конструктивними параметрами: $Q_{\text{ОЧК}} / Q_0 \approx 1 \text{ мкс} \cdot 10 \text{ МГц} = 10$. Таким чином, стиснення вхідного сигналу забезпечує відношення сигнал/шум, що відповідає підвищенню пікової потужності передавача в 10 разів.

Порядок чергування електродів та кількість розрядів у вихідному масиві можуть змінюватися для реалізації довільної кодової послідовності. Так, для представленої радіомітки з 5 розрядами (5 секцій електродів) можливо реалізувати $2^5 = 32$ різноманітні коди. В разі використання 10 розрядів – 1024 коди, а для 32 бітної радіомітки кількість можливих кодів перевищує 4 млрд. Це дозволяє використовувати

запропоновані пасивні радіомітки на ПАХ для ідентифікації великої кількості об'єктів.

Висновки

Розроблено конструкцію радіомітки для інформаційно – вимірювальних систем з безпроводними пасивними сенсорами на ПАХ. Особливістю її є те, що вона містить вхідний/вихідний зустрічно-штировий перетворювач, що забезпечує стиснення вхідного сигналу радіозапиту та дозволяє забезпечувати режим множинного доступу на основі ортогонального частотного кодування.

Література

1. 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.
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. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures //35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power

Electronics” (ISSE 2012). – Bad Aussee (Austria). – 2012. – P. 424 – 428.

4. Zhovnir M.F., Kuzmenko O.M., Pokutnyi S.I. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement / Journal of Applied Chemistry. – 2015, 3(1).- P. 7-13.
5. Пат. US 7,642,898 B1 США, МПК H04Q 5/22. Orthogonal frequency coding for surface acoustic wave communication, tag and sensor application / Donald C. Malocha (США), Derek Puccio (США); заявл. 12.08.05; опубл. 5.01.10.
6. Pavlina J. M., Kozlovski N., Santos B. and Malocha D. C. SAW RFID Spread Spectrum OFC and TDM Technology // International Conference on RFID. – 2009. – P. 110 – 116.
7. Пат. US 20100060429A1 США, H04Q 5/22, H01L 41/047. SAW sensor tags with enhanced performance / Jacqueline H.Hines (США), Leland P.Solie (США), Saul Ewing LLP; заявл. 06.08.09; опубл. 11.03.10.
8. Пат. № UA 77898 U Україна, МПК G01S 13/26, G01S 13/75, H01L 41/08. Пасивна радіомітка на поверхневих акустичних хвилях / Черненко Д. В., Жовнір М. Ф.; заявл. 08.10.2012; опубл. 25.02.2013, бюл. № 4.

УДК 539.216:543.635.52

Електронна система підвищення стабільності вимірювання магнітоопору в плівкових матеріалах

Волков С.О., д.ф.-м.н., доц. Однодворець Л.В.

На сьогоднішній день значну увагу дослідників привертає питання вимірювання магніторезистивних і гальваномагнітних властивостей у нанорозмірних плівкових матеріалах як чутливих елементах мікро- і наноелектроніки та сенсорної техніки. Дослідження ефекту гігантського магнітоопору (ГМО) за стандартною методикою проводять в установках з використанням чотирьохточкової схеми підключення, яка забезпечує компенсацію паразитних опорів з'єднувальних ланцюгів. На кафедрі прикладної фізики Факультету електроніки та інформаційних технологій Сумського державного університету розроблений автоматизований комплекс для дослідження магніторезистивних властивостей тонких плівок [1], в якому застосовується автоматичний (довільний) вибір номіналу вимірювального струму.

Для підвищення точності вимірювання МО у роботі запропоновано вибір фіксованих величин вимірювального струму: 1, 10, 100 мкА, 10 та 100 мА. З цією метою розроблений електронний пристрій, який складається (рис.1) із системи збору інформації NI DAQ, селектора струму, системи силової комутації, блока живлення, системи

електромагнітів, цифрового мультиметра і датчика Холла.



Рис. 1 Блок-схема електронної системи для вимірювання магнітоопору плівкових матеріалів з фіксованим вимірювальним струмом.

На рис.2 як приклад наведена польова залежність опору для тришарової плівки Co(10 нм) / Al (10 нм) / Co(10 нм)/П (П - підкладка), отримана у автоматизованому режимі з використанням розробленої електронної системи.

Характер залежності вказує на ознаки ефекту ГМО з амплітудою до 0,35 %, який реалізується в даній плівковій системі.

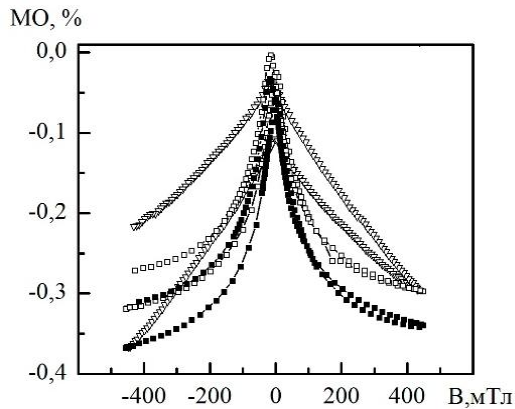


Рис. 2. Польова залежність ГМО для плівки Co(10)/Al(10)/Co(10)/П. У дужках – товщина шару в нм. Геометрії вимірювання: □ - поздовжня, ■ - поперечна, Δ - перпендикулярна.

Робота виконана в рамках держбюджетної тематики кафедри прикладної фізики Сумського державного університету (2015 – 2017 рр.) при фінансовій підтримці МОН України.

Література

1. М.Н. Demydenko, S.I. Protsenko, D.M. Kostyuk, I.V. Cheshko, «Magnetoresistive properties of spin-valve structures based on Co and Cu or Au», J. Nano- Electron. Phys., vol.3, no.4, pp. 106–113, 2011.

УДК 681.327

Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях

Законов Є.С., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

1. Вступ

В якості джерел стабільних високочастотних коливань у сучасних радіотехнічних системах широко використовуються кварцові генератори [1]. Висока стабільність частоти в них забезпечується великою добротністю та стабільністю кварцових резонаторів, що працюють на об'ємних акустичних (механічних) хвилях. Їх основним елементом є кварцова пластина, товщина якої і визначає робочу частоту резонатора.

Технологічні труднощі виготовлення тонких кварцових пластин обмежують верхню межу робочих частот кварцових резонаторів до 50 МГц на основному типі коливань та до 300 МГц за рахунок роботи на механічних гармоніках. Для підвищення частоти застосовують її помноження, але це значно ускладнює електричну схему і призводить до збільшення шуму та погіршує спектр коливань. Діапазон частотної модуляції кварцових генераторів не перевищує 0,1 %. Крім цього, достатньо складне механічне кріплення і мала товщина кварцових пластин призводять до труднощів при використанні кварцових генераторів в умовах підвищеного механічного навантаження і вібрацій.

Широко також використовуються LC-автогенератори, але для забезпечення їх високої стабільності необхідно застосування складних систем автопідстроювання частоти та термостабілізації. У найбільш технологічному мікросмужковому виконанні LC-автогенератори істотно нестабільні. Добротність їх коливальної системи, як правило, не перевищує 100, а параметри не мають достатньої стабільності.

Автогенератори на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) займають по стабільності проміжне положення між кварцовими та LC-автогенераторами.

Добротність коливальної системи ПАХ-генераторів лежить в інтервалі 100...10000. На основному типі коливань вони працюють в діапазоні частот від 20 МГц до 3 ГГц.

Пристрої на ПАХ виготовляються методами виробництва інтегральних мікросхем і легко можуть об'єднуватися з мікроелектронними елементами. Робоча частота пристроїв на ПАХ визначається лише конструкцією зустрічно-штирових перетворювачів і не залежить від товщини п'єзоелектричної підкладки. Все це і забезпечує підвищену

механічну, електричну міцність та вібростійкість генераторів на ПАХ.

Завданням досліджень є розробка генераторного блоку, який містить три ПАХ-генератори, вихідний сигнал з якого поступає на первинний перетворювач переміщень на базі застосування фазових набігань ПАХ [2].

2. Схемо-технічні принципи побудови ПАХ-генераторів

В якості резонансної системи в ПАХ-генераторах використовуються акустичні резонатори або лінії затримки (ЛЗ). В генераторах на базі акустичного резонатора використовується одновхідний ПАХ-резонатор, створений зустрічно-штировим перетворювачем (ЗШП) і відбивними структурами. Селективні властивості резонатора визначаються тільки конструктивними параметрами ЗШП та відбивних структур. Генератори з ПАХ-резонаторами мають малі вносимі втрати (близько 5 дБ). Висока добротність ПАХ-резонаторів досягає $3 \cdot 10^4$ і дозволяє синтезувати на їх основі високостабільні ПАХ-генератори, що перекривають широкий діапазон частот. Однак, можливості перестроювання частоти обмежені.

Генератори на базі ЛЗ на ПАХ (рис.1) мають значно більші вносимі втрати (20...25 дБ), що призводить до ускладнення електронної схеми підсилювального каскаду, необхідного для компенсації втрат. Але такі генератори дозволяють здійснювати перестроювання частоти у значно більшому діапазоні, що необхідно для

настроювання в робочий режим або коли ПАХ-генератор виконує функцію вторинного перетворювача фізичних та механічних величин.

Частоти, на яких можлива генерація коливань, визначаються згідно співвідношення [3]:

$$f = \left(n - \frac{\psi_{\Pi} + \psi_{\Psi}}{2\pi} \right) \frac{V}{L}, \quad (1)$$

де f – частота генерації; L – робоча довжина ЛЗ на ПАХ; ψ_{Π} та ψ_{Ψ} – електричні зсуви фаз у зустрічно-штирових перетворювачах та підсилювачі відповідно; V – фазова швидкість ПАХ; n – ціле число, що визначає моду коливань.

Як правило, $2\pi n \gg \psi_{\Pi} + \psi_{\Psi}$, тому із (1) отримуємо спрощену формулу для гребінкового спектру генератора:

$$f = nV/L = n\tau, \quad (2)$$

де $\tau = L/V$ – часова затримка сигналу в ЛЗ на ПАХ.

Інтервал між складовими спектру $\Delta f = V/L = \tau^{-1}$, де τ – затримка сигналу.

Частоти спектральних складових визначаються швидкістю ПАХ V і відстанню L і не залежать від селективних властивостей ЗШП. Однак, за допомогою ЗШП можна виділити необхідну спектральну складову і усунути можливість виникнення генерації на інших частотах гребінкового спектру. Для підвищення стабільності частоти необхідно збільшувати акустичну довжину лінії затримки, що призводить до необхідності збільшення довжини самих ЗШП,

тобто нарощувати кількість електродів. При цьому збільшується вплив відбитих хвиль від границь електродів і погіршуються істотно характеристики ЛЗ на ПАХ і генератора в цілому. Для збільшення акустичної довжини вибіркового ЗШП застосовано перетворювач, що складається із кількох секцій (рис.1).

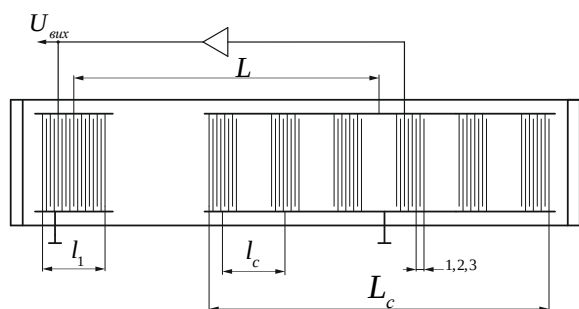


Рис.1. Функціональна схема ПАХ-генератора

Амплітудно-частотні характеристики вхідного (K_1), вихідного (вибіркового) ЗШП (K_2), ЛЗ на ПАХ (K) та фазочастотна характеристика лінії затримки (Ψ) зображені на рис.2 і визначаються співвідношеннями:

$$K_1 = \frac{1}{N_1} \cdot \frac{\sin 0,5N_1\pi\delta}{\sin 0,5\pi\delta}; \quad (3)$$

$$K_2 = \frac{1}{N_2P} \cdot \frac{\sin 0,5N_2\pi\delta}{\sin 0,5\pi\delta} \cdot \frac{\sin PN_2\pi\delta}{\sin N_2\pi\delta}; \quad (4)$$

$$K = K_1K_2; \quad (5)$$

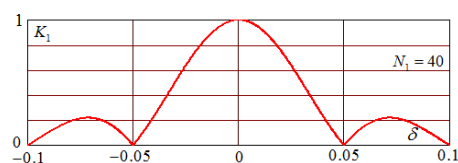
$$\Psi = 180[-0,5 N_1 - N_2 + P - 1 \quad 0,5N_1 + N_2] \delta, \quad (6)$$

де N_1 і N_2 – кількість електродів вхідного еквідистантного ЗШП та кількість електродів в одній секції вихідного ЗШП; P – число секцій

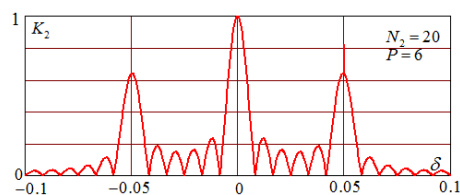
вихідного ЗШП; $\delta = f - f_0 / f_0$ – відносне частотне розстроювання.

АЧХ секційного перетворювача залежить як від відстані між центрами сусідніх секцій (відстань l_c визначає період повторення основних максимумів частотної характеристики перетворювача $\Delta f_{\Pi} = 1/\tau_c = V/l_c$), так і від загальної акустичної довжини перетворювача $L_c = Pl_c$. Акустична довжина цього перетворювача визначає його смугу пропускання по нулям головного пелюстка частотної характеристики $\Delta f_C = 1/P\tau_c = V/Pl_c$. При забезпеченні рівності акустичної довжини лінії затримки L акустичній довжині секційного ЗШП L_c , тобто $L = L_c$, на нулі частотного відгуку секційного ЗШП можуть приходиться майже всі моди коливань, які сусідні з основною.

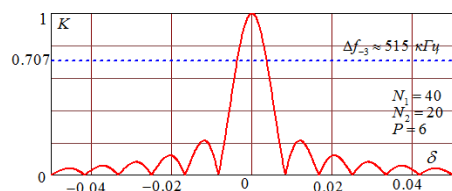
Однак, є також і моди, частоти яких співпадають з іншими основними максимумами частотної характеристики ЗШП. Забезпечення їх придушення дозволяє відповідний вибір довжини вхідного еквідистантного ЗШП. Нулі його частотної характеристики чередуються через частотний інтервал $\Delta f_1 = 1/\tau_1 = V/l_1$, де l_1 – довжина вхідного еквідистантного ЗШП. Тому, при $l_1 = l_c$ отримаємо придушення всіх мод генератора, крім основної.



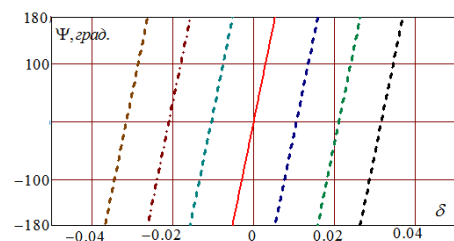
а)



б)



в)



г)

Рис.2. АЧХ вхідного (а) і вихідного (б) ЗШП та АЧХ (в) і ФЧХ (г) ЛЗ на ПАХ

Переваги автогенераторів на ЛЗ на ПАХ:

- можливість забезпечення високої добротності коливальної системи, що призводить до високої стабільності частоти генератора;
- висока відтворюваність частоти;
- висока довготривала стабільність частоти;
- широкий діапазон перестроювання частоти.

3. Практична реалізація 3-х частотного генераторного блоку та його випробовування

Для реалізації генераторного блоку розроблено лінію затримки на ПАХ (рис.1), побудованої на базі

звукопроводу із кварцу ST – зрізу товщиною 1,0 мм, на поверхні якого сформовано вхідний еквідистантний зустрічно-штировий перетворювач з кількістю електродів $N_1 = 40$ і вихідний 6-ти секційний ЗШП з кількістю електродів в кожній секції $N_2 = 20$. АЧХ та ФЧХ ЛЗ на ПАХ зображено на рис.2

Макет генераторного блоку, структурна схема якого зображена на рис.3, складається із трьох ПАХ-генераторів 1...3, вихідні сигнали яких поступають на підсилювачі 4...9, призначених для підсилення коливань та узгодження генераторів з навантаженням і входом резистивного суматора 10. Амплітуда сигналу на кожній частоті на контрольних виходах Х2 не менше 0,1 В, а на виході суматора – не менше 1,0 В.

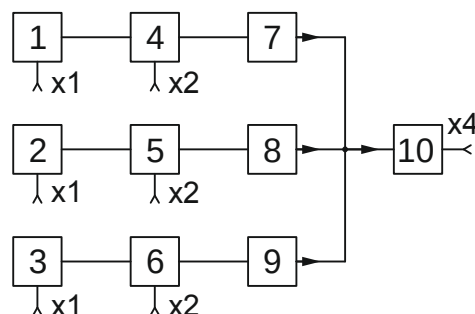


Рис.3. Схема структурна 3-х частотного генераторного блоку

ПАХ-генератори виконані по ідентичним схемам на транзисторах 2Т3101А-2 за схемою зі спільним емітером з узгоджувальними індуктивностями і відрізняються лише частотою акустичного синхронізму частотнозадавального елементу, в якості якого використана лінія затримки на ПАХ. Перестроювання частот ПАХ-генераторів здійснюється

за допомогою варикапів типу KB109Д шляхом зміни імпедансів вхідних та вихідних узгоджувальних контурів керуючими напругами, що подаються на роз'єм Х1.

Вихідні підсилювачі побудовані на базі транзисторів 2Т 607А-4. Контроль частоти ПАХ-генераторів здійснюється по сигналам на роз'ємі Х2. Підсилювачі підсилюють сигнали до 3,0 В, після чого сигнали поступають на резисторний суматор 10, на якому виділяється сигнал у вигляді суперпозиції гармонічних коливань з частотами $f_{1,2,3}$, який у подальшому поступає на первинний перетворювач переміщень на ПАХ.

Корпус генераторного блоку має розміри 80 x 75 x 15 мм, в якому є три екрановані секції для кожного ПАХ-генератора. Плата генератора представляє собою збірку 1-го рівня інтеграції, в якій використано безкорпусні конденсатори типу К10-17-2 і резистори типу МЛТ-0,125. Матеріал плати-фольгований стеклотекстоліт типу СФ-2-35-1,5 (рис.4).



Рис.4. Макет генераторного блоку

При випробовуванні сигнали з виходу генераторного блоку почергово для кожної частоти поступали на входи осцилографа С1-

75 і вимірювача частоти ЧЗ-54 для контролю форми сигналу, амплітуди і частоти коливань. Перестроювання частоти здійснювалось зміною керуючої напруги на роз'ємах Х1, яка подавалась від блоку живлення ВІП-010. Степінь розв'язку між каналами здійснювався шляхом вимірювання сигналу на виході вимкненого каналу при ввімкненні двох інших.

Електричні параметри генераторного блоку для однієї частоти, що отримані в процесі випробування, приведено в таблиці.

Найменування параметра	Значення
Центральна частота, МГц	70,62
Діапазон перестроювання частоти, МГц	0,382
Відносне перестроювання частоти, %	0,28
Короткочасна нестабільність частоти, с^{-1}	5×10^{-7}
Керуюча напруга, В	0,2...8,89
Амплітуда сигналу на контрольному виході, В	0,5
Амплітуда вихідного сигналу генератора при вимкненні двох інших, В	1,4
Розв'язок між каналами, дБ	30
Напруга живлення, В	-12

Висновки

Розроблено та досліджено параметри 3-х частотного генераторного блоку, що містить три ПАХ-генератори. Застосування секційної ЛЗ на ПАХ дозволило підвищити стабільність та можливість перестроювання частоти в широкому діапазоні.

Розроблений блок може бути використаний при створенні вимірювальних перетворювачів фізичних та механічних величин.

Література

1. Дворников А.А., В.И.Огурцов, Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических

волнах. – М.: Радио и связь, 1983. – 136 с.

2. Жовнір М.Ф., Олійник О.О. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень / Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. Харків: НТУ «ХПІ», 2015. № 52(1161). – С.60-65.
3. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты: элементы и устройства на поверхностных акустических волнах. М.: Сов. Радио, 1980. – 264 с.

УДК 535.214

Позиціонування мікророзмірних та нанорозмірних об'єктів за допомогою лазера

Зімо́вець І.О., к.т.н., доц. Ча́дюк В.О.

Вступ

Дослідження можливості використовувати лазерний пучок для переміщення мікрочастинок були започатковані американським фізиком Артуром Ашкіним наприкінці 1960-х років [1]. Виник перспективний напрямок лазерної оптики – оптичне маніпулювання мікро- та наночастинками.

Пристрій, який використовує для захоплення та переміщення частинки сфокусований промінь лазера, називають оптичним або лазерним пінцетом. Сучасні технології дозволили створити лазерний пінцет, за допомогою якого можна захоплювати, переміщувати, з'єднувати, проводити різні маніпуляції з об'єктами розмірами від декількох нанометрів до десятків мікрометрів. Інструмент настільки точний, що дозволяє переміщувати мікроби, навіть окремі елементи усередині живої клітини, не руйнуючи її цілісність. Об'єктом маніпуляції може бути колоїдна частинка, молекула, атом, клітина, вірус, деталь мікро- або наномеханізму тощо.

Можливість захоплення мікро-об'єктів в лазерні пастки пояснюється тиском світла на мікрочастинку, але детальний опис взаємодії

випромінювання з мікрооб'єктом можливо в рамках квантової або класичної електродинаміки. Лазерний пінцет набуває все більшого поширення в різних напрямках досліджень і практичного застосування: біологія, мікрохірургія, нанотехнології, атомна фізика, біофізика.

Захоплення оптичним пінцетом атомів у пастку дозволяє значно зменшити їх швидкість – так здійснюється лазерне охолодження газу до мікрокельвінів.

Схема оптичного пінцета зображена на рис. 1. Існує багато різних схем реалізації оптичного пінцета. Найпростішим і найпоширенішим є однопроменевий оптичний пінцет з однією оптичною пасткою.

В схемі передбачено використання спектрометра, що дозволяє одночасно здійснювати маніпулювання об'єктом і реєстрацію спектра флуоресценції. Для реєстрації флуоресценції наночастинок можна застосовувати систему лічби фотонів. Це дає можливість реєструвати оптичне захоплення частинок, які не можна побачити в оптичний мікроскоп.

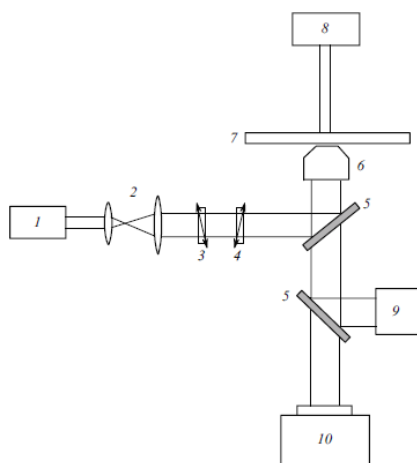


Рис. 1. Схема оптичного пінцета

1 – лазер, 2 – коліатор, 3 – поляризатор, 4 – аналізатор, 5 – дихроїчне дзеркало, 6 – об'єктив, 7 – предметний столик, 8 – освітлювач, 9 – спектрометр з лічильником фотонів, 10 – цифрова камера

Для ефективного захоплення досліджуваних об'єктів необхідно досягти найбільшого фокусування лазерного променя. Для цього використовують об'єктиви з великою числовою апертурою.

Описана вище установка має тільки одну оптичну пастку. Більш складні експерименти потребують багато оптичних пасток, працюючих одночасно. Цього можна досягти, використовуючи один лазер, випромінювання якого розділяється на декілька пучків, або ж декілька лазерів.

Фізичні процеси

Оптичне мікро-маніпулювання можна проаналізувати двома окремими методами, використовуючи апарат хвильової оптики для великих частинок (діаметр частинки значно більший довжини хвилі світла $d \gg \lambda$) і

наближення електричного диполя для релєївських частинок ($d \ll \lambda$).

Наближення хвильової оптики.

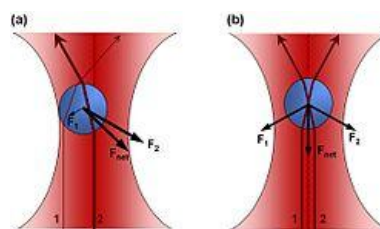


Рис.2. Сили, які діють на частинку в перетязці лазерного пучка

Якщо частинка зміщена відносно центра перетязки (рис. 2, а), зміна імпульсу променів з більшою інтенсивністю викликає появу сили, спрямованої до центра перетязки. Якщо частинка розташована на осі пучка, але не в центрі перетязки (рис. 2, б) сила спрямована у бік центра.

На рис. 2 F_1 і F_2 – сили, що діють на частинку відповідно до закону збереження імпульсу у разі заломлення променів 1 і 2 відповідно; F_{net} – результуюча сила для F_1 і F_2 . Розрахунок діючих сил в межах підходу хвильової оптики ґрунтується на геометричній оптиці. Розгляд променя вказує на зміну імпульсу світла при відбитті та заломленні. Таким чином, ця зміна імпульсу, згідно з другим законом Ньютона, буде приводити до виникнення сили. Використовуючи просту діаграму променів і вектора сили, можна показати, що на сферичну частинку діють дві різні оптичні сили, а їх результуюча сила штовхає частинку в напрямку області найвищої інтенсивності променя.

Наближення електричного диполя

Якщо діаметр частинки значно менший, ніж довжина хвилі світла ($d \ll \lambda$), має місце розсіювання Релея, і на частинку діють дві сили – градієнтна та розсіювальна. В неоднорідному електричному полі світлової хвилі діелектричну частинку можна розглядати як електричний диполь, на пару зарядів якого $+q$ та $-q$ діють сили Лоренца виду $F = qE$, рівнодійна яких описується формулою

$$F_{grad} = \frac{\alpha}{2} \nabla E^2 = \frac{\pi n_0 d^3}{4c} \left(\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right) \nabla I,$$

де $m = n/n_0$, n_0 – показник заломлення середовища, n – показник заломлення частинки, ∇E – градієнт електричного поля, ∇I – градієнт інтенсивності лазерного випромінювання у перетязці.

Градієнтна сила, яка діє на діелектричну частинку, пропорційна градієнту інтенсивності лазерного випромінювання. Ця сила викликає зміщення частинки в область з найвищою інтенсивністю, тобто в центр перетязки лазерного пучка.

Розсіювальна сила штовхає частинку у напрямку поширення лазерного пучка. Величину цієї сили можна знайти з формули

$$F_{scat} = \frac{2\pi^5 n_0 d^6}{3c\lambda^4} \left(\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right) I$$

Оцінка величини сили, що діє на мікрочастинку

Розгляньмо водну суспензію мікрочастинок діаметром $d = 2$ мкм з

диоксиду титану (TiO_2), який має густину $\rho_{particle} = 4,1$ г/см³. Позначимо $\Delta\rho = \rho_{particle} - \rho_{water}$, де ρ_{water} – густина води, причому $\Delta\rho \approx 3,1$ г/см³. На мікро- частинку в суспензії діє сила тяжіння F_{grav} , частково скомпенсована силою Архімеда F_{Arch} . Результуюча цих двох сил дорівнює

$$F = -F_{grav} + F_{Arch} = -\Delta\rho Vg = -\Delta\rho \frac{1}{6}\pi d^3 g \approx -0,13 \text{ пН}.$$

Далі оцінимо дію сили тиску світла на частинку. Через процеси заломлення, відбиття або поглинання падаючого на частинку світла імпульс цього світла за проміжок dt змінюється на величину dp_{light} . За законом збереження імпульсу частинка має отримати імпульс $dp_{light} = -dp_{particle}$.

З другого закону Ньютона випливає, що на частинку зі сторони падаючого випромінювання діє сила $F_{light} = dp_{particle}/dt = -dp_{light}/dt$. Роблячи припущення, що на частинку падає плоска хвиля і її енергія повністю поглинається частинкою та використовуючи вираз для об'ємної густини імпульсу світла $G = I/c^2$, можемо знайти силу як $F_{light} = AI/c = AP/cA_f$, де A – площа освітленої поверхні частинки. Прийmemo, що $A = \pi d^2/4$, а площа фокальної плями $A_f = \pi d_f^2/4$, де d_f – діаметр фокальної плями (перетязки пучка). Тоді, якщо лазерне випромінювання потужністю $P = 1$ Вт має діаметр перетязки $d_f = 3$ мкм, то світло тисне на частинку з силою $F_{light} = Pd^2/c d_f^2$. Підставляючи числові дані, знайдемо $F_{light} \approx 1,5$ пН, що на порядок перевищує силу тяжіння,

діючу на частинку. Реальна сила буде дещо меншою, так як було зроблено припущення про повне поглинання світла частинкою, але вже ці розрахунки дають можливість зробити висновок про можливість маніпулювання нано- та мікрооб'єктами.

Типи лазерних пучків

В оптичних пінцетах зазвичай використовують гауссові пучки (основні поперечні лазерні моди TEM_{00} , поперечний розподіл амплітуди випромінювання в яких описується функцією Гаусса). Окрім гауссових пучків, знайшли застосування ерміт-гауссові пучки (поперечні моди вищих порядків, зокрема, TEM_{01} або TEM_{10}), бesselеві пучки, розподіл амплітуди в яких описується функцією Бесселя першого порядку, та лагєрр-гауссові пучки, розподіл амплітуди в яких в циліндричних координатах подається поліномами Лагєрра. Специфічні розподіли амплітуди (і відповідно інтенсивності) в перетяжці таких пучків розширюють можливості оптичних пінцетів.

Застосування оптичних пінцетів

За майже 50-річну історію свого існування оптичний пінцет знайшов цілу низку застосувань:

- охолодження груп атомів до наднизьких температур (в першому експерименті з лазерного охолодження 1986 р. 500 атомів Na були захоплені оптичним пінцетом і за декілька секунд охолоджені до 0,3 мК [2]);

- сортування клітин;
- зондування цитоскелету (каркасу живої клітини);
- захоплення живої клітини волоконно-оптичним пінцетом та обертання клітини поворотом двомодового волокна, що розширює можливості мікроскопії, зокрема, дозволяє реалізувати томографічну мікроскопію [3];
- збирання наноконструкцій з окремих атомів та молекул.

Висновки

Оптичний пінцет поступово стає основним інструментом наноелектроніки, нанофотоніки та молекулярної біології, відкриваючи небачені раніше можливості для дослідження та конструювання наносвіту.

Література

1. Ashkin A. Accelerating and trapping of particles by radiation pressure/ A. Ashkin. – Phys. Rev. Lett., 1970, vol. 24, № 4. – P. 156–159.
2. Chu S. Experimental observation of optically trapped atoms/ S. Chu, J. E. Bjorkholm, A. Ashkin, A. Cable. – Phys. Rev. Lett., 1986, vol. 57, № 3. – P. 314–318.
3. Kreising M. K. The optical cell rotator/ M. K. Kreising, T. Kiebling, A. Fritch et al. – Optics Expres, 2008, vol. 16, № 21. – P. 16984–16992.

УДК 621.395

Особливості оптоволокна як каналу передачі інформації

Клебан Я.В., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Історія.

У 1841 р. швейцарський фізик Даніель Колладон продемонстрував, як пучок сонячного світла спрямовується струменем води (фонтан Колладона). У 1842 р. французький фізик Жак Бабіне провів подібний дослід зі світлом свічки і висловив припущення, що такий же ефект можна спостерігати у вигнутому скляному стрижні, що і почали використовувати у 1888 р. австрійські медики для обстеження пацієнтів. Фонтан Колладона засвітився у 1853 р. на сцені Паризької опери під час вистави «Фауст» [1].

Популяризатор науки ірландський фізик Джон Тиндаль у 1854 р. показав світловий струмінь під час своїх публічних лекцій в Лондоні, пояснив роль повного внутрішнього відбиття в утриманні світла струменем води і дослід увійшов в історію науки як дослід Тиндаля (рис. 1).

На початку 1960-х років оптичні втрати у найбільш прозорому кварцовому склі сягали 1000 дБ/км, тобто оптичний сигнал потужністю 1 Вт на вході на виході волокна довжиною 1 км мав потужність 0,1 нВт. Зрозуміло, що за таких втрат безглуздою виглядала ідея волоконно-оптичного зв'язку, яку у 1966 р. обґрунтовували у своїй статті

англійські вчені Чарльз Као та Джордж Хокем [2]. Тим не менше очищення скла від домішок, на які вказували вчені, дозволило у 1970 р. отримати волокна з втратами 20 дБ/км, про які мріяли вчені, а у 1979 р. – 0,2 дБ/км [3]. Праці Ч. Као у галузі волоконної оптики та волоконно-оптичного зв'язку були оцінені у 2009 р. Нобелівською премією з фізики.

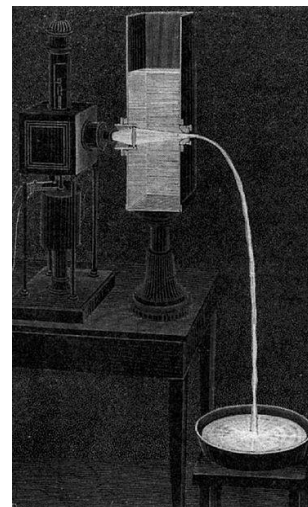


Рис. 1. Дослід Тиндаля

Розгляньмо, які властивості фотонів як носіїв інформації та оптичного волокна як фізичного каналу передачі інформації виявилися вирішальними у становленні волоконно-оптичного зв'язку.

Електрична нейтральність фотонів.

Унаслідок того, що фотони не мають заряду, ніякі електричні або магнітні поля на них не впливають. Так як оптичне волокно є діелектриком, на передавання сигналу в ньому не впливають електромагнітні перешкоди. На противагу цьому в мідних кабелях присутні ємнісні, індуктивні та резистивні зв'язки, які створюють для проходження сигналу шуми у вигляді наведених електричних та магнітних полів, тобто мідні провідники сигналу потребують екранування. Обплетення мідною проволокою мідної сигнальної жили значно збільшує вагу такого коаксіального кабелю та його вартість.

Оскільки потік електронів не створює електричного струму і різниці потенціалів, немає небезпеки іскріння контактів у вибухонебезпечному середовищі.

Фотони не взаємодіють один з одним, що дозволяє одночасно та незалежно передавати по оптоволоконних кабелях велику кількість телевізійних сигналів та телефонних розмов без їх взаємного впливу. Мультиплексування та демультіплексування оптичних сигналів здійснюють за енергіями фотонів (довжинами хвиль) та їх поляризаціями.

Смуга пропускання волокна.

У 2011 р. досягнуто пропускної здатності волокна 100 Тб/с. За такої пропускної здатності неперервне відео високої роздільної здатності тривалістю у три місяці передається волокном за одну секунду. Цікаво, що

у 2001 р. величина 100 Тб/с була визначена фахівцями американської фірми *Lucent Technologies*, підрозділу корпорації *Bell Labs*, як теоретична межа пропускної здатності волокна. Досягти такої високої пропускної здатності вдалося завдяки одночасному кодуванню інформації модуляцією таких параметрів випромінювання, як амплітуда, фаза та поляризація.

Основною завадою на шляху створення широкосмугових ліній електричного зв'язку протяжністю понад 30 м стає скін-ефект, за якого ефективний переріз провідника спадає з частотою, збільшуючи його опір. Електричні та магнітні поля у провіднику та навколо нього, які виникають під час зворотно-поступальних коливань електронів під дією прикладеної змінної напруги, створюють електрорушійні сили, які виштовхують електрони з осьової частини провідника на периферію. За скін-ефекту густина струму спадає вглиб провідника експоненціально:

$$j(d) = j_{surf} \exp\left(-\frac{d}{\delta}\right),$$

де j_{surf} – густина струму на поверхні провідника, d – відстань вглиб від поверхні провідника, δ – товщина скін-шару. Останню можна знайти за формулою

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu \mu_0 f}},$$

де ρ – питомий опір провідникового матеріалу, μ – його магнітна проникність, μ_0 – магнітна стала, f – частота електричного

сигналу. Для міді товщина скін-шару на частоті $f = 50$ Гц дорівнює 9,3 мм, 1 МГц – 66 мкм, 100 МГц – 6,6 мкм.

Порівняймо кабелі, більш-менш аналогічні за структурою – коаксіальний, «виту пару» та волоконно-оптичний.

Коаксіальний кабель має центральний мідний провідник, відділений від співвісного з ним мідного екрануючого обплетення діелектричним поліетиленовим або фторопластовим шаром, та зовнішню захисну оболонку, виготовлену з поліетилену або полівінілхлориду. Коаксіальний кабель є різновидом лінії передачі. Швидкість передачі даних у найбільш поширеному кабелі RG-58 становить 10 Мб/с на відстані до 185 м.

Кабель «вита пара» – це одна або декілька пар скручених мідних проводів з полівінілхлоридною ізоляцією та зовнішньою оболонкою з поліетилену. У проводах окремої пари передаються однакові сигнали, але протилежної полярності. Диференціальний режим роботи забезпечує мінімальний вплив на сигнал електромагнітних перешкод та мінімальне електромагнітне випромінювання самої пари. Для усунення перехресної модуляції між парами їх розміщують в окремі мідні обплетення. Іноді пари мають спільне екрануюче обплетення. Зовнішню оболонку кабелю виготовляють з поліетилену. Кабель «вита пара» використовують у сучасних локальних комп'ютерних мережах *Ethernet*. Ширина смуги пропускання у найбільш поширеного кабелю CAT5e

(категорії 5e) становить 125 МГц, а швидкість передачі даних 1000 Мб/с у разі використання чотирьох пар. У новому типі кабелю CAT7 з окремим екрануванням кожної з чотирьох пар ширина смуги пропускання збільшена до 700 МГц, а швидкість передачі даних до 10 Гб/с.

Зв'язок між комп'ютерами коаксіальним кабелем можливий на відстані до 25 м, витую парою – до 100 м.

У 2012 р. дослідники з американських компаній *NEC Labs* та *Corning Inc.* продемонстрували передачу інформації 12-жильним волоконно-оптичним кабелем довжиною 52 км зі швидкістю 1 Пбіт/с, що рівнозначно передачі за одну секунду 5000 двогодинних фільмів з високою роздільною здатністю. Завдяки високій частоті оптичного сигналу (10^{14} Гц) одномодове волокно здатне передавати 90000 телевізійних каналів.

Підсилювальне оптичне волокно.

Внаслідок просторового обмеження енергії оптичного випромінювання волокно створює сприятливі умови для побудови на його основі оптичних підсилювачів. Для того, щоб волокно підсилювало випромінювання, яке проходить по ньому, потрібно, щоб в серцевині були лазерні центри, здатні поглинати енергію випромінювання накачки і віддавати її сигнальному випромінюванню. *Активне волокно*, здатне підсилювати випромінювання, формують на стадії виготовлення,

вносячи у матеріал серцевини іони рідкоземельних металів, найчастіше ербію Er^{3+} та ітербію Yb^{3+} .

Для довгих ліній зв'язку використовують підсилювачі на

волокні, легованому ербієм, *EDFA* (англ. *erbium-doped fiber amplifier*). Схему такого підсилювача зображена на рис. 2.

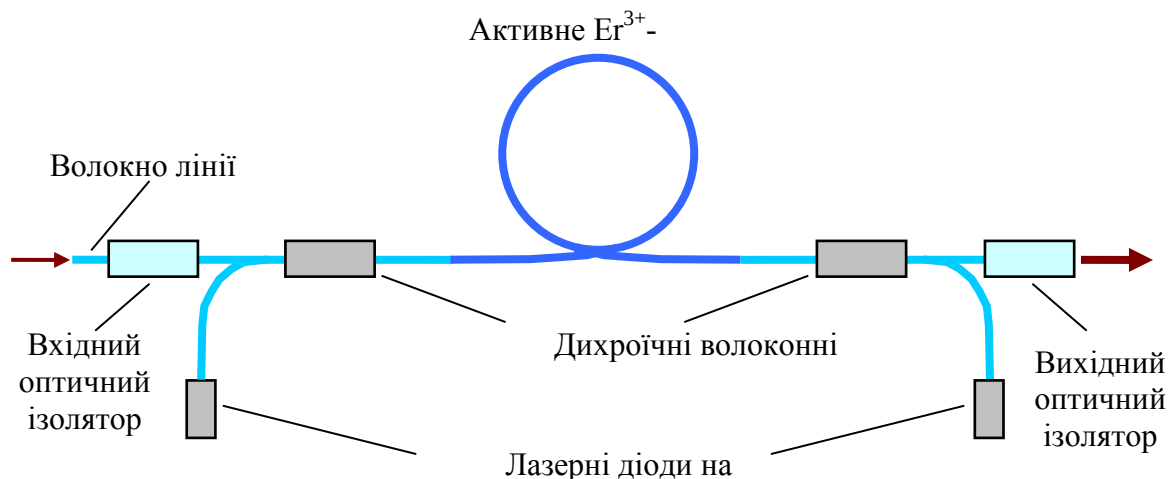


Рис. 2. Підсилювач на волокні.

Фотоннокристалічне волокно – це скляне або полімерне волокно з поздовжніми повітряними каналами, які у поперечному перерізі волокна утворюють періодичну структуру з еквідистантних отворів, причому осьова частина волокна (серцевина) може бути твердою або порожнистою.

Волокно з твердою серцевиною має ефективний показник заломлення приосової частини волокна більший, ніж у «дірчатої» частини, що завдяки повному внутрішньому відбиттю світла створює хвилевідний ефект (рис. 3). Таке волокно навіть за великих діаметрів серцевини залишається одномодовим. Передача інформації на одній моді (одному типі вузькосмугових коливань) зменшує

дисперсійне розпливання і перекриття бітових оптичних імпульсів у волокні, що дає змогу збільшити швидкість і дальність передачі інформації.

Волокно з порожнистою серцевиною має низку привабливих особливостей порівняно зі звичайним кварцовим волокном:

- волокно здатне пропускати випромінювання CO_2 -лазера з $\lambda = 10,6$ мкм (кварцове волокно прозоре лише до 2,4 мкм);
- оптична нелінійність волокна на три порядки нижча, що дозволяє передавати фемтосекундні імпульси з мікроджоулевою енергією;

- волокно можна використати для стиснення оптичних імпульсів зі значною інтенсивністю випромінювання, яка у кварцовому волокні викликала б лазерний пробій серцевини;
- хвилевідна аномальна дисперсія з великою крутизною характеристики разом з малою нелінійністю волокна дозволяють формувати у ньому оптичні солітони з піковою потужністю понад 2 МВт у разі повітряного заповнення каналів та понад 5,5 МВт – у разі заповнення інертним газом;
- на три порядки нижчі втрати на релєївське розсіяння роблять волокно перспективним для використання в лініях зв'язку та квантових комп'ютерах.

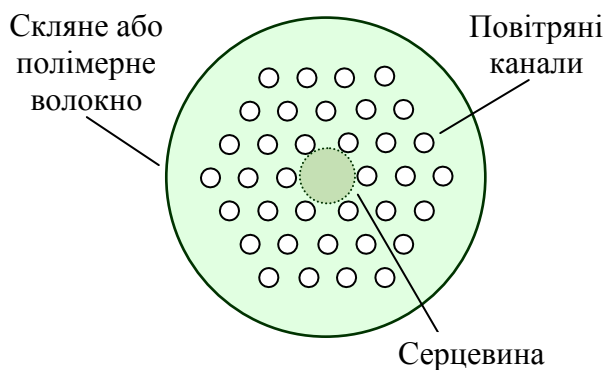


Рис. 3.

Суттєво менші геометричні розміри і вага волоконно-оптичних кабелів в порівнянні з традиційними провідниковими сприяє зручності та легкості їх використання. Вага одноволоконного оптичного кабелю складає 9 г/м, коаксіального – 119 г/м.

Високий рівень інформаційної безпеки волоконно-оптичних кабелів

створює заваду для перехоплення даних. Перехопити дані з системи з провідниковими кабелями досить легко: достатньо накласти на нього кабель з еквівалентно високим імпедансом. Для перехоплення оптичного сигналу кабель потрібно фізично пошкодити, а це легко діагностувати (послаблення сигналу, збільшення втрат інформації).

Доступність сировини для виробництва кварцового скла є важливою перевагою волоконно-оптичних кабелів над мідними. Запаси міді на Землі складають 610 млн. т., а річне виробництво – 14 млн.т., що означає можливість (за не-економного витрачання) вичерпування усіх запасів за 40 років. Кварцове скло виготовляють з піску, запаси якого на Землі практично необмежені.

Вартість кабелю.

Вартість 1 м кабельної продукції станом на 2011 р. становила:

- коаксіальний кабель з хвильовим опором 75 Ом – \$0,12;
- кабель CAT5e (4 пари) – \$0,20;
- волоконно-оптичний кабель (4 одномодових волокна) – \$0,60.

Недоліки.

Незважаючи на те, що волоконно-оптичні кабелі мають велику кількість переваг у порівнянні з провідниковими, у них є і певні недоліки:

- складніша технологія виготовлення;
- чутливість до вологи, яка потребує захисного полімерного покриття;

- небезпека розтріскування скла у зв'язку, несе людині інформацію про разі вигину з малим радіусом навколишній світ. (декілька сантиметрів);
- складність з'єднання волокон, яка потребує мікрометричної точності в узгодженні торців волокон.

Висновки.

Ураховуючи переваги та недоліки волоконно-оптичних систем, можна стверджувати, що завдяки розвитку технологій оптичні волокна мають усі можливості стати основним засобом передачі великих об'ємів інформації на велику відстань. Зауважмо, що залишилися поза увагою волоконно-оптичні датчики фізичних величин, хімічні та біосенсиори, які за допомогою лазерів докорінно змінили вимірювальну техніку, яка, як і лінії

Література

1. Hecht J. City of light: the story of fiber optics. – Oxford University Press, 2004. – 368 p.
2. Kao K. C. Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies / K. C. Kao, G. A. Hockham. – Proc. IEE, 1966, vol. 113, issue 7. – P. 1151–1158.
3. Гауэр Дж. Оптические системы связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с.

УДК 621

Моделювання MEMC-акселерометра

Компель М.О., Капелюшний В.Д.

Мікроелектромеханічні системи або скорочено MEMC - це безліч мікропристроїв найрізноманітніших конструкцій і призначення, вироблених подібними методами з використанням модифікованих групових технологічних прийомів мікроелектроніки. Об'єднує їх дві ознаки. Перший - це розмір, другий - наявність рухомих частин і призначення до механічних впливів[1].

Як показує практика, за останні роки значно підвищуються вимоги до проектування пристроїв різного функціонального призначення. Особливо це стосується MEMC, оскільки на їх проектування та перепроектування у випадку незадовільних результатів необхідні величезні ресурси. Тому розробка методів та алгоритмів для підвищення ефективності автоматизованого проектування MEMC є актуальною задачею сьогодення.

Мікромеханічний акселерометр призначений для вимірювання проекції лінійного прискорення на вісь чутливості, що перпендикулярна до основ. ММА складається з двох механічних вузлів: чутливого елемента, що сприймає діюче прискорення, та електронної схеми, яка перетворює переміщення

чутливого елемента на вхідний сигнал[2].

На основі принципу роботи при врахуванні статичних та динамічних параметрів MEMC-акселерометра можна створити математичну модель.

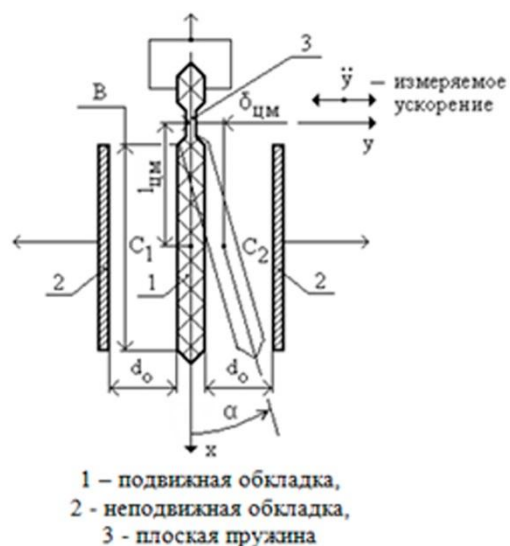


Рис. 1. Чутливий елемент MEMC акселерометра

На рис. 1 показано основний конструкційний блок елементарної комірки MEMC-акселерометра. Весь кристал акселерометра зайнятий схемами формування електричного сигналу, оточуючими мініатюрний датчик прискорення, що розташований в центрі кристалу. Датчик являє собою диференційну конденсаторну структуру з повітряним діелектриком, обкладинки якого

вitraвлені з полі кремнієвої плівки товщиною 2 мкм. Нерухливі обкладинки цього конденсатора являють собою прості консольні стержні, що розташовані на висоті 1 мкм від поверхні кристалу на полікремнієвих стовпцях, приварених до кристалу. Інерційна маса датчика прискорення при зміні швидкості переміщення кристала зміщується щодо іншої частини кристала. Її пальцеподібні виступи утворюють рухливу обкладку конденсатора змінної ємності. З кожного кінця ця структура опирається на стовпчики. Розтяжки по кінцях інерційної маси, які утримують її у висячому положенні, є механічними пружинами постійної пружності, що обмежують переміщення інерційної маси грузика і її повернення в початкове положення.

У спокійному стані (рух з постійною швидкістю) всі виступи рухомої обкладки X завдяки розтяжкам знаходяться на однаковій відстані від пар виступів нерухомих обкладинок. При прискоренні датчика рухливі виступи наближаються до одного з наборів нерухомих виступів і віддаляються від іншого набору. В результаті цього відносного переміщення відповідні відстані стають неоднаковими і ємності між рухомою обкладинкою і кожною з нерухомих обкладинок конденсатора змінюються. При цьому зміна вихідної напруги датчика буде пропорційна прискоренню уздовж осі чутливості датчика[3].

Механічна схема акселерометра, складена відповідно принципу роботи та його особливостей, наведена на рис. 2. Складовими частинами схеми є:

інерційна маса (m), елемент жорсткості (k), елемент демпфування (цим елементом слугує повітря всередині середовища, що дає опір руху інерційної маси (b), вектор прискорення $\vec{a}$ вздовж вісі X (вісь направлення чутливості датчика)[4].

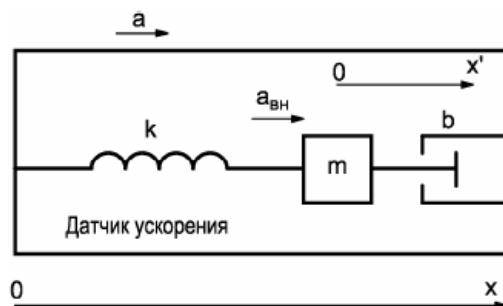


Рис. 2. Механічна схема МЕМС акселерометра

Прискорення руху інерційної маси в системі визначаємо згідно виразів (1):

$$a_p = a + a_{вн}, \quad (1)$$

де a_p - прискорення руху інерційної маси; a - прискорення руху об'єкта; $a_{вн}$ - прискорення руху інерційної маси датчика в системі відліку, пов'язаної з системою координат $0-x'$ всередині датчика. Рух інерційної маси з прискоренням a_p забезпечує сила, пов'язана з ним згідно з другим законом Ньютона:

$$F = m \cdot a_p, \quad (2)$$

де F - сила, що діє на інерційну масу; m - величина інерційної маси. При русі на інерційну масу діє сила пружності пружного елемента і сила опору руху. Сила пружності, відповідно до закону Гука:

$$F_y = -k \cdot x', \quad (3)$$

де F_y - сила пружності, що діє на інерційну масу; k - жорсткість пружного елемента; x' - зміщення інерційної маси всередині датчика щодо нульового положення в системі координат $0-x'$. Сила опору руху інерційної маси всередині датчика:

$$F_c = -b \cdot \frac{dx'}{dt}, \quad (4)$$

де F_c - сила опору руху інерційної маси; b - коефіцієнт опору. З урахуванням залежностей (3) і (4) представимо вираз (2) у вигляді:

$$m \cdot a_p = -k \cdot x' - b \cdot \frac{dx'}{dt}, \quad (5)$$

Визначимо величину $a_{\text{вн}}$, як другу похідну зміщення інерційної маси всередині датчика:

$$a_{\text{вн}} = \frac{d^2 x'}{dt^2}, \quad (6)$$

З урахуванням виразів (1) і (6) представимо вираз (5) у вигляді:

$$m \cdot a + m \cdot \frac{d^2 x'}{dt^2} = -k \cdot x' - b \cdot \frac{dx'}{dt}, \quad (7)$$

Перетворивши вираз (7) отримаємо диференціальне рівняння, що зв'язує величину прискорення руху об'єкта з величиною зміщення інерційної маси:

$$m \cdot \frac{d^2 x'}{dt^2} + k \cdot x' + b \cdot \frac{dx'}{dt} = -m \cdot a, \quad (8)$$

Застосувавши до виразу (8) перетворення Лапласа з урахуванням

нульових початкових умов, отримаємо:

$$m \cdot p^2 \cdot x'(p) + k \cdot x'(p) + b \cdot p \cdot x'(p) = -m \cdot a(p), \quad (9)$$

де $x'(p)$ - зображення по Лапласу зміщення інерційної маси всередині датчика; $a(p)$ - зображення по Лапласу прискорення руху об'єкта вздовж вісі чутливості датчика. Знаходимо передавальну функцію датчика по каналу прискорення - зміщення інерційної маси, використовуючи вираз (9):

$$W_1(p) = \frac{x'(p)}{a(p)} = \frac{-m}{m \cdot p^2 + k + b \cdot p}, \quad (10)$$

де $W_1(p)$ - передавальна функція датчика прискорення по каналу прискорення - зміщення інерційної маси. Оскільки вихідна напруга датчика прямопропорційна зміщенню інерційної маси, використовуючи вираз (10) можна записати передавальну функцію датчика по каналу прискорення - вихідна напруга:

$$W_d(p) = \frac{K_d}{a_1 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + 1}, \quad (11)$$

де $W_d(p)$ - передавальна функція датчика по каналу прискорення - вихідна напруга; K_d - статичний коефіцієнт передачі датчика по каналу прискорення - вихідна напруга; a_1 і b_1 - коефіцієнти, що визначають постійні часу об'єкта другого порядку. Вираз (11) є математичною моделлю акселерометра. Для його практичного використання необхідно знайти статичний передавальний коефіцієнт датчика і коефіцієнти, що визначають постійні часу.

Для визначення статичного передавального коефіцієнта акселерометра скористаємося довідковими даними для стандартного акселерометра. Чутливість датчика становить 0,363 В / g. Частота резонансу - 2 кГц. Визначаємо статичний коефіцієнт передачі:

$$K_d = \frac{-0,363}{9,80} = -0,037, \quad (12)$$

Для визначення коефіцієнтів a_1 , b_1 скористаємося типовою амплітудно-частотною характеристикою акселерометра на рис.3, яка побудована для об'єкта з передавальною функцією виду:

$$W_2(p) = \frac{1}{a_1 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + 1}, \quad (13)$$

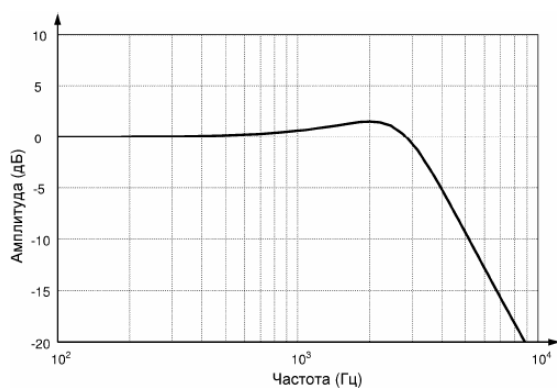


Рис. 3. АЧХ МЕМС акселерометра, що розраховується

Підставляючи в (13) $p=j\omega$ знаходимо АЧХ:

$$A_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - a_1 \cdot \omega^2)^2 + b_1 \cdot \omega^2}}, \quad (14)$$

$$G_2(\omega) = -10 \cdot \lg((1 - a_1 \cdot \omega^2)^2 + b_1 \cdot \omega^2) \quad (15)$$

Візьмемо до уваги, що підйом АЧХ на резонансній частоті згідно рис.3 становить +1,5 дБ, а також врахуємо, що ця точка є максимальною на характеристиці. Користуючись даними положеннями, складаємо систему двох рівнянь з двома невідомими, з яких і визначаємо коефіцієнти a_1 і b_1 . Вони приймають наступні значення: $a_1 = 0.342 \cdot 10^{-8}$, $b_1 = 0.56 \cdot 10^{-4}$. [5].

Як видно з малюнка 4 на резонансній частоті 2 кГц підйом АЧХ становить +1,5дБ, що свідчить про правильність визначення коефіцієнтів виразу (13). Оскільки невідомі параметри виразу (11) знайдені, передаточну функцію МЕМС-акселерометра можна записати в наступному вигляді:

$$W_d(p) = \frac{-0.037}{0.342 \cdot 10^8 \cdot p^2 + 0.56 \cdot 10^{-4} \cdot p + 1} \quad (16)$$

Отримано узагальнену математичну модель МЕМС-акселерометра у вигляді передавальної функції. Крім того, аналітичним шляхом отримані коефіцієнти передавальної функції МЕМС-акселерометра, що дозволяє досліджувати вплив динамічних параметрів даного акселерометра на вимірювальні помилки.

Література

1. Українська радянська енциклопедія : у 12 томах / за ред. М. Бажана. — 2-ге вид. — К. : Головна редакція УРЕ, 1974–1985.

2. MEMS технології – просте та доступне рішення складних системних задач. <http://kit-e.ru/redirect.php?link=http://www.sovtest.ru/publication.php?id=47>
3. Сисоєва С. Магнітоуправляючі, MEMS та мультисенсорні датчики руху – функціональніше, точніше, мініатюрніше попередників//Компоненти і технології. 2009 №7.
4. Analysis, simulation and relative performances of two kinds of serpentine springs / Giuseppe Barillaro, Antonio Molfese, Andrea Nannini, Francesco Pieri // Journal of Micromechanics and Microengineering. 2005. Vol. 15. No. 4. P. 736-746.
5. Бритков О.М. Разработка конструкции микро-механического акселерометра / 12 Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов "Микроэлектроника и информатика – 2005". – М.: МИЭТ, 2005.

УДК 533.9.07:537.533

Цифрова система керування електронною гарматою

Коротков М.І., к.т.н. Тугай С.Б.

Вступ

На сьогоднішній день електронні гармати знайшли широке застосування у різних галузях виробництва, зокрема у металургії. Термокатодні гармати, які отримали найбільше розповсюдження, конструктивно складні і мають обмежений ресурс роботи термокатоду. Водночас, у багатьох технологічних операціях, в яких вимоги до геометричних параметрів електронного пучка є невисокими, та які проводяться в умовах низького або середнього вакууму, у тому числі, у реактивному газовому середовищі, суттєві переваги мають газорозрядні гармати з холодним катодом. Існує цілий спектр технологічних установок, різного призначення, що обладнанні електронно-променевими гарматами з холодним катодом але не мають у своєму складі сучасних цифрових систем керування. Метою даної статі є висвітлення проблем побудови цифрових систем керування, які сумісні з сучасним мережевим обладнанням робочих станцій операторів технологів, що дозволить модернізувати існуюче устаткування.

1. Принцип дії електронно-променевої гармати з холодним катодом

При роботі газорозрядної гармати високовольтного тліючого розряду (далі ГРЕГ ВТР) у її розрядну камеру подається робоча газова суміш, склад якої визначається у тому числі вимогами технологічного процесу. Під дією прискорюючої напруги між катодом и анодом запалюється високовольтний тліючий розряд. Потік прискорених у при катодному полі іонів та нейтральних часток що надходять з плазми ВТР, бомбардує поверхню холодного катоду, чим викликав вторинну емісію електронів, які прискорюються електричним полем і формуються в електронний пучок[1].

Як правило керування струмом такої гармати здійснюється за рахунок керованого напуску газу у область формування тліючого розряду при постійному відкачуванні робочої зони технологічної камери.

2. Опис проблеми

Базова задача системи керування зводиться до підтримування стабільного пучка, шляхом керування подачею газової суміші, що подається через спеціальній електронний клапан (натікач). В якості зворотного зв'язку зазвичай використовують датчик струму що ввімкнено у анодно-катодний ланцюг. Таку систему

керування називають газодинамічною[2].

Модель газодинамічної системи керування струмом ГРЕГ ВТР представлена на рисунку 1

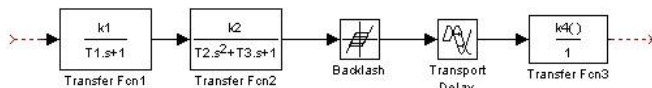


Рис. 1 Модель газодинамічної системи керування

де $w_1(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1}$ – передавальна функція електромагнітної котушки привода натікача, $w_2(s) = \frac{k_1}{T_2 s^2 + T_3 s + 1}$ – передавальна функція механічної частини привода натікача, $F_1(u)$ – функція, що описує люфт привода натікача, $w_a(s) = e^{-\tau s}$ – передавальна функція, що характеризує процес запізнення зміни тиску газу у робочій камері ГРЕГ ВТР, $F_2(u)$ – нелінійна статична характеристика залежності струму гармати від тиску газу у камері гармати [3] (рис. 2).

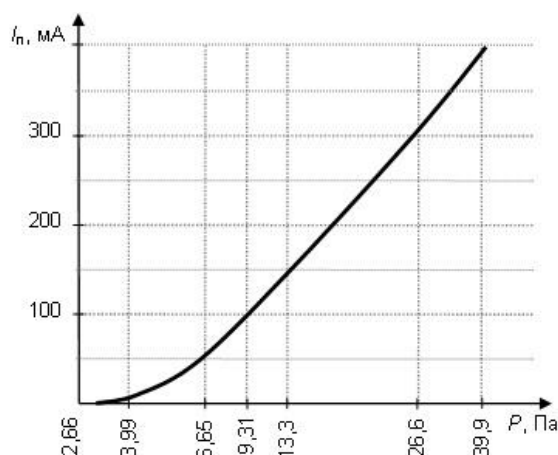


Рис. 2 Залежність струму променя від тиску газу у розрядному проміжку

У загальному вигляді математична модель ГРЕГ ВТР при

газодинамічній системі керування може бути представлена у такому вигляді:

$$Wenz(s) = F_1(s)F_2(s)W_1(s)W_2(s)W_3(s) [3]$$

Основним недоліком такої системи є не лінійність та не стаціонарність передавальних функцій натікача (рис. 3) та інерційність електромагнітної котушки що є виконуючим пристроєм клапана-натікача.

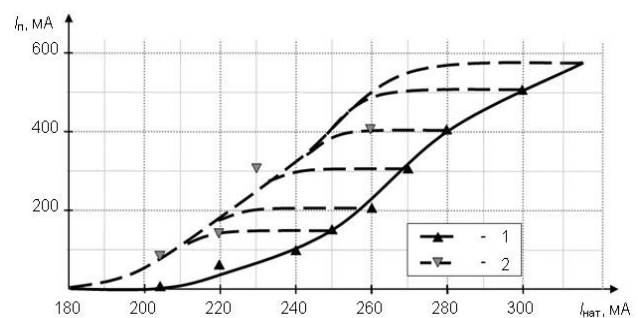


Рис. 3 Залежність струму гармати від струму котушки клапана-натікача.

При такому способі керування, мінімальний час регулювання струму складає не менше сотень мілісекунд, а статична і динамічна похибки керування - одиниці процентів.

Також серйозною проблемою під час розробки цифрової системи керування є гальванічна розв'язка керуючого контролера від датчиків та керуючих елементів системи. Особливо гостро це питання встає у датчиках та вузлах що працюють з робочою напругою (порядку 10 – 30 кВ).

Характерною особливістю ГРЕГ ВТР є наявність великої кількості дугових пробіів малої тривалості (далі мікро-пробої) що відрізняються часовими та енергетичними характеристиками, що при певних

умовах можуть переходити у стійкі дугові пробої [4]. Це сильно ускладнює обробку сигналу з датчика струму ГРЕГ ВТР. Під час нормального режиму роботи мікро-пробої виникають десятки разів за секунду, що сильно зашумлює постійну складову сигналу з датчика струму.

3. Вибір способу зняття струму променя

Є декілька способів зняття струму ГРЕГ ВТР. Найпростіший із них це зняття різниці потенціалів на резисторі що ввімкнено послідовно у анодно-катодний ланцюг, але цей варіант не підходить для цифрових систем керування бо основним його недоліком є наявність гальванічного зв'язку з високою напругою що ускладнює підключення сучасного аналогово-цифрового перетворювача (далі АЦП) до такого датчика.

Інший спосіб полягає у вимірюванні магнітного поля що генерується струмом ГРЕГ ВТР за допомогою ефекту Холла. Конструкційно такий датчик можна представити у вигляді петлі з магніто-провідного матеріалу що надягається поверх силового кабелю що прямує до катоду (рис. 4).

До переваг даного датчику можна віднести наявність гальванічної розв'язки від високої напруги та відсутність необхідності порушувати (а отже і вводити додатковий опір) цілісність анодно-катодного ланцюга що дає нам можливість легкого монтажу даної системи на існуюче устаткування.

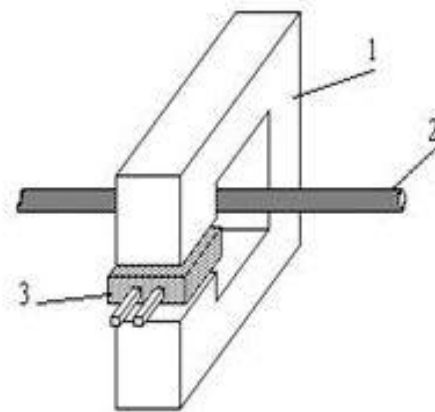


Рис. 4 Конструкція датчику на ефекті Холла (1 – магніто-провід; 2 – силовий кабель; 3 – датчик;)

Що до недоліків, треба зазначити необхідність інтегрувати сигнал з такого датчика що у купі з явищем мікро-пробоїв може призвести до систематичної похибки що буде накопичуватися. Але цей недолік долається використанням промислових інтегрованих модулів-датчиків, що мають у своєму складі систему коригування нуля та вбудований інтегратор.

4. Опис цифрового контролера

У якості цифрового контролера буде виступати мікропроцесор фірми Atmel, що має у своєму складі АЦП з розрядністю 10 біт та можливістю подачі зовнішньої опорної напруги, що дозволить нам штучно занизити максимальний вимірювальний струм (у не залежності від характеристик датчика) до потрібної величини (що зумовлена характеристиками конкретної гармати) задля підвищення точності. Також важливо відзначити можливість реалізувати на даному мікропроцесорі (за мінімуму

зовнішньої обв'язки) промисловий інтерфейс RS232 що дозволить нам сполучити дану систему з сучасним програмним забезпеченням операторського обладнання.

5. Опис способу фільтрації постійної складової

Для фільтрації постійної складової сигналу з датчика струму (що відображає наш фактичний струм гармати) перед АЦП пропонується ввімкнути RC фільтр нижніх частот, що дозволить нам зрізати високочастотні мікро-пробої. Перед фільтром пропонується ввімкнути компаратор напруги датчика с опорною напругою АЦП щоб вести облік мікро-пробоїв на секунду та вимірювати тривалість мікро-пробоїв з метою розпізнання потенційно потужного пробою, цей параметр можливо опосередковано використовувати для оцінки якості роботи електронно-променевої гармати.

Висновок

В статті висвітленні проблеми та запропоновані способи реалізації сучасної цифрової системи керування ГРЕГ ВТР технологічного призначення, що сумісна з сучасними операторськими комплексами та достатньо універсальна щоб модернізувати установки різного профілю та призначення що в своєму складі мають застарілі, аналогові

системи керування, не сумісні з сучасними операторським обладнанням.

Література

1. Удрис Я.Я., Чернов В.А. О некоторых процессах в заанодном пространстве электронной пушки с холодным катодом и их влияние на основной разряд. Труды ВЭИ, выпуск 80, М.: Энергия, 1970, с. 62-74.
2. Чернов В.А., Удрис Я.Я. Газодинамический метод повышения эффективности газоразрядной электронной пушки. *ibid.* 130-137.
3. Кравец П.И., Тугай С.Б., Прецизионное управление параметрами импульсных газоразрядных источников электронов. // Электроника и связь. - 2013. - № 4. - С. 21-27.
4. Тугай С.Б. Импульсні режими роботи технологічних електронно-променевих гармат високовольтного тліючого розряду: Автореф. дис. канд. техн. наук. - Київ: НТУУ «КПІ», 2013. - 15 с.

УДК 578.08:34.05.25

Графенові біосенсори та їх застосування

Ксенофонтова А.А., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

У світі щорічно від вірусних та мікробних захворювань гине 20 млн. людей, що складає 40 % від загальної кількості померлих. У зв'язку з масштабними епідеміями інфекційних захворювань та загрозою біотероризму в останнє десятиліття інтенсифікувалися дослідження біосенсорів, які дозволяють швидко визначати наявність в повітрі або воді небезпечних органічних речовин. Висока ефективність та чутливість біосенсорів досягається завдяки використанню в них біологічних молекул та їх систем.

Цікаво, що шахтарі до початку ХХ ст. брали з собою у шахту канарок, які замовкали і навіть вмирали у разі появи у повітрі оксиду або діоксиду вуглецю, що свідчило про необхідність негайно покинути забій. Канарки виконували роль природних біосенсорів.

Сучасний біосенсор – це аналітичний прилад, у складі якого є рецептор – біологічний чутливий елемент (фермент, антитіло, ДНК, клітинні органиели або цілі клітини), перетворювач (електрохімічний, оптичний, калориметричний чи акустичний) та дисплей, який в зручному для користувача вигляді (зазвичай – оптичному) відображає результати аналізу.

Біосенсори мають низку переваг порівняно з лабораторними аналізаторами:

- селективність, яка дозволяє виявити певну хімічну речовину у складній суміші без попереднього очищення останньої;
- висока чутливість, яка уможлиблює виявити шукану речовину у дуже малих зразках за дуже малої її концентрації;
- висока швидкість – видача результату за лічені секунди;
- маленькі розміри, які дозволяють використовувати їх навіть в нанороботах;
- простота, невисока вартість та безпечність конструкції, що робить можливим масове виробництво.

Точність багатьох біосенсорів не поступається точності складних лабораторних аналізаторів.

Біосенсори мають і недоліки:

- погана захищеність від пошкодження, яка вимагає ретельного догляду та обережного використання;
- нестабільність;
- неможливість стерилізації чутливого елемента для його повторного використання.

Прикладом біосенсора, який широко використовують хворі на діабет, є глюкометр – прилад для визначення вмісту глюкози в крові. Біосенсор містить фермент глюкозооксидазу в іммобілізованій формі. Фермент окислює глюкозу крові, вивільняючи при цьому електрони, струм яких пропорційний концентрації глюкози у крові. Висока чутливість біосенсора дозволяє вимірювати концентрацію глюкози в одній краплі крові за декілька секунд (5 с та 1 мкл крові для глюкометра *OneTouch UltraEasy* американської компанії *Johnson & Johnson*).

Нещодавно вчені створили на основі графену новий чутливий біосенсор, який виявляє біомаркери раку – молекули, які вказують на підвищений ризик розвитку раку [1]. Біомаркером деяких форм раку є молекула 8-гідроксидезоксигуанозину (8-OHdG). Такі молекули з'являються в дуже малій концентрації (до 0,1 нг/мл) в крові, слині та сечі у разі пошкодження молекул ДНК організму.

Графен як моноатомний шар вуглецю з двовимірною кристалічною решіткою (рис. 1) має унікальні властивості – найвищі серед усіх матеріалів рухливість електронів ($2 \cdot 10^5 \text{ см}^2 \cdot \text{В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$), електропровідність ($10^6 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$) та теплопровідність ($5 \cdot 10^3 \text{ Вт} \cdot \text{м}^{-1} \cdot \text{К}^{-1}$), що робить його перспективним матеріалом для наноелектроніки. Висока механічна жорсткість графену (у 100 разів більша за жорсткість сталі такої ж товщини) дозволяє використати його (за відповідного закріплення країв) як

мембрану сенсора, чутливого до механічного напруження.

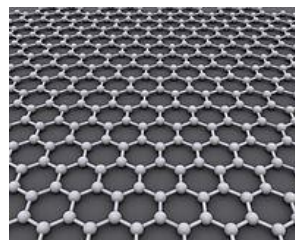


Рис. 1.

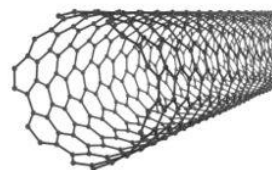


Рис. 2.

Графен має найбільшу серед матеріалів питому поверхню (відношення площі поверхні до маси) – $2630 \text{ м}^2/\text{г}$.

Те, що атом вуглецю графена доступний під час реакції з обох боків (на відміну від поверхневих атомів об'ємного зразка) збільшує у сотні разів його здатність вступати в реакції.

Графен дуже чутливий до хімічного складу навколишнього середовища. Якщо з графену площею у декілька мікрметрів зробити сенсор, то з'являється можливість виявляти окремі молекули газу: молекули, пристиковуючись до атомів вуглецю, змінюють електричний опір графену [2].

Існує декілька технологій отримання графену, серед яких основними є:

- механічне відшарування (розщеплення) – найбільш непродуктивний метод, який тим не менше забезпечує найвищу якість графену; відшарування здійснюють за допомогою ультрагострого алмазного ножа [3];
- парофазна епітаксія вуглецю на мідну фольгу (*CVD*-графен), яка забезпечує досить високу якість графену;
- епітаксіальний ріст моноатомного шару вуглецю на поверхні підкладки (SiC , SiO_2);
- електрохімічне відновлення оксиду графіту (сполуки вуглецю, водню та кисню, яку отримують дією на графіт сильних окиснювачів);
- термічне (мікрохвильове) відновлення оксиду графену;
- розщеплення вуглецевих нанотрубок протравлюванням;
- гідротермічне самозбирання атомів вуглецю в графен із водного розчину цукру.

Щоб створити чутливий елемент біосенсора, вчені використали графен на підкладці з карбіду кремнію (SiC), який стійкий до надзвичайно високих температур і тиску. Дослідники отримали епітаксіальний графен шляхом сублімації кремнію з поверхні карбіду кремнію модифікації 4H- SiC .

Особливістю формування графену на карбіді кремнію є те, що графен мінімально змінює свої властивості двовимірної кристалічної решітки, взаємодіючи з підкладкою лише за допомогою вандерваальсових

сил міжмолекулярної взаємодії, не вступаючи у ковалентні зв'язки (так званий вільний підвішений стан графену). Ізольований двовимірний кристал виростити неможливо – без підкладки графен згорнувся б у вуглецеву нанотрубку (рис. 2).

Результати показали, що графеновий біосенсор може виявляти молекули 8-OHdG навіть за концентрації 0,1 нг/мл.

Графенові біосенсори можуть виявити та допомогти визначити концентрацію таких речовин як [4]:

- глюкоза (аналіз крові на цукор);
- гемоглобін;
- холестерин;
- нікотинамідаденіндинуклеотид (НАД, *NAD*), відновлена форма якого (*NADH*) є коферментом у життєдіяльності всіх клітин організму;
- цитохром *c* – білок, який відповідає за перенесення кисню в організмі та за дихальний процес;
- переоксидаза хрину – фермент, який широко використовується в молекулярній біології та медицині;
- дезоксирибонуклеїнова кислота (ДНК) – високомолекулярний біополімер, який зберігає та передає з покоління в покоління програму розвитку та життєдіяльності живих організмів;
- дофамін – нейромедіатор, який відповідає за емоційну реакцію та м'язову активність людини.

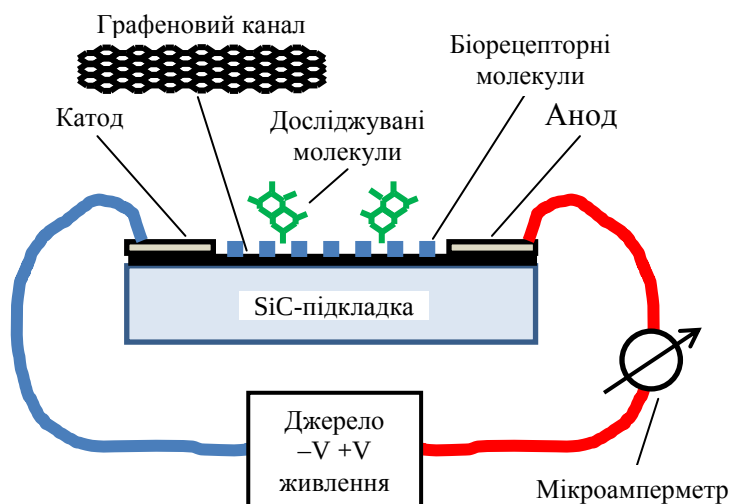


Рис. 3.

Ефективність роботи біосенсора залежить не тільки від характеристик самого біосенсора, але й від вимірювального обладнання, до якого підключено біосенсор. Характеристики перетворювачів прямо впливають на характеристики біосенсорів, які створюють на їх основі.

За оцінками фахівців у майбутньому біосенсиори будуть застосовувати в сільському господарстві, ветеринарії, в екології – як засоби захисту людини (для виявлення нервово-паралітичних газів, токсинів і вибухових речовин) і навколишнього середовища (для виявлення забруднень води та повітря). Очікується, що у всіх цих сферах використання біосенсорів збільшуватиметься щорічно приблизно на 30%.

Література

1. Tehrani Z., Burwell G, Azmi M. et al. Generic epitaxial

graphene biosensors for ultrasensitive detection of cancer risk biomarker. – 2D Materials, 2014, vol. 1 (2). – P. 025004.

2. Schedin F., Geim A.K., Morozov T.W. et al. Detection of individual gas molecules adsorbed on graphene. – Nature Materials, 2007, vol. 6, issue 9. – P. 652–655.
3. Jayasena B., Reddy C.D., Subbiah S. Separation, folding and shearing of graphene layers during wedge-based mechanical exfoliation. – Nanotechnology, 2013, vol. 24, № 20. – P. 1–8.
4. Kuila T., Bose S., Khandra P. et al. Recent advances in graphene-based biosensors. – Biosensors and Bioelectronics, 2011, vol. 26, issue 12. – P. 4637–4648.

УДК 621.385.6

Исследование параметров ондуляторов в лазерах на свободных электронах

Кутиченко Я.В., к.т.н., доц. Чадюк В.А.

Актуальность статьи: в настоящее время бурно развивается физика и техника создания источников терагерцового диапазона излучения. Важное место в этой области занимают лазеры на свободных электронах (ЛСЭ) с использованием магнитных ондуляторов.

ЛСЭ - это устройства, преобразующие энергию релятивистских электронов в энергию электромагнитного излучения. Частота такого излучения, благодаря эффекту Доплера, во много раз превышает частоты колебаний электронов. Так, частота излучения $\omega \approx \frac{n\omega_2}{1-\frac{v}{c}\cos\varphi}$, где n - номер гармоники, φ - угол между направлением траектории пучка и направлением излучения. Важной отличительной особенностью таких лазеров является возможность плавной и широкополосной подстройки частоты генерации ω варьированием v (т.е. энергии электронов) и (или) φ , а также изменением параметров ондуляторов (длина периода ондулятора).

За последнее десятилетие наблюдается резкий рост количества как фундаментальных, так и прикладных исследований,

проводимых в терагерцовом диапазоне излучения. До настоящего времени данный диапазон остается мало изученным, по сравнению с граничащим с ним ИК и СВЧ диапазонами.

Физические основы процесса: ондулятор (рис.2.) - устройство для преобразования энергии пучка электронов на околорелятивистских скоростях в энергию электромагнитного излучения на основе эффекта тормозного излучения. Тормозное излучение электрона является чисто электромагнитным процессом, и описание этого явления даёт квантовая электродинамика [1]. Согласно с теорией, в поле ядра существует определённая вероятность квантового перехода электрона в состояние с меньшей энергией с излучением одного фотона (вероятность излучения большего числа фотонов мала). Поскольку энергия фотона равна разности начальной и конечной энергии электрона, спектр тормозного излучения имеет резкую границу при энергии фотона, равной начальной кинетической энергии электрона. Тормозное излучение является частично поляризованным и наблюдается во всех направлениях, но

для релятивистского электрона практически все излучение направлено вдоль его скорости и сосредоточено в конусе. Интенсивность излучения пропорциональна квадрату ускорения частицы.

Ондулятор можно представить себе как последовательность магнитов, полярность каждого следующего из которых противоположна предыдущему. Движущийся электрон, попав в такое поле, совершает периодическое колебательно-поступательное движение, и его траектория имеет вид волнистой линии.

Виды ондуляторов: по способу создания магнитного поля ондуляторы можно разделить на электромагнитные (в том числе сверхпроводящие) и на постоянных магнитах. По конструкции можно разделить на плоские и спиральные, однородные и профилированные, электромагнитные и на постоянных магнитах, безжелезные и гибридные.

Параметры ондулятора: в магнитных ондуляторах стараются получить наиболее высокое значение коэффициента ондуляторности $k = \frac{eB_0\lambda_U}{2\pi mc^2} = 0.943 * \lambda_U[\text{см}] * B_0[T]$, (1) где λ_U – длина периода ондулятора, B_0 – амплитуда магнитного поля ондулятора. Так как в классическом ондуляторном излучении $k \sim 1$ то выбор величины магнитного поля зависит от величины λ_U . При коротких длинах периода ондулятора требуются высокие значения магнитного поля и используются либо электромагниты,

либо постоянные магниты из редкоземельных элементов. При создании ондуляторов для ЛСЭ в терагерцовой области длина периода ондулятора составляет порядка 10 см, и, следовательно, потребуется магнитное поле порядка 1000 Э. Поэтому стало возможным использование самых дешевых и широко распространенных магнитов из ферритовых материалов. Использовались постоянные магниты марки 22БА220. Длина периода ондулятора составляет 9 см, число периодов – 27. Ширина магнитов составляет 6 см, высота – 2 см. Предварительные расчеты показали, что для получения необходимой амплитуды магнитного поля ондулятора не менее 0,1 Т достаточно, чтобы длина магнитов составляла 2,7 см. Однако при таких размерах магнитных пластин вид кривой распределения магнитного поля был далек от синусоидального. После более точных расчетов, произведенных с помощью программы FEMLAB-3.1, было получено, что для синусоидального распределения магнитного поля длину магнитов следует выбрать равной 3,2 см. Распределение магнитного поля по длине одного периода приведено на рис.1.

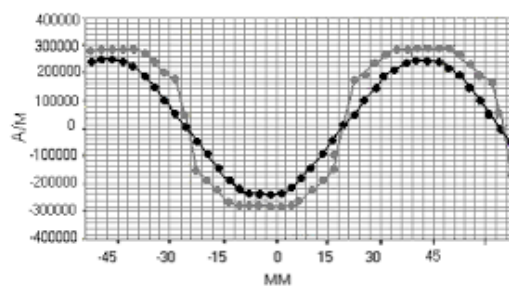


Рис.1. Распределение магнитного

поля по длине одного периода (черная линия – по центру ондулятора, серая – вблизи полюсов).

Сортировка магнитов: центральной задачей при создании ондулятора было достижение одинаковой амплитуды магнитного поля во всех периодах ондулятора. Одним из основных недостатков конструкции ондулятора на постоянных магнитах является большой разброс магнитной индукции в разных магнитных элементах. Результаты исследования разброса величины магнитной индукции для всех элементов показали, что первоначальный разброс параметров составляет 40%, и дальнейшее применение таких элементов является невозможным без применения специальных мер. Для уменьшения разброса был произведен подбор магнитных элементов с разбросом величины магнитной индукции в диапазоне 18%, при этом отбраковалось 20% магнитных элементов. Для приравнивания амплитуд магнитного поля всех периодов применялось два метода. Во-первых, с помощью подбора и перераспределения магнитных элементов удалось снизить разброс по амплитудам магнитного поля до 7%. Во-вторых, использовались дополнительные обмотки на магнитных элементах для компенсации остаточного разброса. Проведенные измерения показали, что с помощью относительно малых обмоток с плотностью тока 3 А/мм² возможно достигнуть хорошей компенсации ((3%) [2].

Применение: установка ондулятора в прямолинейном участке циклического ускорителя заряженных частиц позволяет существенно повысить эффективность генерации за счёт многократного использования пучка. Другая возможность повышения интенсивности ондуляторного излучения связана с предварительной модуляцией пучка в последовательность сгустков с продольными размерами порядка длины излучаемой волны. При этом частицы сгустка излучают когерентно и интенсивность излучения оказывается пропорциональной квадрату числа частиц в сгустке. Наибольшие возможности повышения эффективности генерации ондуляторного излучения связаны с реализацией механизма вынужденного излучения в установках, называемых лазерами на свободных электронах. Ондуляторы нашли широкое применение в лазерах на свободных электронах, в быстродействующих системах индикации протонных пучков высоких энергий, системах управления параметрами пучков заряженных частиц в ускорителях, ондуляторных группирователях пучков заряженных частиц, в масс-сепараторах химических элементов и их изотопов, масс-спектрометрах и других приборах.

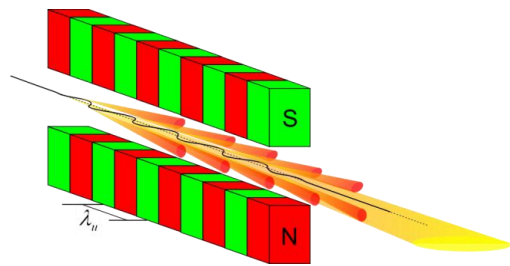


Рис.2. Ондулятор.

Возможности: с помощью рентгеновских вспышек европейского лазера, ученые смогут расшифровать структуру биомолекул, составляющих клеток и вирусов, что послужит основой для лекарств будущего. Так же можно будет пронаблюдать разделение или выполнение функций этими клетками. Огромные возможности открываются для инженеров баз данных, так как можно будет изучить аспекты намагниченности. Лазер создает уникальные условия для исследования атомов, молекул, атомных кластеров или наночастиц в экстремально высоких полях рентгеновского излучения. Эти знания могут привести к получению новых катализаторов или устройств, управляемых с помощью рентгеновского излучения. К тому же появится возможность воссоздавать состояния вещества при экстремально высоких давлениях и температурах, что поможет астрофизикам в разработке моделей для планет и продвижению вперед исследований термоядерного синтеза для будущего производства энергии на Земле.

В сравнении [3]:

	LCLS	Sacla	XFEL
Место нахождения	Калифорния, США	Япония	Германия
Ввод в эксплуатацию	2009	2011	2016
Ускоритель	Нормальной электропроводности	Нормальной электропроводности	Сверхпроводящий
Кол-во световых	120	60	27000

вспышек в секунду			
Минимальная длина волны лазерного света	0.15 нанометра	0.08 нанометра	0.05 нанометра
Максимальная энергия электронов	14.3 млрд электрон-вольт (14.3 ГэВ)	6-8 миллиардов электрон-вольт (6-8 ГэВ)	17.5 млрд электрон-вольт (17.5 ГэВ)
Длина объекта	3 км	0.75 км	3.4 км
Количество ондуляторов	1	3	3, с возможностью расширения до 5
Количество опытных станций	3-5	4	6, с возможностью расширения до 10
Пик яркости (фотонов/сек/мм ² /мрад ² /полоса пропускания/0.1%)	$2 \cdot 10^{33}$	$1 \cdot 10^{33}$	$5 \cdot 10^{33}$
Средняя яркость (фотонов/сек/мм ² /мрад ² /полоса пропускания/0.1%)	$2.4 \cdot 10^{22}$	$1.5 \cdot 10^{23}$	$1.6 \cdot 10^{25}$

Литература

1. Винокуров Н.А. Новосибирский лазер на свободных электронах // Новости электроники. – 2007. – № 8. – С. 23–28.

2. Маршалл Т. Лазеры на свободных электронах; пер. с англ. — М: Мир, 1987 <http://www.xfel.eu/>(дата обращения: 03.04.16)
3. XFEL, немецкий лазер на свободных электронах. URL:

УДК 535.317.7

Система контроля качества собирающих линз

Кушнарёв М.Р., Бевза О.М.

Введение

Статья посвящена решению проблемы определения оптической силы и дефектов собирающих линз. Существуют технологические способы контроля поверхностей, установленные на производстве, и существует «оптическая скамья», с помощью которой рядовой человек может проверить свою оптику. Цель же этой статьи в описании прибора, что будет иметь высокую точность, лишь немногим уступающую точности измерений на производстве, и, вместе с тем, небольшую себестоимость и простоту в обращении.

Актуальность исследования

Данный прибор сможет найти применение во многих сферах. Медицина, любительская астрономия, фотография, продажа и реализация оптики. Данное устройство будет полезно в тех случаях, когда нужно быстро и качественно оценить собирающую оптическую линзу.

Данный прибор будет дешевле и эффективнее, тех, немногих аналогов, что имеются на данный момент.

Общая схема и принцип работы

Принцип работы данного устройства заключается в следующем: лазерная головка (ЛГ) сканирует

поверхность исследуемой линзы (ИЛ), лазерный луч, после прохождения линзы, попадает на полупрозрачный экран (ПЭ), который находится в фокусе камеры высокого разрешения (КВР).

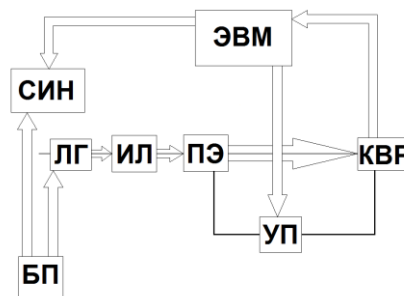


Рис. 1. Блок-схема работы устройства.

Далее сигнал из камеры отправляется в электронную вычислительную машину (ЭВМ), ее роль могут исполнять как компьютер, так и мобильное устройство вроде смартфона. ЭВМ анализирует положение точки лазера на экране в зависимости от угла отклонения лазерной головки. Система изменения направленности (СИН) отклоняет лазер по двум осям, обеспечивая полную засветку линзы. Блок питания (БП) обеспечивает стабильное питание для работы как ЛГ, так и СИН. Для поиска фокуса линзы используется устройство перемещения (УП) - небольшой электродвигатель или сервопривод, что перемещает экран и

жестко связанную с ним камеру вдоль оптической оси.

Как видно из блок-схемы, лазерная головка, линза, экран и камера находятся на одной оптической оси прибора. Корпус устройства покрыт внутри светопоглощающей поверхностью – краской или тканью, для уменьшения шумовой засветки экрана.

Возможности устройства

Работа устройства основана на эффекте преломления света. Устройство определяет следующие характеристики собирающей линзы:

- определения оптической силы собирающей осесимметричной линзы,
- качество поверхности линзы,
- определение коэффициента пропускания линзы.

Разработка устройства

Исходя из требований, предъявляемых к источнику излучения и невысокой стоимости устройства, был выбран лазерный излучатель Green Laser Pointer с мощностью в 90-110 мВт и длиной волны в 532 нм [1].

При разработке устройства необходимо было решить следующие задачи:

1. Определить расстояния между лазером и линзой, экраном и камерой, оценить необходимые параметры работы устройства передвижения.

2. Разработать схему питания лазера, с возможностью изменения выходной мощности.
3. Разработать драйвера для СИН и УП.
4. Разработать программное обеспечение.
5. Сконструировать корпус, который позволит отводить выделяемое устройством тепло, не привнося тепловую турбуленцию в рабочую зону.
6. Испытание и настройка устройства.

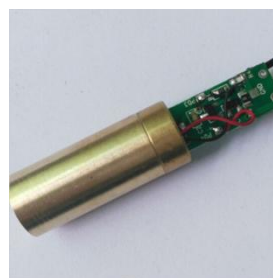


Рис.2. Лазерная головка.

Алгоритм распознавания светового пятна

Для поиска точки лазера используется следующий алгоритм[2-5]. Выполняется поиск по яркости с помощью цветовой модели HSB. Координатами цвета в данной модели являются:

- Hue — цветовой тон, определяется величиной угла от 0 до 360 градусов на цветовом круге;
- Saturation — насыщенность, определяет чистоту цвета;
- Brightness — яркость, определяет освещенность или затемненность цвета. [5] Преимуществом данной модели является то, что можно

производить поиск не привязываясь к цвету, а только лишь к яркости.

Это позволяет распознавать точку в случаях снижения яркости лазера, и даже замены его на другой, со схожими параметрами питания, но другой длиной волны, без изменения программной части. Это является полезным повышением надежности устройства.

Для распознавания точки нужно выполнить такие шаги:

1. Преобразовать изображение из цветового пространства RGB в HSB. Оригинальное изображение показано ниже.

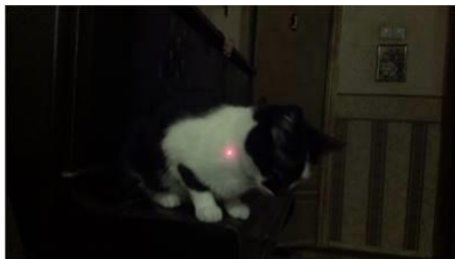


Рис. 3. Оригинальное изображение

2. Разбить изображение на отдельные каналы H, S, B.
3. Определить минимальное и максимальное значение каналов H, S, B. Результат показан на рисунках 4–6.
4. Получаем изображение, которое является набором пикселей, значение которых находится между минимальным и максимальным значением отдельных каналов H, S, B. Результат показан на рисунках 7-9.

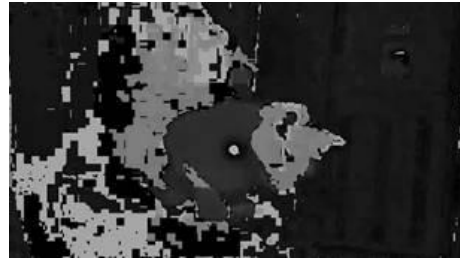


Рис. 4. Изображение которое содержит только канал H.

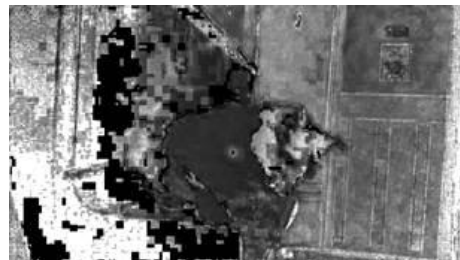


Рис. 5. Изображение которое содержит только канал S

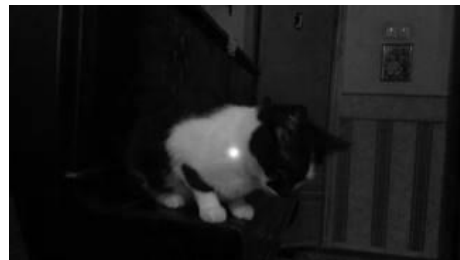


Рис. 6. Изображение которое содержит только канал V



Рис. 7. Пиксели в диапазоне от $H_{\min}$ до $H_{\max}$



Рис. 8. Пиксели в диапазоне от $S_{\min}$ до $S_{\max}$

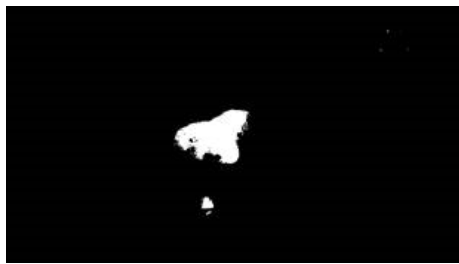


Рис. 9. Пиксели в диапазоне от $B_{\min}$ до $B_{\max}$

5. Выполняем операцию логического «И». Результат показан на рисунке 10.

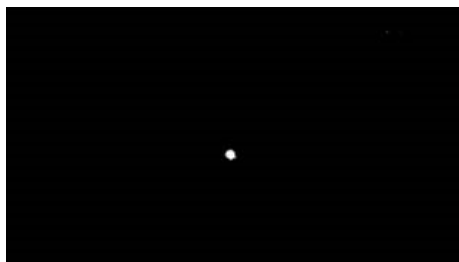


Рис. 10. Результат после выполнения операции логического «И»

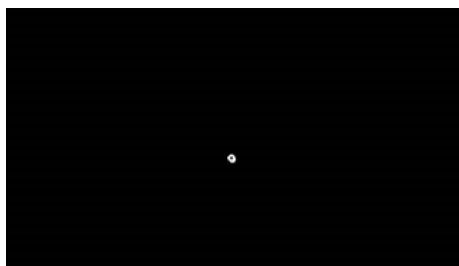


Рис. 11. Результат после нахождения центра масс светового пятна.

После распознавания светового пятна от лазера необходимо вычислить его координаты, т.е. определить координаты центра масс. Для этого складываем координаты

всех ненулевых пикселей и считаем их количество. Получаем лазерное пятно с черной точкой посередине, которая является центром масс данного пятна. Результат показан на рисунке 11.

Выводы

Преимуществами данной системы являются: надежность, универсальность, простота в обращении и невысокая себестоимость. Данное устройство может применяться в магазинах оптики, в любительской астрономии, медицине, и многих других областях прикладной оптики.

Література

1. Каталог лазерных указок. Серия Laser pointer. URL: http://green-lasers.ru/catalog/green_laser_pen_100/
2. Анисимов Б.В. Распознавание образов и цифровая обработка изображений. — М.: Высш. шк. — 1983. — 295 с. 2.
3. Дэвид А. Форсайт. Компьютерное зрение. Современный подход — М.: Вильямс. — 2004. — 928 с. 3.
4. Довгалец С. М., Мудрик Г. В. Распознавание световых пятен лазера на изображении. Молодой ученый. — 2014. — №18. — С. 50-53.
5. HSV Цветовая модель. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/HSV_\(цветовая_модель\)](https://ru.wikipedia.org/wiki/HSV_(цветовая_модель))

УДК 534.24

П'єзоелектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях

Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

1. Вступ

Хвилеводи поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) дозволяють більш раціонально використовувати площу підкладки, значно підвищувати густину акустичної потужності, створювати фільтри та лінії затримки на тривалий час, пристрої згортки радіоімпульсів, відгалужувачі, подільники потужності, циркулятори, сенсори фізичних та механічних величин [1-3].

П'єзоелектричні звукопроводи та хвилеводи, в яких поширення ПАХ супроводжується біжучим електричним полем, можуть знайти застосування у вимірювальних перетворювачах (ВП) лінійних та кутових переміщень, кутової швидкості [4, 5]. Важливим завданням при проектуванні таких ВП є оптимізація конструктивних параметрів модуля на ПАХ для досягнення ефективного збудження, фокусування і поширення хвилі з малими втратами.

Завданням досліджень є розробка математичної моделі, яка дозволила б пов'язати між собою конструктивні параметри п'єзоелектричного хвилеводу при забезпеченні одномодового режиму поширення хвилі.

2. Типи хвилевідних структур ПАХ

ПАХ-хвилеводи представляють собою геометричні структури, що обмежують хвилю в поперечному напрямку на поверхні підкладки. На рис.1 представлено основні три типи хвилеводів, які принципово можуть бути використані при розробці вимірювальних перетворювачів: топографічні хвилеводи (а, б); хвилеводи з локальною зміною параметрів підкладки (в); плівкові хвилеводи (г-ж) [1]

Гребінкові топографічні хвилеводи отримують, як правило, вибіркоким травленням. В гребінковому хвилеводі (рис.1, а) поширюється антисиметрична (згинальна) мода, якій властиві сильна локалізація та значне уповільнення хвилі, але ця мода має сильну дисперсію фазової швидкості, що необхідно враховувати при створенні пристроїв, що повинні функціонувати у визначеному частотному діапазоні. У цьому же хвилеводі може збуджуватися також симетрична (псевдорелеєвська) мода, яка забезпечує високу локалізацію хвилі, але має менше уповільнення хвилі. У той же час, ця мода має меншу

дисперсію фазової швидкості хвилі у широкій смузі частот.

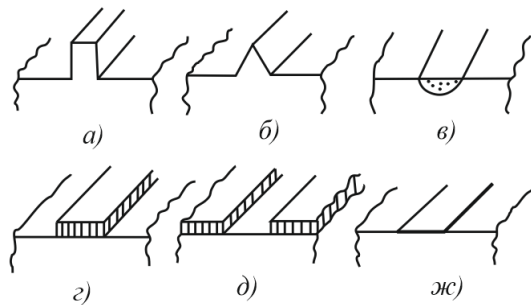


Рис.1. Типи ПАХ-хвильоводів

У клиноподібному топографічному хвильоводі (рис.1, б) спостерігається сильна локалізація акустичного поля, високе уповільнення та низька дисперсія фазової швидкості. Фазова швидкість та можливі моди хвильового поширення ПАХ сильно залежать від кута при вершині клина. При кутах, що перевищують 45° поширюється основна уповільнена мода, яка майже не має дисперсії. Однак, якщо порушується вершина, то виникає значне відбиття та дисперсія фазової швидкості хвилі.

Дифузійні хвильоводи (рис.1, в) створюються локальною зміною властивостей матеріалу підкладки, наприклад, дифузією, іонною імплантацією тощо. Такі хвильоводи мають слабку локалізацію акустичного поля та мале уповільнення хвилі. Однак, такі хвильоводи мають низьку дисперсію фазової швидкості та малі втрати на поширення.

У центральних областях плівкових хвильоводів (рис.1, г...ж) фазові швидкості менші, ніж на зовнішніх областях, що призводить до

локалізації акустичного поля. У випадку плівкового хвильоводу (рис.1, г) плівка напилюється із матеріалу, на поверхні якого акустична хвиля мала би меншу швидкість у порівнянні зі швидкістю на підкладці. У випадку хвильоводу (рис.1, д) підкладка повинна забезпечувати меншу фазову швидкість хвилі, ніж на бічних поверхностях, що призводить до локалізації акустичного поля у центральній області структури.

Хвильовід (рис.1, ж) створюється напиленням на поверхню п'єзоелектричної підкладки тонкого металевого шару, що закорочує електричне поле, яке виникає у результаті деформацій на поверхні п'єзоелектрика, і призводить до уповільнення ПАХ в області плівки.

3. Моделювання плівкового ПАХ-модуля

Для створення ВП лінійних та кутових переміщень з приймачем ПАХ, що рухається в електричному полі хвилі, доцільно застосувати плівковий хвильовід (рис. 2.) на базі п'єзоелектричної плівки ZnO на підкладці із плавленого кварцу SiO_{2nl} , технологічний процес виготовлення якого достатньо відпрацьований і який дозволяє розміщувати на одній підкладці як акустoeлектричний модуль, так і електронні блоки, необхідні для створення та оброблення інформаційних сигналів.

Направлене поширення ПАХ в плівковому хвильоводі, на відміну від розповсюдження в необмеженому середовищі, характеризується дисперсією фазової швидкості хвилі,

що виникає в результаті впливу багаторазових відбиттів хвилі на границях хвилеводу. При цьому може спостерігатися багатомодовий процес поширення ПАХ, при якому кожна мода має свою фазову швидкість та критичну частоту. Це буде призводити до виникнення додаткових фазових зсувів у вихідному сигналі ПАХ-приймача, що внесе похибку у результати вимірювання. Тому, розробка та дослідження математичних моделей, що дозволяють обґрунтувати конструктивні параметри хвильовідних структур для забезпечення одномодового режиму, є важливим завданням при створенні пристроїв на ПАХ.

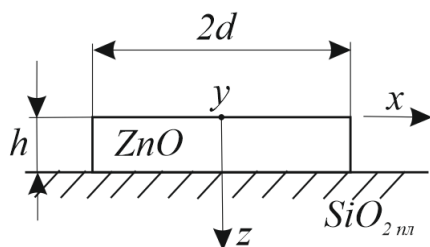


Рис.2. Поперечний переріз ПАХ-хвилеводу

Дисперсійне рівняння [6, 7] для ПАХ-хвилеводу, що пов'язує геометричні розміри хвилеводу, параметри плівки, частоту (довжину хвилі) поверхневої акустичної хвилі, можна представити у вигляді:

$$\frac{2\pi hG}{\lambda V_S} \sqrt{V^2 - V_S^2} = m \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{V_S}{V_R} \sqrt{\frac{V_R^2 - V^2}{V^2 - V_S^2}}, \quad (1)$$

де V – фазова швидкість ПАХ у хвилеводі; V_R – швидкість релеївських хвиль на підкладці; V_S – швидкість ПАХ на необмеженій плівковій структурі; $G = d/h$; $2d$ – ширина та h –

товщина плівкового покриття; λ – довжина ПАХ; $m = 0, 1, 2, \dots$ – номер моди хвилеводу ПАХ.

Дисперсійне рівняння (1) при $m = 0$ описує поширення найнижчої симетричної (фундаментальної) моди в плівковому хвилеводі шириною $2d$ і висотою h .

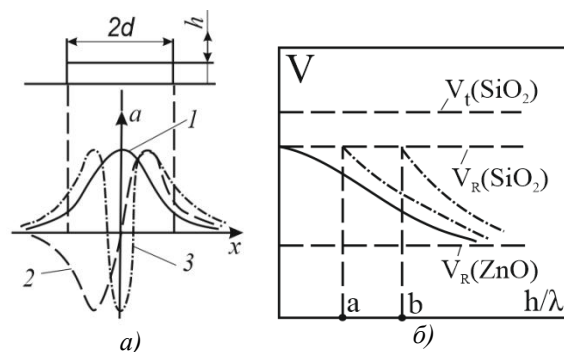


Рис.3. Профілі механічних зміщень (а) та дисперсійні характеристики (б) для перших трьох мод хвилеводу ПАХ

На рис.3 зображені профілі нижчих мод хвилеводу a та дисперсійні характеристики $V h/\lambda$. Наступними типами коливань у ПАХ-хвилеводі є вищі моди, які можуть поширюватися при $h/\lambda \geq a$ та $h/\lambda \geq b$ і т.д. В інтервалі значень $h/\lambda = 0 \dots a$ відбувається одномодовий режим поширення поверхневих акустичних хвиль у вигляді фундаментальної моди. Фазова швидкість коливань нижчої антисиметричної моди не може перевищувати швидкість релеївських хвиль на підкладці, тому що в протилежному випадку ПАХ переходить в об'ємну хвилю і пружна енергія більше не концентрується у поверхні. Так, наприклад, обравши частоту генератора f при відповідній V_S , можна змінювати (в розумних межах) товщину і ширину хвильовідної

плівки. Значення d і h обмежені практичними і технологічними міркуваннями: надмірне збільшення ширини хвильоводу при незмінній частоті веде до проявлення багатомодовості на все більш нижчих частотах; зменшення ширини ускладнює проблему узгодження хвильоводу з джерелом хвиль, потребує зменшення апертури ЗШП і знижує ефективність збудження і приймання ПАХ. Аналогічно, збільшення товщини хвильовідної плівки h хоч і бажано з точки зору ефективності перетворень, але обмежено можливостями технології, зокрема, через злучення плівки та слабкої адгезії. Зменшення товщини h негативно позначається на хвильовідному ефекті, знижує концентрацію пружної енергії у плівці. Для багатьох типів хвильоводів, до яких в першу чергу відносяться і плівкові, ширину хвильовідного тракту вибирають близько $(2,0...3,5)\lambda$.

Для моделювання ПАХ-хвильоводу з метою оптимізації конструктивних параметрів нами була використана експериментальна залежність фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі $\text{ZnO}-\text{SiO}_{2\text{nl}}$ [8], апроксимацією якої отримана аналітична залежність фазової швидкості ПАХ V_s у вигляді:

$$V_s = V_R \exp \left[-1,412 \frac{h}{\lambda} + 1,811 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (2)$$

де $V_R = 3400 \text{ м/с}$ – швидкість релеївських хвиль на підкладці $\text{SiO}_{2\text{nl}}$.

Ця залежність представлена на рис.4 (графік 1).

Це дозволило представити дисперсійне рівняння для ПАХ-хвильоводу (1) у вигляді:

$$2\pi G \frac{h}{\lambda} \sqrt{\beta^2 - 1} = m \frac{\pi}{2} + \arctg \sqrt{\frac{V_R^2 - \beta^2 V_s^2}{V_R^2 \beta^2 - 1}}, \quad (3)$$

де $\beta = V/V_s$.

Для кожного значення h/λ знаходиться із рівняння (2) швидкість ПАХ на необмеженій плівковій структурі V_s , яке в подальшому використовується для знаходження коренів β трансцендентного рівняння (3) при заданих значеннях G і λ , що дозволяє отримати дисперсійні залежності фазової швидкості ПАХ для найнижчої симетричної (фундаментальної) моди при $m=0$ та вищих мод при $m=1, 2...$

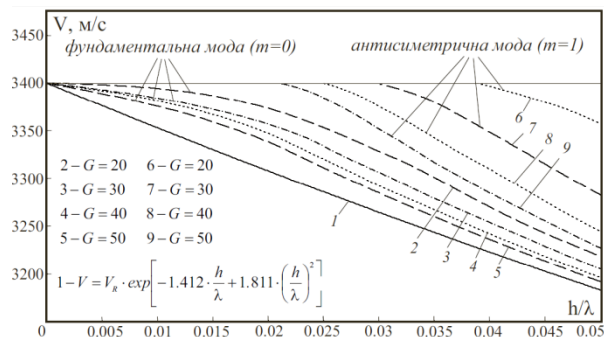


Рис. 4. Залежності фазової швидкості ПАХ у хвильоводі V від нормованої товщини плівки ZnO

На рис.4 зображено результати теоретичних розрахунків визначення швидкості ПАХ у хвильоводі для симетричної моди (криві 2...5) і першої антисиметричної моди (криві 6...9) в залежності від нормованої товщини плівки ZnO h/λ при різних значеннях нормованої ширини хвильоводу $G = d/h$.

По мірі збільшення G дисперсійна характеристика фазової швидкості ПАХ у хвилеводі приближається до характеристики фазової швидкості хвилі на безмежній плівковій структурі (крива 1). Однак, при цьому зменшується інтервал можливих значень нормованої товщини плівки, при яких буде забезпечуватися одномодовий режим поширення ПАХ у хвилеводі.

Приймаючи для першої антисиметричної моди ($m=1$) граничне значення фазової швидкості ПАХ $V = V_R$, із рівняння (3) отримаємо умови для забезпечення поширення у хвилеводі фундаментальної моди поверхневих акустичних хвиль:

$$G_{kp} \leq \left\{ \frac{4h}{\lambda} \sqrt{\exp \left[2,824 \left(\frac{h}{\lambda} \right) - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1} \right\}^{-1}; \quad (4)$$

$$2d_{kp} \leq \lambda \left\{ 2 \sqrt{\exp \left[2,824 \left(\frac{h}{\lambda} \right) - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1} \right\}^{-1}. \quad (5)$$

На рис.5 представлено залежності для G_{kp} та $2d_{kp}$ від нормованої товщини плівки h/λ при різних значеннях довжини ПАХ.

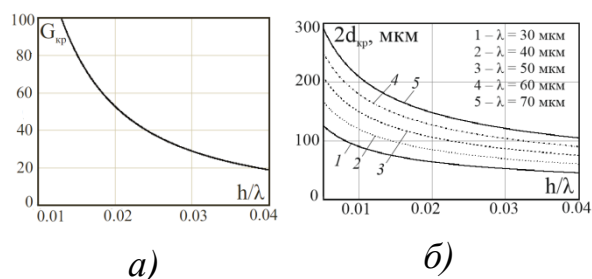


Рис. 5. Залежності критичних значень параметрів G_{kp} (а) та $2d_{kp}$ (б) від нормованої товщини плівки h/λ

Із рівняння (3) також отримуємо співвідношення для критичних значень довжини ПАХ λ_{kp} та частоти f_{kp} :

$$\lambda_{kp} \geq 4Gh \sqrt{\exp \left[2,824 \left(\frac{h}{\lambda} \right) - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1}; \quad (6)$$

$$f_{kp} \leq V_R \left\{ 4Gh \sqrt{\exp \left[2,824 \left(\frac{h}{\lambda} \right) - 3,622 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \right] - 1} \right\}^{-1}. \quad (7)$$

Ці залежності представлено на рис.6 для різних конструктивних параметрів хвилеводу.

Із рис. 5 та 6 випливає, що зменшення параметра G дозволяє розширювати область значень h/λ , при яких забезпечується одномодовий режим поширення ПАХ. При цьому вища мода коливань виникає на більш високих частотах.

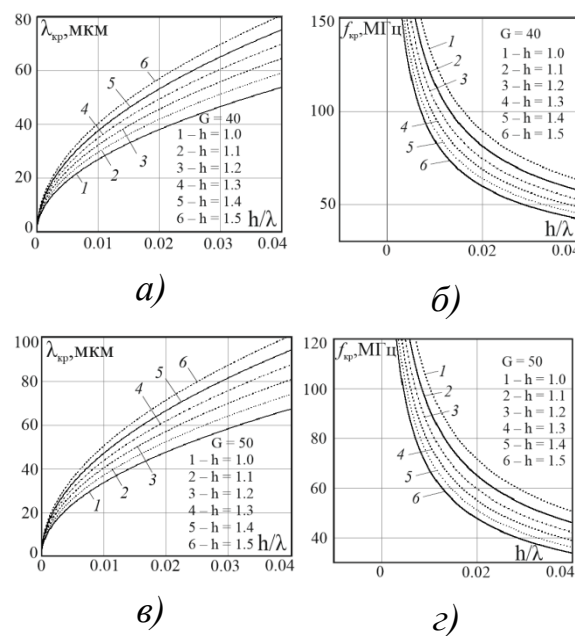


Рис. 6. Залежності критичних значень довжини хвилі λ_{kp} та частоти f_{kp} від нормованої

товщини плівки h/λ

Висновки

Використання експериментальної залежності фазової швидкості ПАХ в необмеженій плівковій структурі $ZnO-SiO_{2nl}$ та її апроксимація дозволили здійснити відповідні перетворення дисперсійного рівняння плівкового ПАХ-хвильоводу та отримати аналітичні залежності для визначення конструктивних параметрів хвильоводу, що забезпечують одномодовий режим поширення хвиль при заданому частотному діапазоні. В результаті чисельних розрахунків отримано ряд графіків, які можуть бути використані при розробці пристроїв на ПАХ на базі хвильовідних плівкових структур.

Література

1. Поверхностные акустические волны / Под ред. А.Олинера; пер. с англ.; под ред. И.С.Реза. – М.: Мир, 1981. – 392 с.
2. Бондаренко В.С., Бочков Б.Г., Громашевский В.Л., Соболев Б.В. Нелинейные акустоэлектронные устройства и их применение / Под ред. В.С. Бондаренка. – М.: Радио и связь, 1985. – 160 с.
3. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures //35th International Spring Seminar on

Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). – BadAussee (Austria). – 2012. – P. 424–428.

4. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В. та інш. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях // Електроника и связь. – 2011, № 1(60). – С.153–157.
5. Жовнір М.Ф., Олійник О.О. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень / Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. Харків: НТУ «ХПІ», 2015. № 52(1161). – С.60–65.
6. Tiersten H.F. Elastic Surface Waves Guided by Thin Films, J.Appl. Phys. – 1969. – v.40, № 2. – P. 770–789.
7. Бирюков С.В., Гуляев Ю.В., Крылов В.В., Плесский В.П. Поверхностные акустические волны в неоднородных средах. – М.: Наука, 1991. – 416 с.
8. Лопушенко В.К. Акустоэлектронные микроструктуры на основе пленок оксида цинка :Диссертац. на соиск. уч.ст. к.т.н. – К., 1987. – 221 с.

УДК 535.2, 535.8

Спостереження мікрооб'єктів за допомогою лазерного випромінювання

Поздняков Д.С., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ

Металічні, діелектричні та напівпровідникові мікро- та наночастинки знаходять все ширше застосування в електроніці, тому потрібні експрес-методи контролю їх розмірів в процесі виробництва.

Останнім часом для переміщення частинок використовують так званий оптичний пінцет. Для контролю переміщення частинок та вимірювання їх розмірів потрібні оптичні засоби спостереження. Електронна та тунельна зондова мікроскопія обмежені умовами, неприйнятними для дослідження живих мікроорганізмів (вакуум, електропровідність). Електронна мікроскопія досліджує об'єкти, які можна розміщати у вакуумі, причому для просвічувальної електронної мікроскопії потрібно спеціально готувати зразки товщиною 20–200 нм. Недоліком тунельного мікроскопу є можливість дослідження тільки електропровідних тіл, а спільним недоліком тунельного та атомного силового мікроскопів є можливість дослідження тільки поверхні об'єктів [1, 2].

У традиційній оптичній мікроскопії є обмеження на мінімальний розмір частинок: їх

розмір повинен бути не меншим за половину довжини світлової хвилі, яка освітлює частинки (межа Аббе $a_{min} \geq \lambda/2$) [3]. Для подолання межі

Аббе розроблені методи оптичної мікроскопії надвисокої роздільної здатності:

- щілинна ультрамікроскопія;
- оптична ближньопольова мікроскопія;
- конфокальна мікроскопія;
- *STED*-мікроскопія.

Щілинний ультрамікроскоп

Схема щілинного ультрамікроскопа зображена на рис. 1. В ультрамікроскопі світло яскравого джерела (ртутної лампи високого тиску) збирається конденсором на щілинній діафрагмі, утворюючи таким чином лінійне джерело світла. Освітлювальний об'єктив формує зображення лінійного джерела в предметній площині оптичного мікроскопа, створюючи шар в колоїдному розчині чи газі, через поперечний переріз якого поширюється потужний світловий потік. Частинки, які потрапляють в цей потік, дифрагують світло в бік об'єктива оптичного мікроскопа, так

що в полі зору спостерігаються світні точки (дифракційні плями) [4].

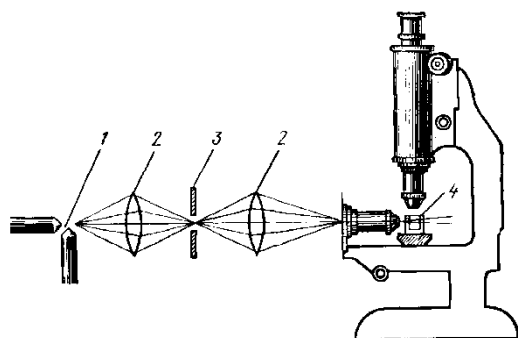


Рис.1. Схема щілинного ультрамікроскопа

1 – джерело світла; 2 – лінзи; 3 – щілинна діафрагма; 4 – кювета з досліджуваним розчином

Ультрамікроскоп дає можливість спостерігати частинки тільки у вигляді світлових точок, тому прямим спостереженням визначити розмір і форму частинок, які знаходяться у різних точках досліджуваного об'єму розчину, не можна, але можна підрахувати їх число в одиниці об'єму, виміряти зміщення або зсув частинки (ΔX) за час t , спостерігати коагуляцію частинок у вигляді злиття двох точок.

Оптичний ближньопольовий мікроскоп

Оптичний ближньопольовий мікроскоп базується на взаємодії еванесцентного (зникаючого) оптичного поля з нанооб'єктами. Еванесцентне поле спостерігається:

- у разі пропускання світла крізь апертуру діаметром $d \ll \lambda$ (апертурний метод спостереження, рис. 2);
- за повного внутрішнього відбиття світла.

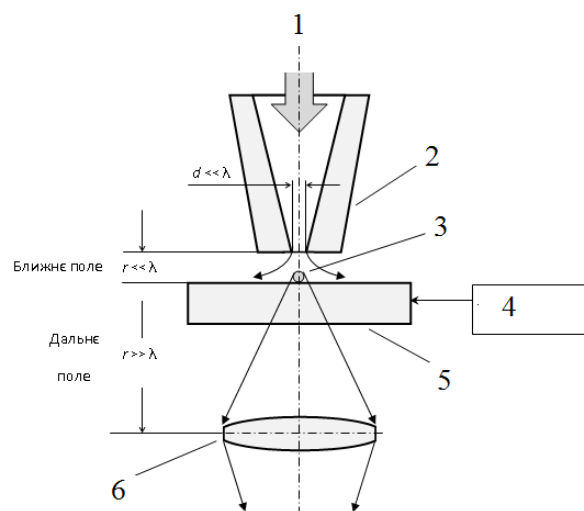


Рис.2. Схема сканувального оптичного ближньопольового мікроскопу.

1 – лазерне випромінювання; 2 – загострене оптичне волокно; 3 – мікročастинка; 4 – XYZ-п'єзопривід; 5 – предметне скло; 6 – мікροоб'єктив

Конфокальна мікроскопія

Конфокальна мікроскопія — це сучасний метод і незамінний інструмент для візуалізації та дослідження внутрішньо- і позаклітинних структур та аналізу клітинних процесів у біологічних та біомедичних дослідженнях. Конфокальний мікроскоп – це оптико-електронний прилад. У його основі лежить люмінесцентний мікроскоп, де об'єкт освітлюється лазерним променем і отримане зображення обробляється в комп'ютері. У такий спосіб можна відтворити об'ємне зображення об'єкта за серією оптичних зрізів. Оброблене зображення спостерігають на екрані комп'ютера.

Роздільна здатність
 конфокального мікроскопа

збільшується в порівнянні зі звичайним люмінесцентним мікроскопом приблизно в 1,5 рази. Основна перевага конфокального мікроскопа – не зростання роздільної здатності, а істотне збільшення контрастності зображення. Конфокальний мікроскоп дає дві неоціненні можливості: він дозволяє досліджувати тканини на клітинному рівні в стані фізіологічної життєдіяльності, а також оцінювати результати досліджень у чотирьох вимірах: висота, ширина, глибина і час. Конфокальний мікроскоп використовує точкове джерело світла, яке освітлює на певний момент часу лише малу ділянку поверхні зразка та розташовану перед фотоприймачем точкову *діафрагму*. Точкова діафрагма блокує розсіяне в мікроскопі світло та світло від точок зразка, що розташовані поза фокусною площиною. Цей метод блокування світла від точок, розташованих поза фокусною площиною, називають конфокальним (від чого і пішла назва мікроскопу). Оскільки лише флуоресцентне світло, генероване у фокальній площині (або дуже близько від неї) може зареєструвати фотоприймач мікроскопу, то роздільна здатність отриманого зображення виявляється більшою, ніж у звичайних ширококутних мікроскопів. Проте внаслідок блокування значної частини світла інтенсивність зареєстрованого сигналу буде значно меншою, тому конфокальний мікроскоп здебільшого потребує більш довгої експозиції зразка під час спостереження [5].

STED-мікроскопія

STED-мікроскопія (англ. *STimulated Emission Depletion* – *вимушене зменшення випромінювання*) ґрунтується на заглушенні спонтанного випромінювання з поверхні флуоресцентної речовини (флуорофора), розташованої поза центром збудження [5]. Коли випромінювальний центр флуорофора знаходиться у збудженому стані і зустрічає фотон з енергією, що відповідає різниці енергій між збудженим та основним станом, він повертається в основний стан до того, як відбудеться спонтанна флуоресценція. Для запуску процесу вимушеного випромінювання флуорофор освітлюється, окрім збуджувачого світла, ще і лазером з кільцевим розподілом інтенсивності в перетяжці сфокусованого пучка, тобто з нульовою інтенсивністю в центрі. В результаті флуоресценція спостерігається лише для молекул, розташованих навколо центральної області з нульовою інтенсивністю випромінювання, що звужує функцію розсіювання точки. Для отримання зображення поверхні досліджуваного зразка його переміщують за допомогою ХУ-п'єзоприводу.

Висновки. Перевагами оптичної мікроскопії, у тому числі ближньопольової, є досить великий набір методів підвищення контрасту зображення:

- використання контрастних речовин (барвників);
- метод фазового контрасту;

- метод диференціального інтерференційного контрасту;
- використання флуоресценції мікрота нанооб'єктів;
- поляризаційна селекція предметної хвилі.

Недоліком усіх методів спостереження, пов'язаних зі скануванням поверхні зразка, є сильне спотворення зображення, викликане вібрацією, тепловим дрейфом, а також нелінійністю, гістерезисом та повзучістю матеріалу п'єзоприводів.

Література

1. Бинниг Г. Сканирующая туннельная микроскопия – от рождения к юности / Г. Бинниг, Г. Рорер. – УФН, 1988, т. 154, вып. 2. – С. 261–278.
2. Руска Э. Развитие электронного микроскопа и электронной микроскопии / Э. Руска. – УФН, 1988, т. 154, вып. 2. – С. 243–259.
3. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – М.: Наука, 1973. – 720 с.
4. Zsigmondy R. Properties of colloids. Nobel lecture, December 11, 1926 / R. Zsigmondy. – Електронний ресурс. Режим доступу: http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/chemistry/laureates/1925/zsigmondy-lecture.pdf.
5. 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 621.382.322

Вплив концентрацій домішок на параметри коротко каналного МОН транзистора

Редько С.О., к.т.н. Короткий Є.В.

МОН транзистори набули дуже широкого застосування у електроніці ще в 70-х роках ХХ століття. Вже тоді така корпорація як Intel у своїх процесорах серії 8080 і компанія Motorola у процесорах серії 6800 використовували МОН транзистори. Звісно, зараз технології ще більше ринули вперед, але основою багатьох пристроїв цифрової електроніки як і 30 років тому залишаються все ті ж напівпровідникові пристрої.

Сьогодні даний вид транзисторів найчастіше виготовляється з Кремнію (Si-у періодичній таблиці хімічних елементів),цей матеріал прийшов на зміну Германію. Навіть не зважаючи на те, що германій по всім показникам виступає кращим провідником, ніж Кремній (більша рухливість носіїв заряду, ширина забороненої зони менша тощо),але саме другий матеріал сьогодні використовується. Виробники при виборі матеріалу керуються не тільки економічними перевагами кремнію,а й тим, що пристрої, що побудовані на базі кремнію, можуть працювати при значно вищій температурі, ніж германієві пристрої (150°C проти 85°C).

У дослідженні проведеному мною буде розглядатись структура n-МОН-транзистора з коротким каналом.

Коротким називається канал довжина якого може бути порівняна з шириною p-n переходів підкладка-стік, підкладка-витік. Може бути порівняна - не означає рівна. Але канал в цьому випадку дійсно буде дуже короткий, а при певній досить низькій напрузі на стоці, p-n переходи взагалі можуть замикатися. У польових транзисторах з короткими каналами виникає ряд негативних побічних ефектів.

Основні негативні ефекти - це:

- 1) поява гарячих електронів;
- 2) сильне зниження порогової напруги відкриття.

Обидва ефекти обумовлені саме коротким каналом. Чим менше довжина каналу, тим сильніше напруженість поля в ньому при одній і тій же зовнішній напрузі. У коротких каналах через значну напруженість електричного поля електрони розганяються до дуже великої швидкості і набувають дуже велику енергію. Такі електрони називають гарячими. З одного боку, це дуже добре, тому,що збільшується струм стоку і швидше перезаряджається

ємність навантаження, а значить збільшується максимальна можлива частота перемикачів. З іншого боку, електрони летять не тільки уздовж каналу. Там є ще хаотична складова і тому такі гарячі, розігнані електрони можуть ударятись об підзатворний діелектрик або йти вглиб підкладки. При зіткненні з підзатворним діелектриком, енергії гарячого електрона достатньо для тунелювання крізь нього. Це збільшує струм затвора і зменшує вхідний опір. Так само це призводить до поступового руйнування структури діелектрика. Попадання гарячих електронів в підкладку також призводить до поступового руйнування її структури. В цілому, гарячі електрони знижують надійність і час роботи транзистора, тому намагаються уникати їх появи в каналі. Так само за наявності короткого каналу, поля сусідніх р-п переходів починають потрапляти в канал і впливати на носії в ньому. Для п-канального транзистора поля його р-п переходів додатково витягають електрони з підкладки, що знижує порогову напругу. Обидві проблеми можна послабити якщо зменшити ширину р-п переходів підкладка-стік, підкладка-витік (саме ту частину ширини переходів, яка знаходиться в підкладці). Якщо просто підвищити концентрацію домішок у всій підкладці, це погіршить характеристики транзисторів (сильно збільшить порогову напругу). Тому концентрацію домішок підкладки збільшують тільки біля витоку і стоку. Для цього використовують додатковий етап іонної імплантації. Це і є HALO імплантація. LDD - Low Dopant Drain - зниження концентрації

донорних домішок витоку і стоку біля кордонів каналу. Спочатку роблять області LDD, потім окремим етапом додатково легують витік і стік.

Тепер послідовно з високолегованим стоком включена область LDD у якої нижче концентрація домішок ніж в стоці, а значить вище опір. І на цьому додатковому опорі виділяється частина напруги стік-витік, напруженість поля в каналі знижується і гарячі електрони утворюються не так інтенсивно. Більше того, якщо зменшити концентрацію домішок в одній з областей р-п переходу, ширина р-п переходу в цій області збільшиться, а в протилежній - зменшиться. Так як концентрація донорних домішок у LDD менше ніж у стоці, р-п перехід буде більше поширюватися в LDD, ніж в підкладку (в порівнянні з випадком, коли LDD б не було і підкладка напряму контактувала б з високолегованим стоком).

Як було сказано вище, для зменшення впливу ефектів, пов'язаних з гарячими носіями, і ефектів короткого каналу в МОН транзисторах використовуються допоміжні з'єднувальні області стоку-витоку (LDD). Ці області зменшують напруженість електричного поля в підзатворній області з боку стоку, що знижує кількість гарячих носіїв, що генеруються в цій області, і зменшують розширення області просторового заряду стоку в сторону області просторового заряду витоку при збільшенні напруги на стоці, що збільшує пробивну напругу транзисторів. Особливо актуальною ці проблеми стає для транзисторів з

субмікронними розмірами. Тому режим формування LDD областей є дуже важливим етапом технологічного маршруту, за допомогою якого можна оптимізувати параметри МОН приладів. При дослідженні проводилось двомірне моделювання технологічного маршруту формування n-МОП з довжиною затвора 0.5 мкм, товщиною підзатворного діелектрика 13 нм, глибиною р-п переходів стік-кишеня і витік-кишеня - 0.18 мкм, товщиною спейсера - 0.2 мкм. В якості домішки для легування LDD області використовувався фосфор. Розрахунок електричних параметрів МОН транзисторів проводився з урахуванням впливу концентрації домішки, температури, ширини забороненої зони і електричного поля на власну концентрацію носіїв, рухливість і процеси генерації-рекомбінації. При розрахунку електричних характеристик дуже важливо правильно визначити модель перенесення носіїв. Стандартна дрейфово-дифузійна модель, яка вирішує тільки рівняння Пуассона і два рівняння безперервності для електронів і дірок, не може врахувати перенесення гарячих носіїв. Тому для моделювання МОН приладів з субмікронними розмірами необхідно використовувати квазігідродинамічну модель, яка доповнює традиційну модель трьома диференціальними рівняннями збереження енергії для електронів, дірок і решітки. На рис.1 приведена залежність струму стоку від напруги на стоці для напруг на затворі 1В, 3В і 5В.

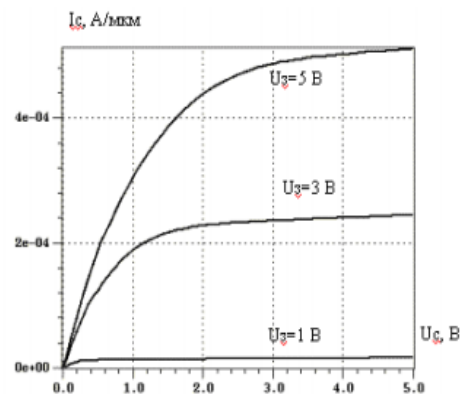


Рис. 1.

Наявність слабологованих сполучних областей стоку-витоку двояко діє на параметри МОН приладу. З одного боку вони зменшують напруженість електричного поля, а з іншого - збільшують паразитний послідовний опір стоку-витоку. Тому дуже важливо правильно підібрати дозу легування LDD областей. На рис.2 наведена залежність струму стоку від напруги на стоці при напрузі на затворі 5 В для n-МОП з різної дозою легування (1- $D=5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$; 2- $D=1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$; 3- $D=5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$; 4 - $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$) . З малюнка видно, що при збільшенні дози легування сполучних областей збільшується нахил в крутій області вольт-амперної характеристики (ВАХ), що свідчить про зменшення послідовного опору стік-витік, і зменшення пробивної напруги.

Що стосується пологої частини ВАХ, то збільшення струму зі збільшенням дози легування LDD пов'язане зі зменшенням довжини каналу через збільшення бічної дифузії LDD. Залежності струму підкладки від напруги на стоці при напрузі на затворі 5 В для транзисторів з різною дозою

легуювання сполучних областей стоків-випотків наведені на рис.3(1- $D=5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$; 2- $D=1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$; 3- $D=5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$; 4 - $D=1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$). З малюнка видно, що струм підкладки збільшується при збільшенні концентрації в LDD області, що свідчить про збільшення кількості гарячих носіїв при однакових режимах роботи.

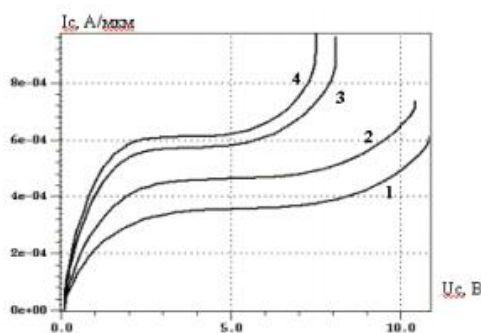


Рис. 2.

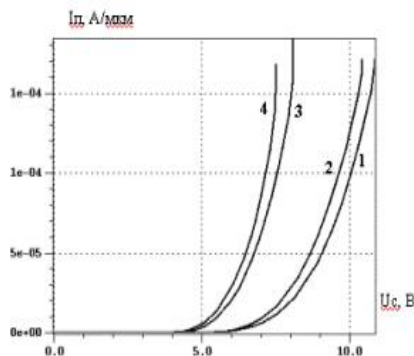


Рис. 3.

Оскільки описаний вид транзисторів набув дуже широкого застосування у електроніці і ринок програмного забезпечення, що дозволяє промодельовувати роботу напів-провідникових пристроїв багатий, то при розробці МОН-транзистора можливо підібрати оптимальну дозу легування підзатворних областей для того, щоб забезпечити щонайкраще функціонування і час роботи створеного напівпровідникового пристрою.

Література

1. Sentaurus Structure Editor User Guide . – Електронний ресурс. Режим доступу: <https://drive.google.com/file/d/0B9fI2BqoGDwTUmhfLUcwRjUtan/c/view?usp=sharing>
2. Борисов О.В. Основи твердотільної електроніки [Текст] : посібник / О. В. Борисов. - К. : Освіта України, 2011. – 314-349 с. . – Електронний ресурс. Режим доступу: <https://goo.gl/Y0phZx>

УДК 621.362

Термоэлектрический генератор на элементе Пельтье

Ромадин Л.В., к.т.н., доц. Терлецкий А.В.

Актуальность

С каждым днем количество мобильных устройств неуклонно растет. Большинство из них, на протяжении определенного времени, поддерживают свою работоспособность при помощи аккумуляторов. Однако в полевых условиях встает вопрос о поддержании работоспособности мобильных устройств, о продлении их автономной работы.

Данная проблема является актуальной на сегодняшний день. Есть несколько типов приборов, позволяющих поддерживать автономную работу мобильных устройств. В данной статье будет рассмотрен термоэлектрический генератор (ТЕГ) на элементах Пельтье. В роли потребителей выбраны **Li-Po** аккумуляторы.

Данный генератор будет полезен туристам и отрядам экспедиции, которые на протяжении длительного времени будут находиться вдали от источников электроэнергии. Он позволит многократно заряжать мобильные устройства в полевых условиях. Он будет дешевле и эффективнее тех немногих аналогов, что предлагаются на данный момент времени.

Термоэлектрический генератор основан на эффекте Зеебека и элементах Пельтье, которые в некоторых случаях являются единственным доступным способом прямого преобразования тепловой энергии в электрическую.

Литий-полимерный (**Li-Po**) аккумулятор - это усовершенствованная конструкция литий-ионного аккумулятора. Они широко применяются как аккумуляторы для мобильных устройств, радиоуправляемых моделей, а также в портативном электроинструменте и в некоторых современных электромобилях. Аккумуляторы пожароопасны при перезаряде и/или перегреве. Для борьбы с этим явлением все бытовые аккумуляторы снабжаются встроенной электронной схемой, которая предотвращает перезаряд и перегрев вследствие слишком интенсивного заряда. Электронная схема очень упрощает процесс их заряда, достаточно лишь обеспечить напряжение питания в 5 вольт. Преимущества **Li-Po** аккумулятора:

- Большая плотность энергии на единицу объема и массы (в сравнении с литий-ионными);
- Низкий саморазряд;

- Толщина элементов от 1 мм;
- Возможность получать очень гибкие формы;
- Отсутствие эффекта памяти;
- Незначительный перепад напряжения по мере разряда.

Эффект Зеебека – явление возникновения ЭДС в замкнутой электрической цепи, состоящей из последовательно соединённых разнородных проводников, контакты между которыми находятся при различных температурах.

Элемент Пельтье - в основе работы лежит контакт двух токопроводящих материалов с разными уровнями энергии электронов в зоне проводимости. При протекании тока через контакт таких материалов электрон должен приобрести энергию, чтобы перейти в более высокоэнергетическую зону проводимости другого полупроводника. При поглощении этой энергии происходит охлаждение места контакта полупроводников. При протекании тока в обратном направлении происходит нагревание места контакта полупроводников дополнительно к обычному тепловому эффекту. Обычно элемент Пельтье применяется в качестве охлаждающей или нагревающей установки. Но имеется и обратный эффект. При нагревании одной стороны, элемента Пельтье, и охлаждении другой, он начинает генерировать ЭДС. На этом принципе преобразовании разности температур в электричество и основана работа генератора.



Рис.1 Устройство элемента Пельтье.

Цель работы

Собрать мобильный малогабаритный генератор энергии, мощностью в 5 Вт. Данный ТЕГ должен обладать такими параметрами: компактность и мобильность в сложенном виде, напряжение питания 5В, ток питания 1А, простота сборки и обслуживания.

Принцип работы ТЕГ

Термоэлектрический генератор энергии состоит из пяти ключевых частей: нагреватель, охладитель, элемент Пельтье и импульсный повышающий стабилизатор напряжения.

Данный прибор будет приводиться в рабочее состояние путем увеличения разности температур на сторонах элемента Пельтье.

Горячую сторону нагреваем доступными внешними источниками тепла, к примеру, огнем или солнечным светом. Другая же сторона, охлаждается пассивно, за счет радиатора контактирующего с ней. Радиатор (охладитель) может быть

погружен в воду для более эффективного теплообмена.

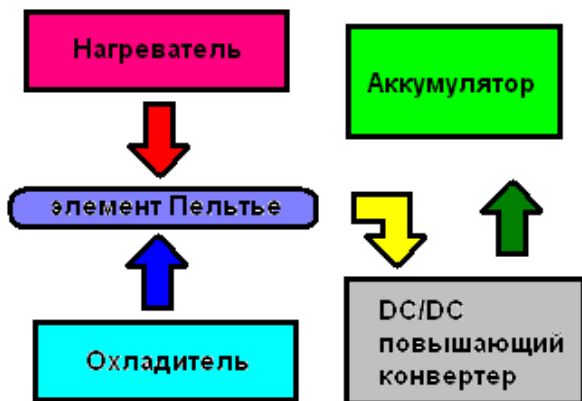


Рис.2 Структурная схема устройства термоэлектрического генератора.

Модуль Пельтье, если обеспечить разность температур на его сторонах, генерирует ЕДС.

Полученное таким образом постоянное не стабилизированное напряжение подается на импульсный стабилизатор напряжения, задачей которого является генерировать на выходе 5 вольт постоянного напряжения.

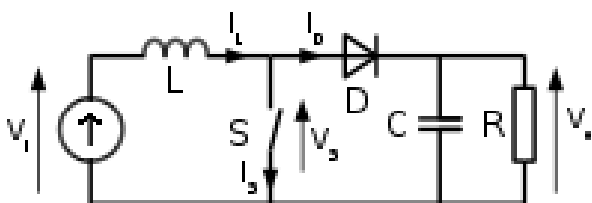


Рис.3 Схема импульсного повышающего стабилизатора напряжения.



Рис.4 DC-DC конвертер, повышающий 0.9...5В в 5В с USB-разъемом.

Данный преобразователь начинает работать при входящем напряжении в 1 вольт и на выходе дает стабильные 5 вольт. К сожалению, на этот модуль, как и на многие другие продукты китайской разработки, документация отсутствует.

Задачи исследования

1. Определить зависимость генерируемой мощности (тока) к разности температур на элементе Пельтье.
2. Каков максимальный ток (мощность) может быть получен с используемого рабочего элемента ТЕС 1-12705 при условии, что максимальная температура нагрева не будет превышать 200 градусов по Цельсию.
3. Обеспечить условия для заряда Литий-Полимерных аккумуляторов.

Методика проведения исследований

Был произведен замер зависимости получаемой мощности на элементе ТЕС 1-12705 к разности температур на его сторонах. К одной стороне элемента Пельтье был прикреплен радиатор, который нагревался строительным феном. К другой стороне был прикреплен охлаждающий радиатор, который был погружен в холодную воду.

По мере нагрева горячего радиатора (нагревателя) фиксировались показания вольтметра, подключенного параллельно резистору 10.4 Ом, к контактам ТЕС. Данные о температуре горячего и холодного радиаторов были получены при помощи цифрового термометра, датчики которого были вставлены в корпуса радиаторов.

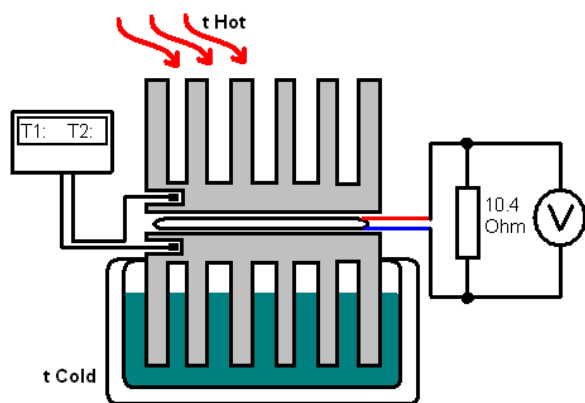


Рис.5 Схема экспериментальной установки, для измерения мощности термоэлектрического генератора, при разности температур холодной и горячей стороны.

Замерить генерируемый ток из преобразователя получаемый при помощи одной пластинки ТЕС не удалось в виду отсутствия необходимого измерительного оборудования.

Результаты исследования

По данным измерений полученных экспериментальным путем, был построен график зависимости генерируемой мощности от разности температур.

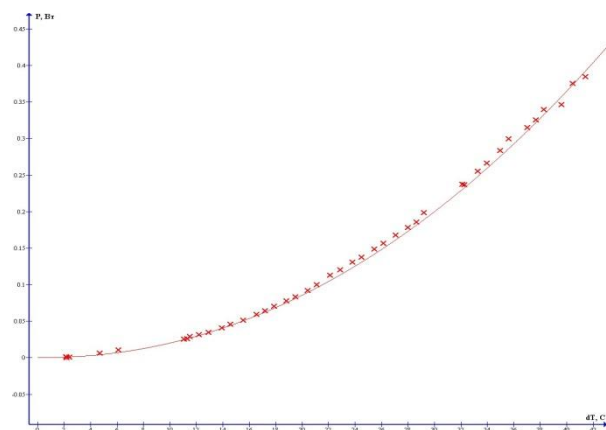


Рис.6 График зависимости мощности элемента Пельтье от разности температур на его сторонах.

При разности в 41 градус была получена мощность в 0.385 Вт.

Теоретически продлевая график по заданной точками траектории видно, что с одного элемента можно получить 2.5 Вт при разности температуры в 100 градусов.

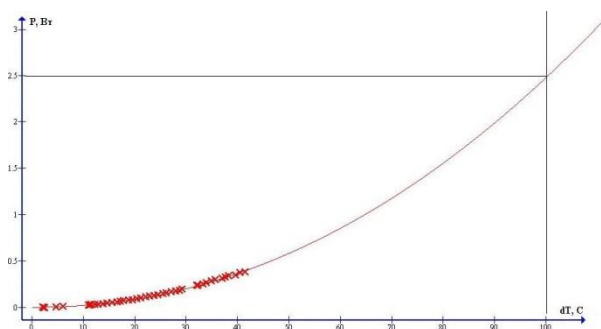


Рис.7 Теоретический график зависимости мощности элемента Пельтье от разности температур на его сторонах.

Выводы

Основываясь на полученных данных в ходе эксперимента можно сделать заключения:

1. Четырех элементов Пельтье, модели ТЕС 1-12705, вполне хватит для создания термоэлектронного генератора мощностью в 5 Вт.
2. Используемые материалы преобразователя и термо-изолятора рассчитаны на температуру до 200 градусов по Цельсию, что создает некие требования для эксплуатации данного прибора.
3. Исходя из результатов эксперимента, можно заключить, что реализация данного устройства с высокой вероятностью будет успешна.

Литература

1. Денисюк Д. Д. Повышающий DC-DC преобразователь. Принцип работы. URL: <http://easyelectronics.ru/povyshayushhiy-dc-dc-preobrazovatel-princip->

raboty.html (дата обращения: 05.04.2016).

2. Зинченко К. М. Практические характеристики термоэлектрических модулей Пельтье и термопар. URL: http://chem-tech.netnotebook.net/pda/electricity/generating_electric_power_thermocouple_peltier_modules.html (дата обращения: 02.04.2016).
3. Булашенко М. М. Применение термоэлектрических модулей. URL: http://www.z-max.jp/peltier_ru/experience/index.html (дата обращения: 08.03.2016).
4. Волошина А. К. Постъядерный форум радиоэлектронные устройства. URL: <http://www.crashplanet.ru/content/category/7/29/41/> (дата обращения: 12.03.2016).
5. Шевчук И.П. Описание и марки полимеров – Фторопласты. URL: <http://www.polymerbranch.com/catalogp/view/10.html&viewinfo=2> (дата обращения: 24.04.2016).
6. Общедоступная информация Низкотемпературные генераторные модули. URL: <http://kryothermtec.com/ru/low-temperature-generating-modules.html> (дата обращения: 18.04.2016).
7. Найда А.Р. Форум химиков. URL: <http://forum.xumuk.ru/index>

[.php?showtopic=130911](#) (дата
обращення: 19.04.2016).

8. Общедоступная информация
TEC1-12705 Datasheet
URL: <http://www.alldatasheet.com>

[/datasheet-
pdf/pdf/227423/ETC2/TEC1-
12705.html](#) (дата обращения:
17.02.2016).

УДК 531.768

Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль

Скочок Д.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

1. Вступ

Серед різноманітних типів вимірювальних перетворювачів фізичних та механічних величин все більшого застосування знаходять перетворювачі (сенсори) на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [1, 2].

Зазвичай, у сенсорах мікропереміщень, прискорення, сили та тиску на ПАХ використовується чутливість спеціальних зрізів п'єзоелектричних матеріалів до напружень, деформації [1]. Недоліком пристроїв такого типу є низька надійність внаслідок можливого руйнування мембрани через крихкість п'єзоелектричного звукопроводу при перевантаженнях та складність виготовлення мембрани у звукопроводі.

На противагу таким сенсорам, використання ефекту збурення електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, дозволяє ізолювати акустоелектричний модуль від зовнішнього середовища, а за допомогою мембрани змінювати фазову швидкість ПАХ при дії на мембрану сили та тиску,

мікропереміщення та прискорення, акустичних сигналів [3, 4].

2. Постановка завдання

Завданням цієї роботи було обґрунтування можливості використання збурення електричного поля ПАХ, що поширюється на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, для створення мікрофонів та гідрофонів.

3. Математична модель перетворювача акустичних сигналів

На рис.1 зображена функціональна схема перетворювача акустичних сигналів, в якому частота вихідного сигналу ПАХ-генератора модулюється під дією акустичних коливань на мембрану.

Мембрана переміщується в електричному полі ПАХ, потенціал якого змінюється при віддаленні від поверхні п'єзоелектричного звукопроводу за формулою $\varphi = \varphi_0 \exp -2\pi\rho$ [5], де φ_0 – потенціал електричного поля ПАХ 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.

При розробці математичної моделі перетворювача акустичних сигналів прийнято наступні припущення: поверхня мембрани паралельна поверхні звукопроводу; переміщення мембрани здійснюється в електричному полі хвилі, що призводить до дисперсії фазової швидкості ПАХ на ділянці звукопроводу під мембраною і не впливає на поле механічних напружень в п'єзоелектрику.

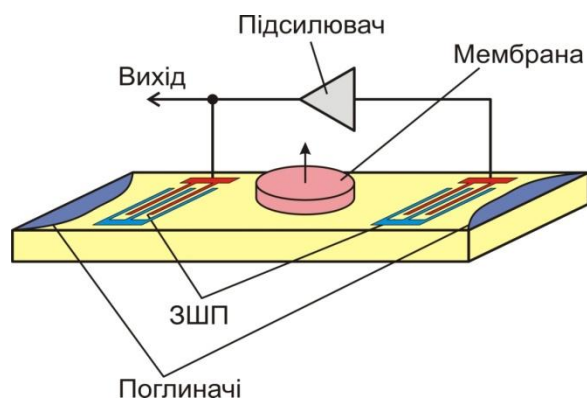


Рис.1. Схема функціональна перетворювача акустичних сигналів

Частота ПАХ-генератора із урахуванням дисперсії фазової швидкості ПАХ визначається співвідношенням [4]:

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

де n – ціле число, що визначає моду коливань, звичайно $n=100...250$; L – відстань між центрами ЗШП; Ψ – додаткове фазове набігання хвилі на ділянці звукопроводу під мембраною, що викликане дисперсією фазової

швидкості ПАХ під дією акустичних сигналів на мембрану.

Фазовий зсув Ψ , виникаючий в результаті дисперсії фазової швидкості ПАХ при розміщенні мембрани на нормованій відстані ρ від поверхні звукопроводу, описується співвідношенням [4]:

$$\Psi = \pi N k \exp -2\pi\rho, \quad (2)$$

де $N = W / \lambda_0$ – кількість довжин хвиль ПАХ на збудній ділянці звукопроводу; W – довжина збудної ділянки звукопроводу; $k = -2[V(x) - V_0] / V_0$ – коефіцієнт електро-механічного зв'язку, який практично визначає відносну зміну фазової швидкості ПАХ при наявності тонкої металевої плівки на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу [5]; $V(x)$ – фазова швидкість ПАХ під мембраною.

Наприклад, при дії акустичного амплітудно-модульованого сигналу нормований зазор у залежності від часу буде визначатися за формулою

$$\rho_t = \rho_0 [1 + M \cos 2\pi\Omega t], \quad (3)$$

де ρ_0 – нормований зазор у початковій точці; M – коефіцієнт модуляції; Ω – частота модуляції.

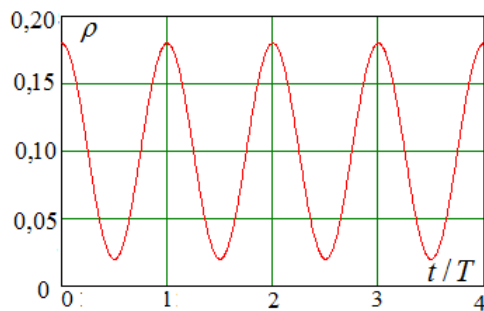
Зміна зазору відповідно буде призводити до зміни фазового зсуву

$$\Psi_t = \pi N k \exp [-2\pi\rho_t] \quad (4)$$

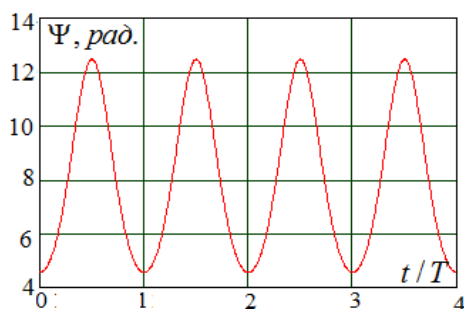
і частоти ПАХ-генератора

$$f_t = f_0 \left[1 - \frac{\Psi_t}{2\pi n} \right]. \quad (5)$$

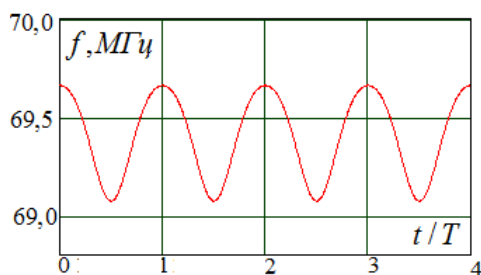
Наприклад, на рис.2 зображені залежності зміни зазору (а), фазового зсуву (б) та частоти ПАХ-генератора (в) при наступних параметрах: звукопровід із ніобат літію YZ-зрізу ($k=0,045$); число довжин хвиль на збуденій ділянці звукопроводу $N=100$; початкова частота ПАХ-генератора $f_0 = 70 \text{ МГц}$; $n=150$; початковий нормований зазор $\rho_0 = 0,1$; частота модуляції $\Omega = 20 \text{ кГц}$; коефіцієнт модуляції $M = 0,8$



а)



б)



в)

Рис.2. Теоретичні залежності зміни зазору, фазового зсуву та частоти ПАХ-генератора

4. Висновки

Таким чином, при вказаних параметрах, при зміні нормованого зазору між поверхнею звукопроводу та мембраною в інтервалі $0,02 \dots 0,18$ девіація частоти ПАХ-генератора складає 587 кГц при коефіцієнті перетворення близько 73 кГц/мкм .

Отримані співвідношення дозволяють визначати конструктивні та електричні параметри сенсорів мікропереміщень, тиску, перетворювачів акустичних сигналів мікрофонів та гідрофонів різноманітного призначення.

Використання принципів побудови безпроводних сенсорів (радіосенсорів) на поверхневих акустичних хвилях з первинними перетворювачами на базі збудення електричного поля ПАХ дозволяє створення багатофункціональної системи контролю фізичних та механічних параметрів.

Література

1. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В. та інш. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях // Електроніка и связь. – 2011, № 1(60). – С.153-157.
2. Zhovnir M.F., Kuzmenko O.M., Pokutnyi S.I. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters

- Measurement / Journal of Applied Chemistry. – 2015, 3(1).- Р. 7-13.
3. Пат. № UA 55497U Україна, МПК(2009) G01L 11/00. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В., Шеремет Л.М.; заявник НТУУ «КПІ»; № u201008841; заявл.15.07.2010;опубл. 10.12.2010, бюл. 23.
4. Жовнір М.Ф., Олійник О.О., Писаренко Л.Д. Математичні моделі сенсорів мікропереміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль / Журнал нано-та електронної фізики. – 2016, том.8, № 1. – С. 01024-1-01024-5.
5. Фильтры на поверхностных акустических волнах (расчет и применение): Пер. с англ. / Под ред. Г.Меттьюза. – М.: Радио и связь, 1981. – 472 с.
4. Жовнір М.Ф., Олійник О.О., Писаренко Л.Д. Математичні

УДК 533.9.07

Мульти катодна магнетронна система

Тихановський М.С., Лихтин Р.А., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.

Метод магнетронного розпилення володіє значними перевагами при нанесенні металевих тонких плівок: можливість розпилення різних матеріалів та керування процесом розпилення, отримання плівок при більш низьких температурах підкладки (20-50 ° С), відносно висока швидкість осадження. Крім того, даний метод дозволяє отримувати нанорозмірні металеві плівки складного складу, а в нашому випадку (при застосуванні двох магнетронів) ми можемо наносити композитні матеріали. Кожний магнетрон може напилювати окремий матеріал, а керуючи інтенсивністю напилення – можемо керувати відсотковим складом компонентів.

Метод магнетронного розпилення все ширше застосовується в промисловому виробництві для нанесення металевих зносостійких покриттів, отримання прозорих провідних тонких плівок індикаторних панелей, металевих провідникових і напівпровідникових плівок приладів мікроелектроніки, електроніки та силової електроніки. Перспективним є дослідження можностей отримання нанорозмірних резистивних плівок різного складу із заданими параметрами і характеристиками. Науковий і практичний інтерес представляє синтез нанорозмірних

резистивних плівок з високою повторюваністю параметрів і характеристик.

Вибір способу напилення

Унікальність даної установки є в тому, що симетрично розташовуються два магнетрони, які розташовані під кутом до підложки. Такий підхід ефективний тим, що має високу рівномірність розподілення напилюючої речовини.

Основним елементом магнетронних розпилювальних систем (МРС) є катод-мішень, анод і магнітна система. Розпилювальні системи класифікують за 3-ма основними типами: системи з циліндричним катодом, системи з плоским катодом і кільцевим катодом S-типу.

Якщо між анодом і катодом діє постійна напруга, то в області між ними виникає неоднорідне електричне поле $\vec{E}$, яке збуджує аномальний тліючий розряд у середовищі робочого газу (за звичай чистого Ag). Іони, що утворилися, бомбардують катод. Бомбардування катода іонами призводить до двох основних ефектів: емісії електронів і розпилення поверхні катода-мішені. Емітовані з катода під дією іонного бомбардування, електрони прискорюються електричним полем $\vec{E}$

і починають рухатися у напрямку до аноду. При наявності магнітного поля $\vec{B}$ на заряджену частинку із зарядом q , що рухається зі швидкістю $\vec{v}$, діє сила Лоренца

$$\vec{F} = q\vec{E} + q[\vec{v}\vec{B}],$$

яка змінює напрям руху електронів. При цьому електрони починають рухатися по складним циклоїдальним траєкторіям біля поверхні катода-мішені. Електрони стають ніби у пастці, що створюється дією двох складових: сил $\vec{F}$, обумовлених з однієї сторони електричним, з іншої – магнітним полем. При своєму русі електрони здійснюють по декілька іонізуючих

зіткнень з атомами робочого газу до тих пір, доки не анігілюються з іонами плазми. Такий циклоїдальний рух електронів суттєво збільшує ефективність процесу іонізації, причому максимальна щільність плазми стає сконцентрованою біля поверхні катода-мішені в області між полюсами магнітного поля. Це обумовлює збільшення інтенсивності іонного бомбардування поверхні мішені і значний ріст швидкості розпилення, а, в кінці кінців, швидкості осаджування атомів на поверхні підкладки. У результаті цього на поверхні катода утворюється канавка (ерозія поверхні).

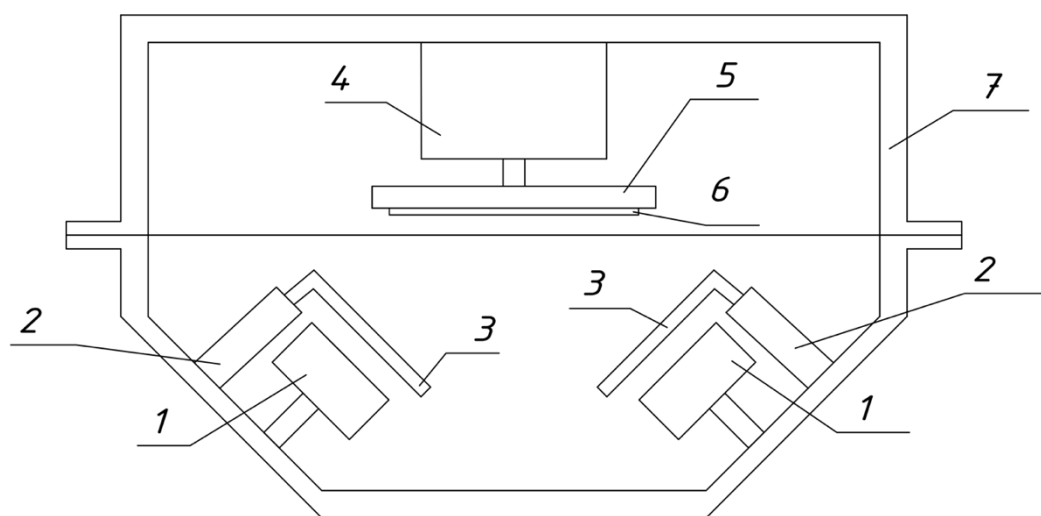


Рис. 1. Схема магнетронної розпилювальної системи з плоским катодом : 1 – магнетрон; 2 – привод заслінки; 3 – заслінка; 4 – привод підкладкоутримувача; 5 – підкладкоутримувач; 6 – підкладка; 7 – камера;

Виведення розподілення плівки по товщині

Проектування розподілення випаруваної речовини описується рівняннями

$$\frac{dM_r(\varphi, \theta)}{dA_r} = \frac{M_e}{\pi r^2} \cos \varphi \cos \theta \quad (1)$$

та

$$\frac{dM_r}{dA_r} = \frac{M_e}{4\pi r^2} \cos \theta \quad (2)$$

в залежності від кута падіння і відстані від випаровувача до підкладки. З цього слідує, що профіль товщини плівки може бути виведений для будь-якої форми площі підкладки і любого положення підкладки відносно випаровувача.

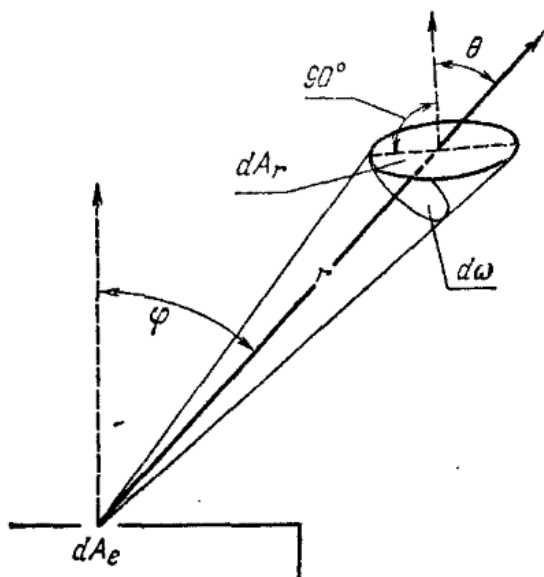


Рис. 1. Випаровування з випаровувача з малою площею dA_e на елемент поверхні підкладки dA_r .

Наш випромінювач – це плоске кільце, а отже, буде рахуватися за формулою круглого диска, де від диска із зовнішнім радіусом s_2 будемо віднімати внутрішній s_1 . Розподілення випарованої речовини буде розподілятися по підложці за допомогою l (відстанню від центра), β (кут нахилу магнетрона), φ (кут випареної речовини відносно магнетрона), θ (кут при якому речовина осаджується на підложці). Диференційний елемент поверхні випромінювання тонкого кільця можна представити у вигляді:

$$dA_e = s ds d\alpha, \quad (3)$$

де кут α – кут між проекцією l і проекцією s на площину підложки.

Для виведення формули масопереносу для плоского кільця скористаємося формулою, яка переходить від масопереносу до товщини плівки (d), виділимо малу кількість речовини з масою dM_r , яка займає об'єм $d dA_r$, тоді товщину плівки запишемо у вигляді:

$$d = \frac{1}{\rho} \frac{dM_r}{dA_r} \quad (4)$$

де ρ – щільність матеріалу плівки.

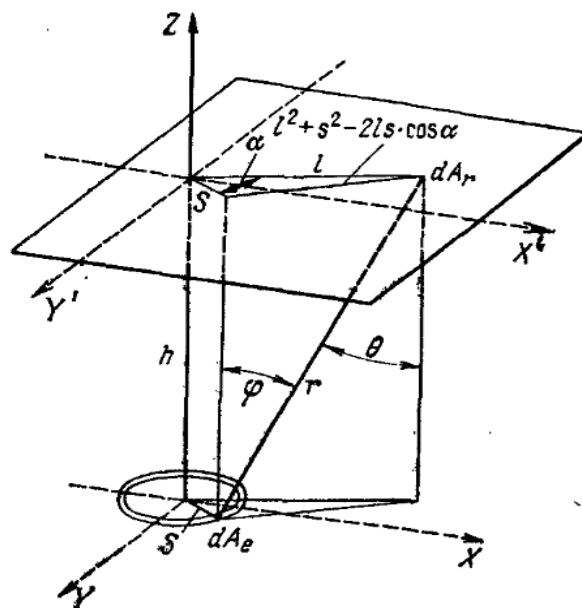


Рис. 2. Випаровування з елемента dA_e кільцевого випаровувача на елемент підложки dA_r .

Швидкість випаровування по масі з одиниці поверхні Γ пов'язана із загальною кількістю випарованої речовини M_e наступним рівнянням:

$$M_e = \int_t \int_{A_e} \Gamma dA_e dt \quad (5)$$

Рівняння (4) підставимо у вираз (1) для випромінювача з малою поверхнею, що призводить до наступного виразу для розподілення по товщині від дискового випаровувача:

$$d = \int_t \int_s \int_\alpha \frac{\Gamma s d \alpha ds h^2}{\pi \rho r^4} \cos \theta \cos \varphi \frac{\cos^2 \beta}{\sin^2 \theta} dt \quad (6)$$

Потрійний інтеграл виникає з рівняння (6), оскільки необхідно розглянути повну випарену масу M_e із всіх елементів поверхні A_e і їх часову залежність. Після заміни відстані r на величини, що характеризують положення даної тожки підкладки відносно випаровувача, $r^2 = h^2 + l^2 + s^2 - 2 \cdot l \cdot s \cdot \cos \alpha$ (рис.2), можна провести інтегрування по α від 0 до 2π , після інтегрування маємо:

$$d = \int_t \int_s \frac{2\Gamma h^2}{\rho} \times \frac{h^2 + l^2 + s^2}{[(h^2 - l^2 + s^2)^2 + (2lh)^2]^{3/2}} \times \cos \theta \cos \varphi \frac{\cos^2 \beta}{\sin^2 \theta} s \cdot ds \cdot dt \quad (7)$$

Звідси легко отримати кінцевий вираз для d у випадку нескінченно тонкого кільця, оскільки $2\pi s ds \int_t \Gamma dt = M_e$ представляє собою повну масу випареної речовини.

Отже, рівняння (7) для тонкого кільцевого випаровувача приймає вигляд:

$$d = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \times \quad (8)$$

$$\times \frac{1 + (l/h)^2 + (s/h)^2}{\left[\left(1 - (l/h)^2 + (s/h)^2 \right)^2 + 4(l/h)^2 \right]^{3/2}} \times \cos \theta \cos \varphi \frac{\cos^2 \beta}{\sin^2 \theta}.$$

Однорідність по товщині покриття, що отримується від такого тонкого випаровувача легко описати, використовуючи товщину в центрі підложки (при $l = 0$):

$$d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{[1 + (s/h)^2]^{3/2}} \cos \theta \cos \varphi \frac{\cos^2 \beta}{\sin^2 \theta} \quad (9)$$

В цьому випадку параметром, що характеризує однорідність по товщині буде відношення d/d_0 . Окрім відносної відстані від центру l/h , рівняння (8) та (9) також мають другий відносний радіус s/h .

Покриття наноситься на деталь з двох однакових магнетронів, які знаходяться симетрично відносно осі YZ площини. Так як ми маємо два магнетрони, то відповідно товщина плівки в довільній точці буде:

$$d = d_1 + d_2 \quad (10)$$

де d_1, d_2 - відповідно напилення з першого та другого магнетронів.

Так як порівняння буде здійснюватися параметром, що характеризує однорідність по товщині буде відношення d/d_0 , то розглянемо

формулу (8) у якій ми будемо змінювати наступні три змінні: H - відстань від центру магнетрона до підложки, l - в площині XZ та Δl - зміна по координаті y . Змінну H будемо брати в діапазоні 70 - 85 мм з

кроком у 5 мм. Змінна l буде лежати - 60 – 60 мм з кроком у 10мм. Змінну Δl братимемо в діапазоні 0 – 20 мм з кроком у 5 мм. Також деякі інші величини, які необхідні для порівняння, а саме β - кут нахилу магнетрона 45° , внутрішній та зовнішній радіуси плоского кільця 15 та 25 відповідно, кути θ та φ будуть виведені з інших величин. Вираз $\frac{M_e}{\pi r h^2}$ буде спрощуватися.

Оскільки $\varphi + \beta = \theta$, то знайдемо чому дорівнює кут φ , так як за теоремою синусів $l^2 = h^2 + r^2 - 2 \cdot h \cdot r \cdot \cos \varphi$. З цього:

$$\varphi = \arccos \left(\frac{h^2 + r^2 - l^2}{2 \cdot h \cdot r} \right), \quad (11)$$

Наступна тотожність зв'язує h і H :

$$h = \frac{H}{\cos \beta} \quad (12)$$

де h – перпендикуляр з площини випаровування магнетрона до центра підложки.

Розрахунок результатів

В даному розділі на прикладі для одного випадку порахуємо дані. Так як магнетрони є симетичними, то рахуємо d/d_0 спочатку для одного з

координатою l , а для іншого з $-l$, потім ці результати сумуємо.

Таблиця 1. Таблиця значень

	h	H	l	Δl	$l_{\text{зар}}$	β	φ	s_1	s_2	r	d/d_0
Магнетрон I	99	70	-60	0	-60	45°	$36,7^\circ$	15	25	70,7	1,03
Магнетрон II			60		60		$16,3^\circ$			147,7	0,18

Спочатку порахуємо значення, які для двох магнетронів є однакові. Визначимо h з формули (12):

$$h = \frac{70}{\cos 45^\circ} = 98,9 \approx 99.$$

Порахуємо кут φ для I магнетрона з формули (11):

$$\varphi = \arccos \frac{99^2 + 70,7^2 - (-60)^2}{2 \cdot 99 \cdot 70,7} =$$

$$= \arccos \left(\frac{9801 + 4999 - 3600}{13999} \right) =$$

$$= \arccos(0,8) \approx 36,7^\circ$$

Так як $\beta + \varphi = \theta$, то підставимо у формули (8) і (9) цей кут і розрахуємо d/d_0 для I магнетрона у випадку із зовнішнім радіусом ($s_2 = 25$):

$$d = \frac{M_e}{\pi r h^2} \frac{1 + (-60/99)^2 + (25/99)^2}{\left[\left(1 - (-60/99)^2 + (25/99)^2 \right)^2 + 4(-60/99)^2 \right]^{3/2}} \cos(81,7^\circ) \cos(36,7^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(81,7^\circ)} =$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1+0,37+0,06}{[(1-0,37+0,06)^2 + 4 \cdot 0,37]^3/2} \cdot 0,14 \cdot 0,8 \cdot 0,52 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1,43}{1,74} \cdot 0,07 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,087.$$

$$d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{[1 + (25/99)^2]^3/2} \cos(81,7^\circ) \cos(36,7^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(81,7^\circ)} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{1,59} \cdot 0,07 =$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,044.$$

$$d/d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,087 \frac{\pi \rho h^2}{M_e} \frac{1}{0,044} = \frac{0,087}{0,044} = 1,98.$$

Аналогічні розрахунки проведемо для кільця з меншим радіусом (s_1):

$$d = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1 + (-60/99)^2 + (15/99)^2}{\left[\left(1 - (-60/99)^2 + (15/99)^2 \right)^2 + 4(-60/99)^2 \right]^3/2} \cos(81,7^\circ) \cos(36,7^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(81,7^\circ)} =$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1+0,37+0,02}{[(1-0,37+0,02)^2 + 4 \cdot 0,37]^3/2} \cdot 0,14 \cdot 0,8 \cdot 0,52 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1,39}{2,62} \cdot 0,07 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,038.$$

$$d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{[1 + (15/99)^2]^3/2} \cos(81,7^\circ) \cos(36,7^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(81,7^\circ)} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{1,04} \cdot 0,07$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,04.$$

$$d/d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,038 \frac{\pi \rho h^2}{M_e} \frac{1}{0,04} = \frac{0,038}{0,04} = 0,95.$$

Тепер можемо знайти товщину плівки для I магнетрона:

$$d/d_0 = 1,98 - 0,95 = 1,03.$$

Порахуємо кут φ для II магнетрона з формули (11):

$$\varphi = \arccos \left(\frac{99^2 + 147,7^2 - (60)^2}{2 \cdot 99 \cdot 147,7} \right) = \arccos \left(\frac{9801 + 21904 - 3600}{29304} \right) = \arccos(0,96) \approx 16,3^\circ.$$

Розрахуємо d/d_0 для II магнетрона у випадку із зовнішнім радіусом ($s_2 = 25$):

$$d = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1 + (60/99)^2 + (25/99)^2}{\left[\left(1 - (60/99)^2 + (25/99)^2 \right)^2 + 4(60/99)^2 \right]^3/2} \cos(61,3^\circ) \cos(16,3^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(61,3^\circ)}$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1+0,37+0,06}{[(1-0,37+0,06)^2 + 4 \cdot 0,37]^3/2} \cdot 0,48 \cdot 0,96 \cdot 0,65 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1,43}{1,74} \cdot 0,3 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,22.$$

$$d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{[1 + (25/99)^2]^{3/2}} \cos(61,3^\circ) \cos(16,3^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(61,3^\circ)} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{1,59} \cdot 0,3$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,19.$$

$$d/d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,82 \frac{\pi \rho h^2}{M_e} \frac{1}{0,19} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{0,22}{0,19} = 1,15.$$

Аналогічні розрахунки проведемо для кільця з меншим радіусом (s_1):

$$d = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1 + (-60/99)^2 + (15/99)^2}{[(1 - (-60/99)^2 + (15/99)^2)^2 + 4(-60/99)^2]^{3/2}} \cos(61,3^\circ) \cos(16,3^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(61,3^\circ)}$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1+0,37+0,02}{[(1-0,37+0,02)^2 + 4 \cdot 0,37]^{3/2}} \cdot 0,48 \cdot 0,96 \cdot 0,65 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1,39}{2,62} \cdot 0,3 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,25.$$

$$d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{[1 + (15/99)^2]^{3/2}} \cos(61,3^\circ) \cos(16,3^\circ) \frac{\cos^2(45^\circ)}{\sin^2(61,3^\circ)} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{1}{1,04} \cdot 0,3$$

$$= \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,26.$$

$$d/d_0 = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} 0,25 \frac{\pi \rho h^2}{M_e} \frac{1}{0,26} = \frac{M_e}{\pi \rho h^2} \frac{0,25}{0,26} = 0,97.$$

Знайдемо товщину плівки для II магнетрона:

Таблиця 2. Таблиця значень, при $\Delta l = 10$

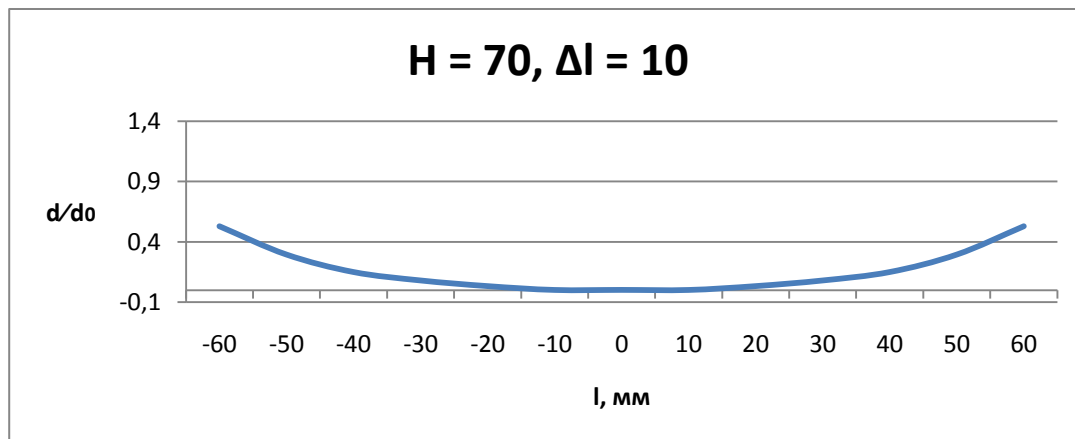
$$d/d_0 = 1,15 - 0,97 = 0,18.$$

Тепер можемо знайти загальну відносну товщину з формули (10):

$$d/d_0 = 1,03 + 0,18 = 1,21.$$

Отже, при $l = 60$ для I магнетрона і $l = -60$ для II, при $\Delta l = 0$, відносна товщина плівки буде дорівнювати 1,21. Тепер аналогічним чином будемо рахувати відносну товщину в різних діапазонах l при цьому змінюючи величину N .

l	d/d_0 (I)	d/d_0 (II)	d/d_0
-60	0,42	0,11	0,53
-50	0,19	0,085	0,295
-40	0,095	0,055	0,15
-30	0,047	0,033	0,08
-20	0,02	0,018	0,033
-10	0,006	0,005	0,0011
0	0,0008	0,0008	0,0016
10	0,005	0,006	0,0011
20	0,018	0,02	0,033
30	0,033	0,047	0,08
40	0,055	0,095	0,15
50	0,085	0,19	0,295
60	0,11	0,42	0,53



Графік 1, до таблиці 2

Висновок

Я провів порівняння залежностей товщини плівки в залежності від геометрії розташування магнетронів. На основі отриманих результати, які довели, що чим більша відстань магнетрона від підкладки, тим менша швидкість напilenня, але рельєф плівки більш однорідний.

Література

1. Кузьмичев А. И. Магнетронные распылительные системы. Кн. 1. – Киев «Введение в физику и

технику магнетронного распыления», 2008. – 51с.

2. Данилин Б.С., Сырчин В.К. Магнетронные распылительные системы. – Киев «Радио и связь», 1982. – 37с.
3. Берлин Е.В., Сейдман Л.А. Ионно-плазменные процессы в тонко-пленочной технологии. – Харьков «Техносфера», 2010. – 342с.

УДК 537.525

Електронна гармата високовольтного тліючого розряду для плавлення металів

Чернятинський І.С., д.т.н., доц. Мельник І.В.

Вступ

В різних галузях промисловості знаходять успішне застосування електронно-променеві методи обробки матеріалів та виробів. Це пов'язано з тим, що електронно-променеве нагрівання має характерні переваги, основними із яких є можливість концентрації енергії до $10^6 - 10^8$ Вт/см² на поверхні обробки, проведення технологічних процесів у вакуумі, що забезпечує високу чистоту матеріалів при їх обробці, а також можливість автоматизації виконуваних процесів. Значно розширюються технологічні можливості електронно-променевих методів при застосуванні імпульсних електронних пучків. Проте їх застосування стримується складністю існуючого обладнання.

Подальший розвиток перспективних імпульсних процесів обробки матеріалів та виробів потребує розробки відносно простого, надійного, недорогого електронно-променевого обладнання, що пов'язано, в першу чергу, із створенням відповідних електронних гармат. Термокатодні електронні гармати, що використовуються в технологічному обладнанні, не завжди відповідають необхідним вимогам

через високу робочу температуру катода та складність їх конструкцій.

Більш широке використання імпульсних методів електронно-променевої обробки матеріалів та виробів можливе при розробці та застосуванні технологічного обладнання на основі електронних гармат високовольтного тліючого розряду (ВТР) з холодним катодом. Такі гармати забезпечують генерацію електронних пучків різної потужності, можуть працювати в широкому діапазоні тиску різних газів, відносно прості і надійні в роботі. Їх використання дозволяє спростити технологічне обладнання і більш широко застосовувати імпульсні електронно-променеві процеси в промисловому виробництві.

Проте для реального застосування електронно-променевих гармат ВТР в імпульсних технологічних процесах необхідно вирішення складних фізико-технічних питань, пов'язаних з генеруванням та формуванням інтенсивних електронних пучків, ефективністю керування їх параметрами, стабільністю роботи та інше. Тому дослідження імпульсних режимів високовольтного тліючого розряду та розробка на їх основі газорозрядних

джерел електронів, що генерують потужні імпульсні електронні пучки, є актуальною науково-технічною проблемою.

Високовольтний тліючий розряд запалюється між електродами у низькому та середньому вакуумі в діапазоні тиску одиниці паскаль при прискорювальній напрузі одиниці-десятки кіловольт. На кривій Пашена умовам горіння ВТР відповідає ліва гілка. В діапазоні низьких тисків умови горіння ВТР обмежені вакуумним дуговим пробоем, а у діапазоні високих тисків – лавинним дуговим пробоем. У разі високих прискорювальних напруг, при яких запалюється ВТР, електрони отримують досить великі швидкості на малій відстані, тому ефективна іонізація атомів залишкового газу прискореними електронами не відбувається. Тому межування світлих та темних областей, яке зазвичай притаманне низьковольтним розрядам, у ВТР не спостерігається [5, 6]. Згідно із фізикою горіння розряду можна чітко виділити дві головні області ВТР: область катодного падіння потенціалу та анодну плазму [1, 2]. Узагальнена схема електродної системи гармати ВТР, яка пояснює фізичні основи горіння розряду та процесу генерації електронного пучка, наведена на рис. 1. При запалюванні ВТР в анодній області розряду утворюється низькотемпературна плазма, яка при аналізі властивостей розряду має ряд важливих функцій. У загальному випадку анодна плазма ВТР розглядається як джерело іонів та як прозорий для електронів електрод з фіксованим потенціалом [1, 2]. Іони,

які емітуються анодною плазмою, прискорюються електричним полем у напрямку до металевого катоду та спричиняють генерацію електронів з його поверхні як результат процесу вторинної іонно-електронної емісії (рис. 1) [1, 2, 6]. Як вже відмічалось, прискорені електрони не впливають суттєво на властивості ВТР, натомість велику роль у підтримці горіння розряду відіграють елементарні взаємодії заряджених та нейтральних часток, зокрема, резонансні перезарядження прискорених іонів на молекулах залишкового газу (рис. 1) [5 – 7].

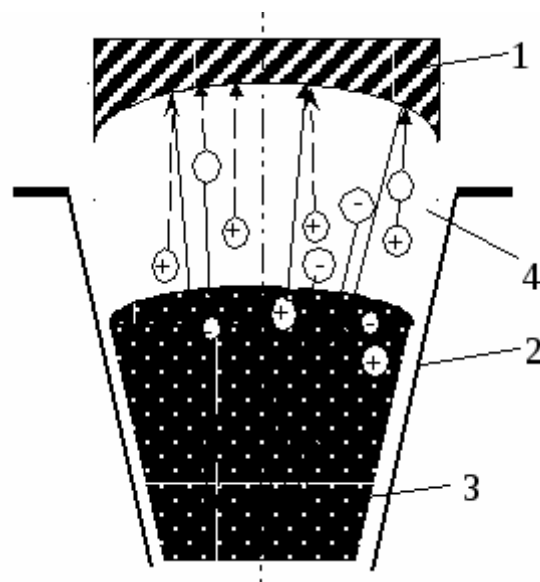


Рис. 1. Схема електродної системи електронної гармати ВТР.

1 – катод; 2- анод; 3 – анодна плазма; 4 – область катодного падіння потенціалу.

⊕ – іони; ⊖ – електрони;
○ – нейтральні частки.

Для формування електронного пучка в електродних системах ВТР

використовують спеціальні геометричні форми електродів, які забезпечують найкращу збіжність електронного потоку та стабільність його параметрів. Тому для вивчення властивостей електронних потоків, що формуються у ВТР, використовують закони електронної оптики інтенсивних потоків заряджених часток [2, 8]. Зазвичай для забезпечення найкращого фокусування поверхня катода виконується у вигляді сферичного сегмента, а порожнистий анод для забезпечення стабільності горіння розряду виготовляється циліндричним або конічним. Узагальнений опис різноманітних електродних систем джерел електронів ВТР наведений у монографії [2].

Під дією іонного бомбардування здійснюється нагрівання катода, яке негативно впливає на його емісійні властивості. Тому у джерелах електронів ВТР середньої та великої потужності для забезпечення стабільності роботи катод зазвичай охолоджується водою. Як матеріал катода зазвичай використовують алюміній, який завдяки оксидній плівці на поверхні має високий коефіцієнт вторинної іонно-електронної емісії [2].

Із описаних вище загальних основ фізики ВТР зрозуміло, що його вольт-амперні характеристики можна вивести через аналіз загальних законів електрофізики та законів руху самоузгоджених потоків часток у електричному полі. Проте при цьому слід враховувати низку складних та взаємопов'язаних фізичних ефектів, які є специфічними для ВТР. Зокрема,

необхідно мати аналітичний опис закону вторинної іонно-електронної емісії, а також слід враховувати вплив резонансних перезаряджень іонів на параметри електронного потоку, який формується у ВТР.

Висновки

Електронні гармати високовольтного тліючого розряду потужністю більше 100 кВт можуть бути ефективно використані для плавлення тугоплавких металів у вакуумі. Вартість електронно-променевого обладнання із електронними гарматами ВТР є близькою до вартості аргонно-дугового обладнання для плавлення металів, а чистота метала після електронно-променевого плавлення перевищує 99,999%. Тобто, низька вартість обладнання та висока якість виробів, які отримуються, відповідають вимогам сучасного і розробка електронно-променевого обладнання для плавлення з гарматами ВТР є дуже перспективним напрямком розвитку сучасної металургії.

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. Ладохин С.В., Левитский Н.И., Чернявский В.Б., Лапшук Т.В., Шмигидин В.Г., Кравчук Л.А., Гладков А.С. Электронно-лучевая плавка в литейном

- производстве. – Киев, Сталь, 2007. – 605 с.
3. Feinaeugle P., Mattausch G., Schmidt S., Roegner F.H. “A new generation of plasma-based electron beam sources with high power density as a novel tool for high-rate PVD”, Society of Vacuum Coaters, 54-th Annual Technical Conference Proceedings, Chicago, pp. 202–209, 2011.
4. Mattausch G., Zimmermann B., Fietzke F., Heinss J.P., Graffel B., Winkler F., Roegner F.H., Metzner C. “Gas discharge electron sources – proven and novel tools for thin-film technologies”, “Elektrotechnica and Electronica (E+E)”, vol. 49, № 5-6, pp. 183–195, 2014.

УДК 621.396.931

Система параметрів стільникового зв'язку стандарту GSM-1900 для міських умов

Бойко Р.О., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.

В даній статті розраховано систему параметрів стільникового зв'язку GSM-1900 для міста. Проаналізовано ці параметри і складено систему, яка необхідна для максимальної швидкості передачі даних, щоб задовольнити хороше покриття в місті.

Вступ

В останні десятиліття бездротовий зв'язок пережив високий період зростання і став дуже важливою частиною сучасного суспільства. Зручність і гнучкість, котрі запропоновані мобільним зв'язком зробили його одним з найбільш швидко зростаючих областей телекомунікацій. Системи мобільного зв'язку спостерігалося швидке зростання числа користувачів, а також спектр послуг, що надаються протягом останніх двох десятиліть.[6] Стільниковий зв'язок - один з видів мобільного радіозв'язку, в основі якого лежить стільникова мережа. Ключова особливість полягає в тому, що загальна зона покриття ділиться на осередки (стільники), що визначаються зонами покриття окремих базових станцій (БС). [5] Стільники частково перекриваються і разом утворюють мережу. На ідеальній (рівній і без забудови)

поверхні зона покриття однієї БС являє собою коло, тому складена з них мережа має вигляд сот з шестикутними осередками (стільниками).

Глобальна система мобільного зв'язку, GSM, є загальноєвропейська система мобільного зв'язку в смузі частот 900,1800,1900 МГц. Зростаючий попит на послуги передачі даних по системі GSM був обумовлений широким використанням інтернет-додатків. Система мобільного зв'язку (GSM) є стандартною стільниковою системою другого покоління. Це перша система стільникового зв'язку для визначення цифрової модуляції і рівня мережевих архітектур і послуг. GSM вперше був представлений в Європі в 1991 році і на сьогоднішній день є найбільш поширеним стандартом стільникового зв'язку. В даний час система GSM є одним з найбільш популярних цифрових систем стільникового зв'язку в нашій країні, яка широко використовується у всьому світі. Зі збільшенням числа і вимоги абонентського GSM, системи бездротового зв'язку GSM привертає все більшу увагу в області мобільного зв'язку.[2]

Сучасна система стільникового зв'язку GSM-1900 забезпечує обслуговування максимальної кількості абонентів з максимальною швидкістю передачі даних між базовою станцією і мобільною станцією. Створення системи рівнянь, яка описує систему параметрів мережі GSM-1900 дозволить вирішити проблеми оптимального покриття зв'язку в міських умовах.

Технічні параметри стандарту

- Стандарт стільникового зв'язку.....GSM-1900
- Смуга частот BTS на передачу60МГц
- Смуга частот базової станції на передачу та прийом,МГц.....2
- Кількість абонентів, що обслуговуються.....35000
- Активність одного абоненту ГНН,Ерл.....0,03
- Ймовірність блокування виклику.....0,15
- Допустимий відсоток часу $P(C)$ зменшення $P_c/P_{\text{пом}}$ щодо захисного відношення.....15%
- Площа території, що обслуговується.....180км²
- Характер місцевості.....місто
- Параметр, що визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу....9дБ
- Чутливість приймача MS.....-100дБВт
- Потужність передавача BTS.....800Вт

- Коефіцієнт посилення антени BTS.....10дБ
- Висота підвісу антени BTS..25м
- Повні втрати в фідері BTS.....3дБ.

Система параметрів

1.Розрахунок радіоканалів

$$N_k = \text{int}(\Delta F / F_k)$$

$$N_k = \text{int}\left(\frac{60 \cdot 10^6}{200000}\right) = 300.$$

де $\text{int}(x)$ - ціла частина числа x ;
 F_k - смуга частот, зайнята одним частотним каналом системи стільникового зв'язку (частотний рознос між каналами).[3]

2. Визначення розмірності кластера

Для визначення необхідної розмірності кластера використовують відношення

$$p(C) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{X_1}^{\infty} \exp\left(-x^2/2\right) dx \right] \cdot 100$$

де $p(c)$ - відсоток часу, за який відношення сигнал/шум на вході приймача знаходиться нижче захисного відношення P_0 .

Інтеграл представляє собою табульовану функцію Q-функцію

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{X_1}^{\infty} \exp\left(-x^2/2\right) dx$$

Нижня границя цього інтегралу має вигляд

$$X_1 = \frac{10 \lg(1/\beta_e) - \rho_0}{\alpha_p}$$

де і виражені в дБ;

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right) \exp \left[\frac{\gamma^2 (\alpha^2 - \alpha_e^2)}{2} \right]$$

$$\alpha_p^2 = \alpha^2 + \alpha_e^2$$

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{\gamma^2} \ln \left\{ 1 + \left[\exp(\gamma^2 \alpha^2) - 1 \right] \frac{\sum_{i=1}^M \beta_i^2}{\left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)^2} \right\}$$

де γ - параметр, який визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу в точці прийому: $\gamma = 0,15 \ln 10$ [3]

Коефіцієнт являє собою медіанне значення загасання радіохвиль на і-му напрямку збільшення перешкоди. Ці коефіцієнти обернено пропорційні чверті ступеня відстані до джерела перешкоди. Величина M позначає число "заважають" базових станцій, розташованих в сусідніх кластерах.

Спочатку розглянемо випадок, для всенаправленої антени, де $\varphi = 360^\circ$, $N_S = 1$, $\beta_1 = \beta_2 = (q-1)^{-4}$, $\beta_3 = \beta_4 = q^{-4}$, $\beta_5 = \beta_6 = (q+1)^4$; де - число секторів.

Вибираємо значення $C=3$.
 $\gamma = 0,15 \ln 10 = 0,345$.

$$q = \sqrt{3 \cdot C}, \quad q = \sqrt{3 \cdot 3} = 3.$$

Знайдемо α_e^2

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{0,345^2} \ln \left\{ 1 + (\exp(0,345^2 \cdot 5^2) - 1) \frac{\sum_{i=1}^6 \beta_i^2}{\left(\sum_{i=1}^6 \beta_i \right)^2} \right\} = 19,43 \text{ дБ}.$$

$$\alpha_e = \sqrt{19,43} = 4,4 \text{ дБ}$$

$$\alpha_p = \sqrt{5^2 + 4,4^2} = 6,66 \text{ дБ}$$

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^6 \beta_i \right) \exp \left[\frac{0,345^2 (5^2 - 4,4^2)}{2} \right] = 714,8 \text{ дБ}.$$

Тепер обчислимо нижню межу Q-функції

$$X_1 = \frac{10 \lg(1/714,8) - 10}{6,66} = -5,787$$

Цьому значенню в таблиці відповідає величина, рівна $1 - 0,161 \cdot 10^{-8}$, це значення приблизно дорівнює одиниці

$$p(C) \approx 1 \cdot 100 = 100.$$

Вийшло значення більше $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}(\rho_0)$, що з завдання дорівнює 10. Звідси випливає, що даний тип антени і вибране значення кластера не підходить для зазначеного стандарту.

Тепер розглянемо випадок для спрямованої антени, у якій кут діаграми спрямованості $\varphi = 120^\circ$, $N_S = 3$, $\beta_1 = (q+0,7)^{-4}$, $\beta_2 = q^{-4}$.

Вибираємо значення $C=4$. ($M=2$)

$$q = \sqrt{3 \cdot 4} = 3,464.$$

Знайдемо α_e^2

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{0.345^2} \ln \left\{ 1 + (\exp(0.345^2 \cdot 5^2) - 1) \frac{\sum_{i=1}^2 \beta_i^2}{\left(\sum_{i=1}^2 \beta_i \right)^2} \right\} = 20.359 \text{ дБ.}$$

$$\alpha_e = \sqrt{20.359} = 4.51 \text{ дБ}$$

$$\alpha_p = \sqrt{5^2 + 4.51^2} = 6.733 \text{ дБ}$$

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^2 \beta_i \right) \exp \left[\frac{0.345^2 (5^2 - 4.51^2)}{2} \right] = 0.0021 \text{ дБ.}$$

Тепер обчислимо нижню межу Q-функції

$$X_1 = \frac{10 \lg(1/0.0021) - 10}{6.733} = 2.49$$

Цьому значенню в таблиці відповідає величина, рівна 0,0838 .

$$p(C) \approx 0.0838 \cdot 100 = 8.38.$$

Вийшло значення трохи менше $\frac{P_C}{P_{III}}(\rho_0)$, звідси впливає, що даний тип антени є найбільш підходящим.

3.Розрахунок числа радіоканалів, які використовуються однією BTS.

Використовують формулу:

$$n_s = \text{int} \left(\frac{N_k}{C} \cdot N_s \right)$$

$$n_s = \text{int} \left(\frac{300}{4 \cdot 3} \right) = 25.$$

4.Розрахунок телефонного навантаження, яке дозволяється .

Величина допустового навантаження в одному секторі однієї соти знаходиться за співвідношенням:

$$A = n_0 \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(P_B \sqrt{\pi \cdot n_0 / 2} \right)^{\frac{1}{n_0}}} \right].$$

при умові, що , де $n_0 = n_s \cdot n_a$

n_a -число абонентів, які можуть одночасно використовувати один частотний радіоканал. В даному випадку величина $n_a = 1$, тому що використовується аналоговий стандарт.Підкорінний вираз більше, ніж величина P_e .

$$A = 10 \cdot \left[1 - \sqrt{1 - (0.15 \cdot \sqrt{\pi \cdot 10 / 2})^{\frac{1}{10}}} \right] = 7.748 \text{ Ерл}$$

5.Розрахунок кількості абонентів, які обслуговуються однією BTS.

$$N_{aBTS} = \text{int} \left(\frac{A}{\beta} \right) \cdot N_s$$

$$N_{aBTS} = \text{int} \left(\frac{7.748}{0.03} \right) \cdot 3 = 775$$

6.Розрахунок кількості базових станцій.

$$N_{BTS} = \text{int} \left(\frac{N_a}{N_{aBTS}} \right)$$

$$N_{BTS} = \text{int} \left(\frac{35000}{775} \right) = 46$$

де N_a - задане число абонентів, яких обслуговує мережа зв'язку.[3]

7.Розрахунок радіуса обслуговування базовою станцією.

$$R = \sqrt{1,21 \frac{S_0}{N_{BTS} \cdot \pi}},$$

$$R = \sqrt{1,21 \frac{180}{46 \cdot \pi}} = 1,228 \text{ км}$$

8. Розрахунок величини захисної відстані

$$D = R\sqrt{3 \cdot C},$$

$$D = 1,228\sqrt{3 \cdot 4} = 4,254 \text{ км}$$

9. Розрахунок рівня сигналу на вході приймача мобільних станцій.

$$P_{npMS} = -P_{n\partial BTS} + G_{BTS} - 70 - 26,161 \lg(f, \text{МГц}) + 13,82 \lg(h_{BTS}, \text{м}) - [45 - 6,55 \lg(h_{BTS}, \text{м})] \cdot \lg(R, \text{км}) - \alpha_{\phi BTS}, \text{дБ},$$

$$P_{npMS} = 23,498 \text{ дБВт}$$

Де - коефіцієнт посилення антени базової станції, дБ;

f - середня частота виділеного діапазону частот;

$P_{n\partial BTS}$ - потужність передавача BTS, дБВт;

$\alpha_{\phi BTS} = l_{\phi} \cdot \alpha_0$ - втрати в фідері BTS, дБ;

l_{ϕ} - довжина фідера, яка може бути рівною або більшою за висоту підвісу антени BTS;

α_0 - погонне ослаблення фідера, дБ / м.

10. Розрахунок ефективного використання радіоспектру.

$$\gamma = \frac{N_a}{\Delta F},$$

де смуга частот на передачу (або прийом), число активних абонентів

$$N_a = N_{KBTS} \cdot N_{BTS} = N_{KBTS} \cdot 1,21 \cdot \left(\frac{R_0}{R}\right)^2$$

$$\gamma = 1,21 \cdot \frac{R_0^2}{R^2 \cdot F_K \cdot C},$$

де R_0 - радіус території, яка обслуговується, $\left(S_0 = \pi \cdot R_0^2\right)$.

Звідси:

$$\gamma = 1,21 \frac{S_0 / \pi}{R^2 \cdot F_K \cdot C} = 1,21 \frac{S_0}{\pi \cdot R^2 \cdot F_K \cdot C},$$

$$\gamma = 1,21 \frac{180}{\pi \cdot 1,228^2 \cdot 200 \cdot 10^3} = 0,23 \cdot 10^{-3}.$$

11. Розрахунок коефіцієнта підсилення радіозв'язку

Під коефіцієнтом підсилення системи радіозв'язку розуміють відношення потужності передатчика до порогової чутливості приймача:

$$G_s = \frac{P_{\text{ПДР}}}{P_{\text{ПРМ}_{\min}}},$$

або в децибелах : $G_s = P_{\text{ПДР}} - P_{\text{ПРМ}_{\min}}$,

при

$$P_{ПДР} = 10 \lg \frac{P_{ПДР}}{1_{мВт}}, P_{ПДМ Min} = 10 \lg \frac{P_{ПД min}}{1_{мВт}}.$$

Знайдемо величину G_s в вигляді:

$$G_s = 22 + 20 \lg(r/r_0) - 20 \lg(\lambda/\lambda_0) + 0.436(\alpha_{\phi 1} l_{\phi 1} + \alpha_{\phi 2} l_{\phi 2}) - 10 \lg G_1 - 10 \lg G_2$$

де $r_0 = 1м$, $\lambda_0 = 1м$, $\alpha_{\phi 1}, \alpha_{\phi 2}$ – коефіцієнти загасання фідерів з'єднують вихід передатчика з виходом антени і виходу прийомної антени з виходом приймача, відповідно, $l_{\phi 1}, l_{\phi 2}$ – довжини фідерів, G_1, G_2 – коефіцієнти посилення передавальної і приймальної антен.

Чисельний приклад. Нехай $r=8$ км, $G_1 = G_2 = 1,64$, $\lambda = 0,5$ м, $\alpha_{\phi 1} = \alpha_{\phi 2} = 0,1$ дБ,

$$l_{\phi 1} = 12м, l_{\phi 2} = 1,1 см.$$

$$G_s = 22 + 20 \lg(8000/1) - 20 \lg(0,5/1) + 0.436(1 + 0.0011) - 10 \lg 1.64 - 10 \lg 1.64 = 102.22 дБ$$

тобто при $P_{ПДР} = 50Вт$, величина чутливості приймача повинна бути: $P_{ПРМ min} = -55.23 дБ$. [6]

12. Максимальна зона обслуговування

Вираз для дальності радіозв'язку r_{max} (або максимальну відстань, на якому може здійснюватися обслуговування при поширенні радіохвиль у вільному просторі в межах прямої видимості) можна отримати з виразу:

$$r_{max} = (P_{ПРД} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot \lambda^2 / (4\pi)^2 \cdot P_{ПРМ min})^{1/2} \cdot e^{-0.5(\alpha_{\phi 1} l_{\phi 1} + \alpha_{\phi 2} l_{\phi 2})}.$$

Розглянемо чисельний приклад. Нехай $G_1 = G_2 = 1,64$, $\lambda = 0,5$ м,

$$P_{ПРМ min} = 10^{-5} мкВт (-100 дБм / м),$$

$$\alpha_{\phi 1} = \alpha_{\phi 2} = 0,1 дБ, l_{\phi 1} = 12м, l_{\phi 2} = 1,1 см.$$

$$r_{max} = (50 \cdot 1.64 \cdot 1.64 \cdot 0.5^2 / (4\pi)^2 \cdot 10^{-5})^{1/2} \cdot e^{-0.6} = 80.44 км$$

Розробка частотно-територіального плану мережі

Величина коефіцієнта повторного використання частот знаходиться за формулою

$$K_n = N_{BTS} / C.$$

Раніше розраховане, що розмірність кластера $C = 4$. Тоді територіальне розміщення BTS можна здійснити так, як показано на Рис 1.

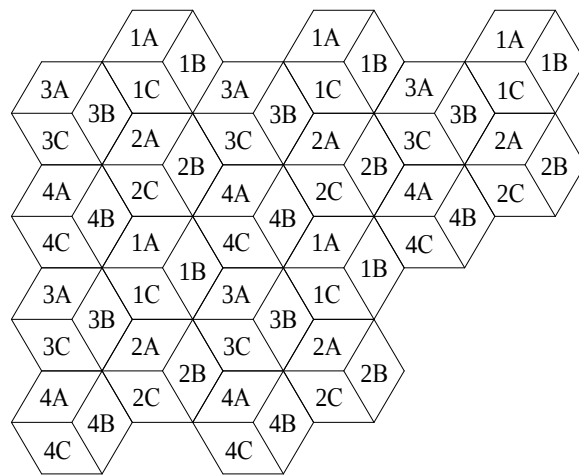


Рис.1. План територіального розміщення BTS. [4]

Рівень електромагнітного випромінювання антенами BTS в межах соти

Розглянемо найпростішу методику чисельного розрахунку щільності потоку потужності, як

функції від відстані від антени передавача базової станції, при заданих: висоті підйому антени (h_1), діаграмі спрямованості $F_1(\theta)$, коефіцієнт посилення антени G_1 , множника ослаблення W і висоті точки прийому (h_2). [5] Нехай в першому наближенні розрахунок напруженості електричного поля в точці прийому буде проводитися для однопроменевої моделі, тоді діючі значення напруженості електричного поля (при вертикальній поляризації) і спрямованих властивостей

$F(\theta) = \sin \theta$ антени базової станції, при $F(89,51^\circ) = 1$ запишеться:

$$E_1 = 173(G_{BTS} \cdot P_{KBT} / r(\text{км}))^{1/2} \cdot W \cdot F(\theta)$$

а величина щільності потоку потужності (Power Density - PD):

$$P = E_1^2 / 120\pi (\text{Вт/м}).$$

Розглянемо чисельний приклад (рис.2).

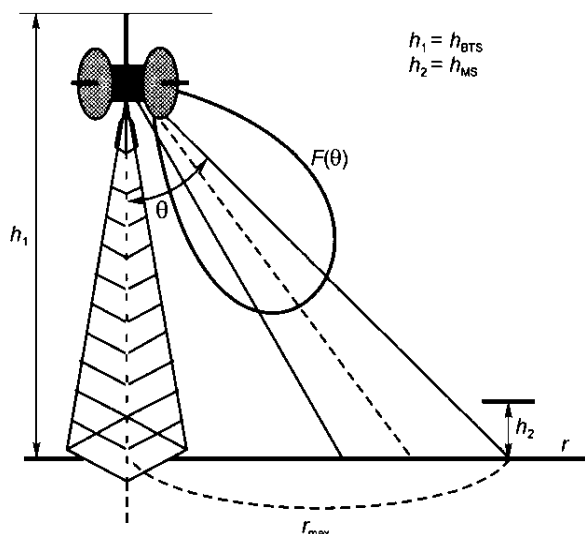


Рис.2. Визначення щільності потоку потужності випромінюваної

антеною BTS, в довільній точці прийому

Постановка задачі. Нехай необхідно визначити щільність потоку потужності в точці прийому $P(r, \theta)$ при наступних припущеннях: $P_1 = 55 \text{ Вт}$ - потужність випромінювання антени BTS; $G_1 = 11,1$ - коефіцієнт посилення передавальної антени BTS, що передає сигнал; $W \leq 1$ (для однопроменевої безпоглинаючої моделі); $F(\theta)$ - змінюється в залежності від кута θ наступним чином:

а) при $r = 10 \text{ км}$, $F(\theta = 89,51^\circ) = 1$;

б) при $r = 1 \text{ км}$, $F(\theta = 86^\circ) = 0,998$;

в) при $r = 0,1 \text{ км}$, $F(\theta = 54^\circ) = 0,81$;

г) при $r = 0,01 \text{ км}$, $F(\theta = 8^\circ) = 0,14$.

Чисельний розрахунок. 1) На відстані рівному $r = 35 \text{ км}$ (максимальний радіус соті стандарту GSM) величина напруженості електричного поля дорівнюватиме: [1,4]

$$E_1 = E_2 = 173(G_{BTS} \cdot P_{KBT} / r(\text{км}))^{1/2} \cdot W \cdot F(\theta) = 3,86 \text{ мВ/м},$$

$$P_1 = E_1^2 / 377 = 3,96 \cdot 10^{-6} \text{ мкВт/см}^2$$

Для цього випадку $P(\text{дБ/Вт/м}^2) = 10 \lg(P / 1 \text{ Вт/м}^2) = -64 \text{ дБ/Вт/м}^2$

2) При $r = 10$ км: $E_1 = 13,5$ мВ / м,
 $\Pi = 0,485 \cdot 10^{-3}$ мкВт / см² тобто приріст
 PD складе $-\Delta\Pi = \Pi_2 - \Pi_1 = 4\text{дБ}$

3) При $r = 1$ км, $F(\Theta) = 0,998$:

$$E_1 = 134,9 \text{ мВ / м},$$

$$\Pi_3(r = 1 \text{ км}) = 4 \cdot 10^3 \text{ мкВт / см}^2$$

$$\Pi_3 = -43,16 \text{ дБ / Вт / м}^2$$

тобто приріст PD складе
 $-\Delta\Pi = \Pi_2 - \Pi_1 = 17,14 \text{ дБ}$.

4) При $r = 0,1$ км, $F(\Theta) = 0,81$:

$$E_1 = 1094,9 \text{ мВ / м},$$

$$\Pi(r = 0,1 \text{ км}) = 0,31797 \text{ мкВт / см}^2$$

$$\Pi_4 = -24,976 \text{ дБ / Вт / м}^2$$

тобто приріст PD складе
 $\Delta\Pi = \Pi_4 - \Pi_3 = 18,18 \text{ дБ}$.

5) При $r = 0,01$ км, $F(\Theta) = 0,14$:

$$E_1 = 1892,36 \text{ мВ / м},$$

$$\Pi(r = 0,01 \text{ км}) = 0,95 \text{ мкВт / см}^2$$

$$\Pi_5 = -20,2 \text{ дБ / Вт / м}^2$$

тобто приріст PD складе
 $\Delta\Pi = \Pi_5 - \Pi_4 = 5 \text{ дБ}$.

Як впливає з розрахункових даних, значення щільності потоку потужності $\Pi(r, \Theta)$ навіть при $r = 0,1$ км не перевищують величини 1 мкВт / см^2 .

При збільшенні відстані r від 1 до 10 км зміну величини щільності потоку потужності становить $\Delta\Pi = -17,14 \text{ дБ}$, а при збільшенні відстані r

від 10 до 35 км відповідно - $\Delta\Pi = -21 \text{ дБ}$. [1]

Зміна загасання радіосигналу в залежності від робочої частоти BTS

У міських умовах загасання сигналу зростає з ростом робочої частоти. Залежність потужності сигналу від відстані при постійній висоті передавальної і прийнятої антен має характер:

$$P_2(f) \approx P_{med} \cdot 1/f^n,$$

де P_{med} - медіанне значення потужності сигналу, f - робоча частота, n - показник ступеня.

На рис. 3 показані криві зміни показника $n(r)$ при $f_1 = 1000 \text{ МГц}$ і $f_2 = 2000 \text{ МГц}$, з яких випливає, що значення n зберігає майже постійну величину для відстані від базової станції, що не перевищують $r \leq 10$ км (для $f_1 = 1000 \text{ МГц}$ при збільшенні r зменшення потужності сигналу з частотою стає швидшим).

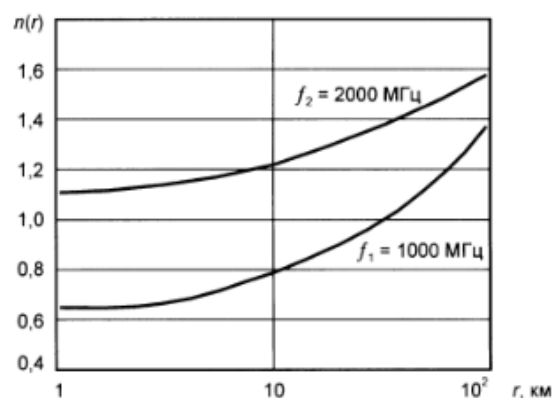


Рис.3 Криві зміни показника $n(r)$ при $f_1 = 1000 \text{ МГц}$ і $f_2 = 2000 \text{ МГц}$, [1]

Висновки

Спроековано стільникову систему радіозв'язку стандарту GSM-1900 для міста. Даний зв'язок має більш високу частоту, чим його попередники, а отже забезпечується більш висока пропускна здатність. Система має більшу кількість каналів, які використовуються однією BTS, що дає змогу швидше обслуговувати абонентів. Система має ширший діапазон телефонного навантаження в одній соті, що робить її стабільнішою. Для якісного прийому і передачі сигналу, радіус соті повинен бути близько півтора кілометрів. GSM-1900 має більшу кількість базових станцій, що дає можливість забезпечити більший час безперервної роботи без підзарядки акумулятора і зниження рівня радіовипромінювання, а також GSM-1900 має високу ємність мережі, що важливо для великих міст. Система параметрів більш надійна. Розроблена система має стійкі характеристики та забезпечує надійне покриття в місті і швидку передачу даних.

Література

1. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM – Москва.:Эко-Тренз, 2005 – с.102.
2. В.Г.Карташевський, С.Н.Семенов, Т.В.Фирстова – Сети подвижной связи - Москва.:Эко-Тренз,2001- с.190
3. Журнал "Сети" Самуйлов К.Е., Никитина М.В.// Сети сотовой подвижной связи в стандарте GSM.- 1996.- №6.- с.23-28.
4. Букрина Е.В. Сети связи и системы коммутации: Учебное пособие - Екатеринбург: УрТИСИ ГОУ ВПО "СибГУТИ", 2007. - 186с.
5. Цифровые сотовые системы связи. Берлин А.Н. Москва.:Эко-Тренз 2009, <http://www.intuit.ru/departement/network/cellcomsys/0/>.
6. Стандарт сотовой связи GSM Добровольская Н.Ф., Абилова М.А. <http://www.raycomw.ru/catalog/item/90-ax-1800/774500>

УДК 621.311.69

Термоелектронний інтегральний перетворювач

Вілінський О.О., к.т.н., доц. Цибульський Л.Ю.

Тема дослідження

Стаття присвячена одержанню електричної енергії, з сонячного випромінювання за рахунок фотоелектричного ефекту і термічної упругості матеріалів. Існує багато способів одержання енергії з сонячного випромінювання і в них є свої переваги і недоліки. В статі буде розглянутий новий спосіб отримання електроенергії.

Мета роботи

Створення малогабаритного генератора енергії. Даний прилад буде приводитись в робочий стан шляхом взаємодії сконцентрованого сонячного випромінювання і пластинки здатної до термічної деформації з шаром фотоелектричного матеріалу.

Актуальність дослідження

Електричний ККД фотоелектричних елементів зменшується з ростом температури, скільки при опроміненні сонячними променями відбувається нагрів, то і цей ефект можна використати для здобування енергії і тим самим збільшити ККД приладу.

Задачі дослідження

Перелік параметрів та фізичних явищ які відбуваються в даному перетворювачі:

1. Визначити геометрію лінзи, що буде відповідальна за концентрацію потоку сонячних променів.
2. Визначити фізичні процеси при поглинанні сонячного випромінювання, а самі визначити наскільки буде нагріта балка та визначити кількість утвореного заряду на ній в результаті цього процесу.
3. Визначити вигин балки в залежності від її геометрії.
4. Визначення потужності приладу.

Конструкція та принцип дії

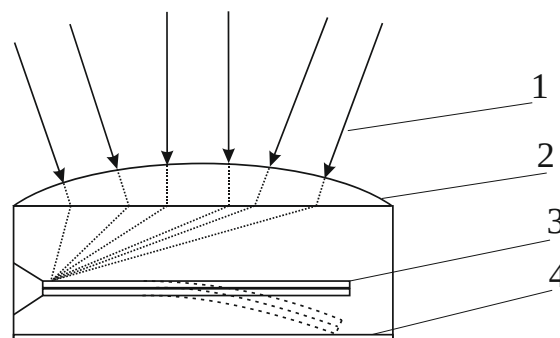


Рис. 1. Зображення приладу

- | | |
|----|-----------------------------|
| 1- | Сонячне випромінювання; |
| 2- | Лінза; |
| 3- | Біморфна балка; |
| 4- | Контактна металева пластина |

Відповідно до Рмс.1 принцип роботи такого приладу базується на тому, що лінза(2) фокусує падаюче на неї сонячне світло(1) в одній точці. Сфокусоване випромінювання нагріває балку(3) і одночасно викликає утворення фотоструму. Цей ефект викликає на ній утворення заряду, що утворився в наслідок оптичного переходу з стану валентної зони в стан зони провідності при поглинанні фотона. Нагрівання балки необхідне для того, щоб при термічній деформації вона прогнулась і доторкнулась до металевої пластини(4) тим самим передавши їй утворений заряд. Також пластина(4) служить охолоджувачем, оскільки при контакті з нею балка(3) має охолодитись і вигнутись на відстань достатню щоб розірвати контакт з пластиною (4).

Відповідно до такого принципу роботи необхідно вирішити наступні питання: 1) концентрація світлового потоку; 2) поглинання світлового потоку; 3) деформація балки. Вираховувавши ці пункти стає можливим розрахунок потужності даного приладу.

Фокусування променів

Для фокусування променя використовується плоско-опукла лінза яка концентрує сонячне світло в одній точці балки.

Відповідні параметри лінзи визначаються рівнянням[1]:

$$\frac{n_0}{f} = (n - n_0) \left[\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} + \frac{(n - n_0)d}{nR_1R_2} \right]$$

Для визначення температури сфокусованого променя[4]:

$$T = \sqrt[4]{\frac{i_0 S_1 D^2}{S_2 \sigma d^2}}$$

Де: i_0 – потужність сонячного світла, σ - стала Стефана-Больцмана, S_1 і S_2 – площа освітленої поверхні і повна площа поверхні відповідно. D і d – діаметр лінзи і діаметр зображення сонця в фокальній площині відповідно.

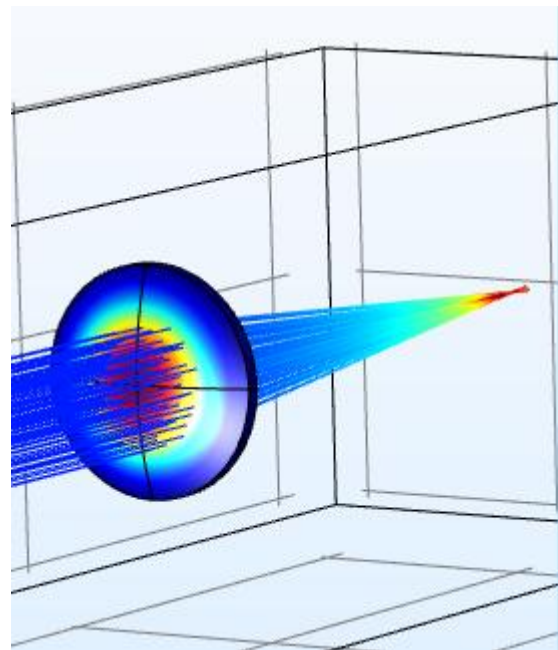


Рис.2 концентрація потоку сонячного випромінювання

Рис.2 відображає спроектований луч в програмі COMSOL, де за допомогою модуля «deposited ray power» можна визначити енергію падаючих на поверхню променів.

Нагрівання

Потрапивши на балку промінь виконує дві функції: нагрівання балки що веде до її деформації та утворення фотозаряду на поверхні напівпровідника.

Для того, щоб балка мала пружну деформації було використано

біморфну структуру. Теплова біморфна балка складається з двох плівок з різними коефіцієнтами теплового розширення КТР, скріплених на поверхні поділу. Типові термічні біморфи виготовлені з одного матеріалу з низьким КТР, такі як діелектрик, як полікремній, і інший матеріал з високим КТР, таких як метал, як алюміній. Коли температура біморфа піднімається, матеріал з високим КТР буде розширюватися більше, ніж матеріал з низьким КТР. Так як обидва матеріали з'єднані один з одним, деформація розвивається в обох шарах матеріалу.

Було проведено моделювання механізми для дослідження радіуса вигину від температури і геометрії балки.

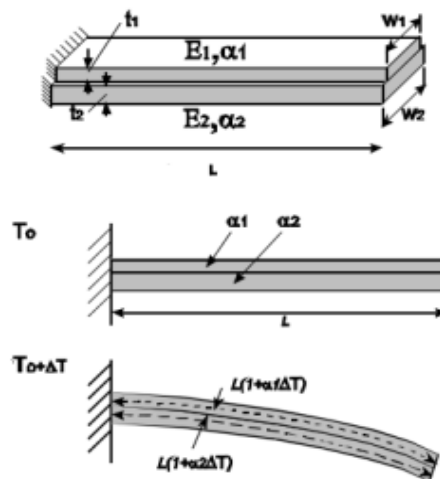


Рис.3 Теплове згинання.

Відповідно розрахункам програми радіус заокруглення зменшується зі збільшенням ΔT . Відповідно формулі:

$$\frac{1}{r} = \frac{6w_1w_2E_1E_2t_1t_2(t_1 + t_2)(a_1 - a_2)\Delta T}{(w_1E_1t_1^2)^2 + (w_2E_2t_2^2)^2 + 2w_1w_2E_1E_2t_1t_2(2t_1^2 + 3t_1t_2 + 2t_2^2)}$$

Де: w – ширина відповідного слою, t – товщина відповідного слою, E – модулю Юнга відповідного слою, a – коефіцієнт термічного розширення.

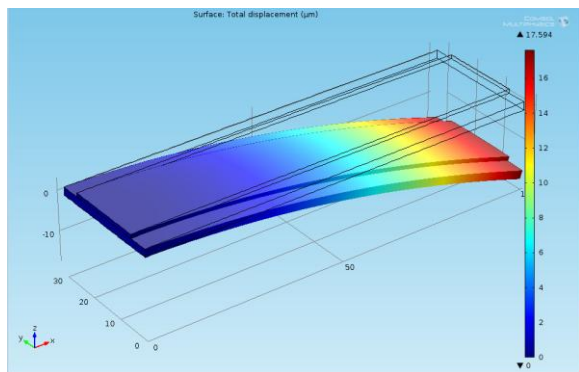


Рис. 4. Зміщення ($a_2 > a_1$)

Знаючи довжину - L можна визначити кут відхилення:

$$\theta = \frac{L}{r}$$

Після того, як радіус кривизни знайдено, вертикальне зміщення вільного кінця балки може бути визначено за допомогою тригонометрії. Вертикальний зсув на вільному кінці дано в рівнянні:

$$d = r - r \cdot \cos \theta$$

З цього можна зробити висновок, що зі збільшенням довжини балки буде збільшуватись і зміщення.[2]

Заряд утворюється за рахунок оптичного переходу що розраховується відповідно до формули [3]:

$$I = I_0 \frac{U_{max}}{\varphi_T} e^{\frac{U_{max}}{\varphi_T}}$$

Де I_0 - тепловий струм, φ_T - температурний потенціал.

Таким чином при поглинанні сонячного випромінювання частина поглиненого перетворюється в тепло що нагріває балку, призводячи її до деформації, а інше перетворюється в заряд.

Висновок

Так як вже згадувалось раніше: зростання температури веде до зниження ККД фотоелектричних елементів, і перетворювач світлового випромінювання що використовує ефект нагрівання для отримання додаткової енергії буде мати більший ККД ніж звичайна сонячна батарея. Подальший розвиток ідеї такого

приладу і дослідження різних конструктивних нюансів можливе призвести до більш практичного використання та покращення його технічних характеристик.

Література

1. Ландсберг Г. С. Оптика. Учебный посібник: Для вузів. 6-е видання 2003.
2. Rachita Shettar, Dr B.G. Sheeparamatti, Modeling and Analysis of Thermal Bimorph Using COMSOL.
3. О. В. Борисов Основы твердо тільної електроніки.
4. <http://physics-animations.com/cgi-bin/forum.pl?forum=rus&mes=86233>

УДК 621.386.8

Система керування відеопроцесором на мікроконтролері STM-32

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

Вступ

Пристрої які використовують цифрові методи реєстрації, обробки і збереження результатів в сучасному світі знайшли широке застосування в дефектоскопії. В нашому повсякденному житті вони широко використовуються для систем контролю якості виробів. Одним з найперспективніших напрямків розвитку технічного зору є відображення зображення в реальному

часі. Принцип формування рентгенівського зображення базується на [1] нерівномірному поглинанні рентгенівського випромінювання структурами досліджуваного об'єкта. Квантова природа формування зображення обумовлює появу флуктуаційних шумів, крім того, шумів сенсора зображення (флуктуаційні, структурні шуми).

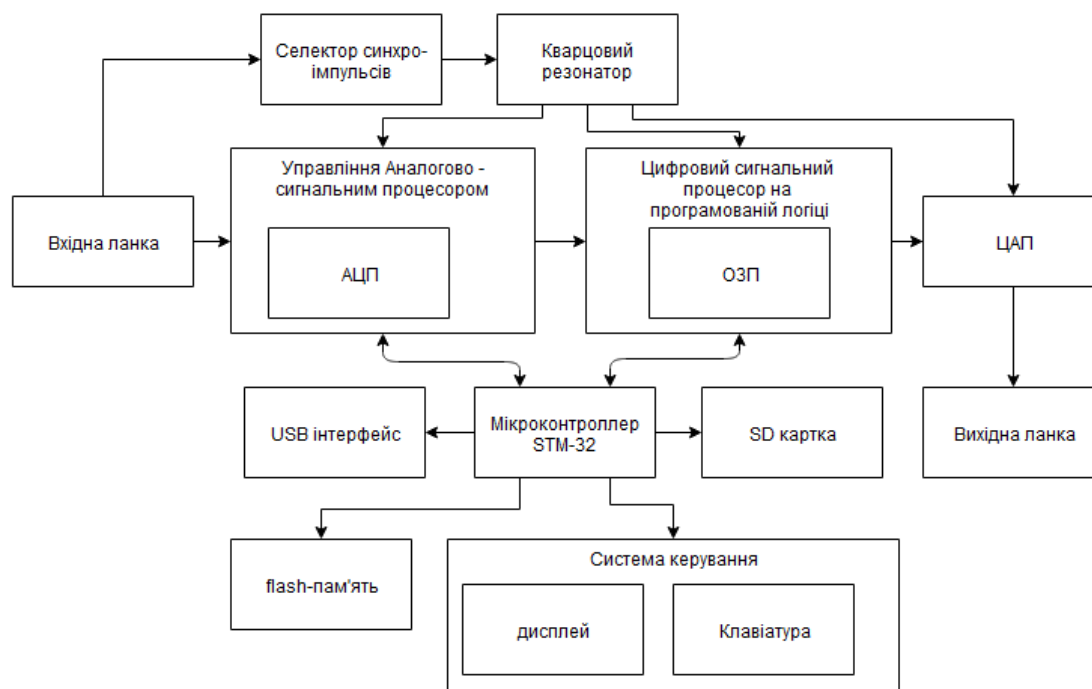


Рис.1 Алгоритм роботи відеопроцесорної системи керування

Потреби до апаратури контролю якості постійно зростають. Одним з напрямків вирішення проблеми шумів є реалізація обробки статистичними методами – шляхом накопичення кількості кадрів, за рахунок цього флуктуаційні шуми інтегруються по полю сигналу, як наслідок отримуємо підвищення відношення сигналу до шуму, це призводить до поліпшення якості зображення і чутливості контролю якості.

Для реалізації алгоритму обробки в цифровому вигляді, необхідно перетворити аналоговий сигнал в цифровий, за допомогою АЦП. На даному етапі виникає проблема дискретизації зображення і як наслідок шум квантування. Для вирішення цієї проблеми слід правильно визначити час експозиції, на який впливає товщина і матеріал виробу. В результаті буде отримано нормований коефіцієнт почорніння зображення. Для досягнення необхідного результату потрібно вписати відеосигнал в динамічний діапазон АЦП.

Вибір мікроконтролера

Важливим в системах технічного зору є забезпечення зв'язку оператора з обчислювальною логікою (клавіатура, дисплей) запам'ятовування, передача і подальше архівування зображення. Все це можна реалізувати за допомогою відеопроцесора. Найбільш підходящим елементом керування у відеопроцесорному пристрої

технічного зору є мікроконтролер з каналами передачі даних SPI та I²C і розвинутою периферією. Оскільки потік даних дуже великий, потрібна висока частота на якій мікроконтролер буде керувати процесом.

Для керування відео процесором було обрано мікроконтролер STM-32F7х.

[3] STM32F7 - це мікроконтролер побудований на ядрі ARM Cortex M7. Дане ядро має багато переваг, але його основна перевага на сьогоднішній день – робоча частота, яка досягає позначки в 216МГц.

Основні характеристики STM-32

[4] STM пропонує широкий спектр продукції, який поєднує в собі дуже високу продуктивність, можливість роботи в режимі реального часу, здатність цифрової обробки сигналів і низьке енергоспоживання.

[3] STMicroelectronics відрізняється від інших виробників напівпровідників прекрасним співвідношенням «ціна / функціонал» при збереженні найвищих стандартів якості. Сімейство STM32 - яскравий приклад цього. У цьому сімействі можна знайти дуже дешеві мікроконтролери серії Value Line, які досягають ціни нижче одного долара, при цьому мають хороший набір периферії.

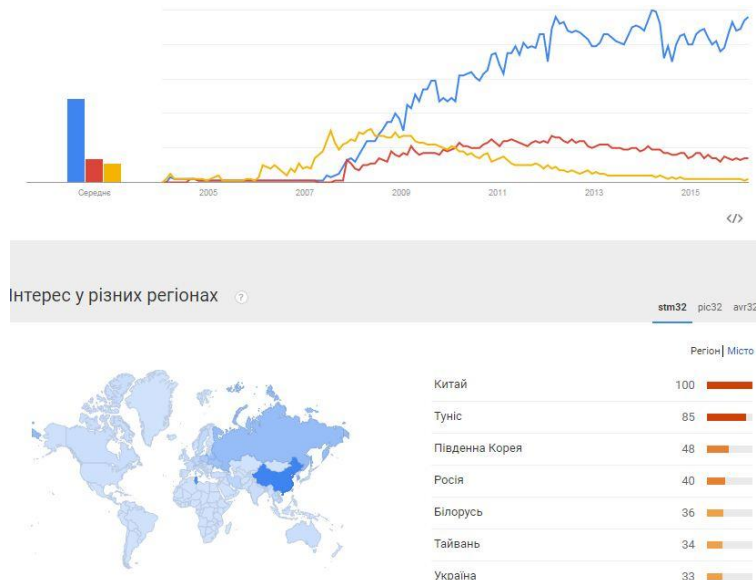


Рис.2 показники популярності STM-32 в пошуковій системі Google [2]



Рис.3 Сімейство 32-бітних мікроконтролерів STM

Мікроконтролер STM32F7x, має вбудований DMA-контролер, що дозволяє розвантажити ядро від обробки і передачі даних. Не можна не відзначити висококласної аналогової периферії. Наприклад, STM32F7x має 12-бітний 24-канальний АЦП з часом вимірювання 0.5мкс. Даний АЦП має

багато переваг: можливість налаштування пакетних вимірювань (порядок вимірювання каналів), можливість змінювати тривалість вимірювання по кожному каналу, можливість працювати в режимі аналогового сторожа (дві програмовані порогові напруги),

вбудований датчик температури, зовнішній тригер. Крім перерахованого, в мікроконтролерах сімейства STM32, які мають кілька АЦП, можна збільшити швидкість перетворення в кілька разів за допомогою спільної роботи декількох АЦП.

Сімейство STM32 відрізняється і чудовим вбудованим CAN 2.0 контролером, а це означає, що всі вузли CAN-мережі мають можливість передавати дані і декілька вузлів одночасно можуть давати запит на шину.

У лінійках STM32F7x є корисна периферія FSMC і SDIO. FSMC - інтерфейс для використання зовнішньої пам'яті типу SRAM, NOR Flash, NAND Flash. SDIO - інтерфейс для роботи з картками пам'яті типу SD, mini SD, micro SD, MMC.(що може бути корисним для архівування рентгенограм).

Лінійки STM32F7x з пам'яттю більше ніж 512 Кбайт мають вбудований модуль захисту пам'яті MPU, який дозволяє додатково підвищити безпеку системи. MPU дозволяє розділити пам'ять на сегменти, встановити для них різні рівні доступу. Це дозволяє заблокувати для програмного коду доступ до окремих зон пам'яті і встановити повноцінні привілейовані і непривілейовані режими. Також MPU генерує переривання в разі, якщо програма спробувала отримати доступ до захищених зон пам'яті.

Сімейство STM32 відрізняється від конкурентів гарною поведінкою в температурному діапазоні від -40 до

105 ° С. Продуктивність ядра і периферії зберігається повністю. Одна з найсильніших сторін ядра Cortex-M7 - його висока продуктивність, яка є результатом всього накопиченого досвіду компанії ARM в області розробки процесорних ядер. Наприклад, ядро Cortex-M7 має окрему шину для даних, окрему шину для інструкцій і окрему шину для управління периферією (архітектура типу Гарварда). Це позбавляє від затримок, які можуть виникнути з архітектурою Фон - Неймана, де весь потік інформації до ядра йде через одну шину. це дозволяє мати теоретичну продуктивність 2,15 DMIPS / МГц.

Переваги лінійки STM32F також виражаються в режимах STOP і Standby, де енергоспоживання падає до 420 мкА і 1,7мкА відповідно. Режим STOP - це режим, в якому всі джерела тактування зупинені, але вміст RAM-пам'яті зберігається, і перехід в активний режим вимагає всього декількох мікросекунд. У режимі Standby все відключено повністю, крім годинника реального часу. Пробудження з цього режиму вже вимагає декількох десятків мікросекунд .

Висновки

Використання мікроконтроллера в схемі управління відеопроцесора дає можливість автоматизувати технологію контролю якості і звільнити оператора від трудоемких робіт пов'язаних з визначенням часу експозиції. Також його використання забезпечує зручність та гнучкість у використанні.

Розвинена периферія дозволяє керувати режимами обробки рентгенотелевізійного зображення, реалізувати запам'ятовування на SD-картку. USB-інтерфейс дозволяє передавати інформацію в зовнішні обчислювальні системи для подальшої обробки і архівування. Низький рівень споживання енергії мікроконтроллера дає можливість використання даного відео процесора в польових умовах.

Використання статистичної обробки дозволить підняти відношення сигналу до шуму на виході системи, підвищити чутливість радіаційного контролю якості.

Література

1. Формування рентгенівського зображення//
<http://xray.com.ua/animals.php?act=rg&acti=formuvannj>.

2. дані системи google trend//
<https://www.google.com.ua/trends/explore?q=stm32%2C%20pic32%2C%20avr32&cmpt=q&tz=Etc%2FGMT-3>
3. Джафер Меджахед// Новсоти електроніки, 2011 рік, випуск 2 ст 3 «STM32: епоха 32-битных микроконтроллеров наступила»
4. STM32 32-bit ARM Cortex MCUs//
http://www2.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html?querycriteria=productId=SC1169

УДК 621.396.2

Особливості цифрової системи мобільного зв'язку

Гажур А.О., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.

Наведені основні переваги на недоліки CDMA стандарту стільникового зв'язку у порівнянні з домінуючим на ринку GSM стандартом. Проаналізовані основні параметри CDMA. Проведено аналіз стану CDMA мереж в Україні та його перспективи розвитку.

Ключові слова: CDMA, GSM, Frequency Hopping, Direct Sequence, завадостійкість, базова станція, мобільна станція

Вступ

Зазвичай користувачі не замислюються про різницю в стандартах зв'язку при виборі мобільного оператора. Проте, між ними існують відмінності і з домінуючим на українському ринку GSM успішно уживається CDMA. У даній статті наведено, які переваги і які недоліки має CDMA порівняно з GSM. Також оцінено сучасний стан CDMA в Україні, спрогнозовано розвиток цього стандарту найблищим часом і запропоновано можливі способи покращення CDMA апаратури для українського ринку.

1. Завадостійкість

Основною особливістю стандарту CDMA, яка вирізняє цей стандарт поміж усіх інших стандартів стільникового зв'язку є висока

завадостійкість, яка досягається за рахунок розширення спектру вихідного інформаційного сигналу, яке може здійснюватися двома різними методами, які називаються: "скачки по частоті" і "пряма послідовність".

Так звані "скачки по частоті" (або FH - Frequency Hopping) реалізуються в такий спосіб[2]: несуча частота в передавачі постійно змінює своє значення в деяких заданих межах по псевдовипадковому закону (коду), індивідуальним для кожного розмовного каналу, через порівняно невеликі проміжки часу. Приймач системи поводить аналогічно, змінюючи частоту гетеродина по точно таким же алгоритмом, забезпечуючи виділення і подальшу обробку тільки потрібного каналу. За допомогою FH зараз виробляються спроби поліпшення технічних характеристик вузькосмугових цифрових систем стільникового зв'язку, зокрема, GSM.

Другий метод "прямої послідовності" (або DS - Direct Sequence), який заснований на використанні шумоподібних сигналів і застосовується в більшості працюючих і перспективних системах CDMA[3]. Він передбачає модуляцію інформаційного сигналу кожного

абонента єдиним і унікальним у своєму роді псевдовипадковим шумоподібним сигналом, який і розширює спектр вихідного інформаційного сигналу. Тут відразу слід зазначити, що число варіантів таких кодів досягає декількох мільярдів, що дозволило б створити персональний зв'язок в масштабах нашої планети. В результаті проведення описаного процесу вузькосмуговий інформаційний сигнал кожного користувача розширюється на всю ширину частотного спектра, виділеного для користувачів мережі (база сигналу при цьому стає багато більше 1). У приймальнику сигнал відновлюється за допомогою ідентичного коду, в результаті чого відновлюється вихідний інформаційний сигнал. У той же самий час сигнали інших користувачів для даного приймача продовжують залишатися розширеними і сприймаються ним лише як білий шум, який є найбільш м'якою перешкодою, в найменшій мірі заважає нормальній роботі приймача.

При кодуванні звуку в прямому каналі використовуються вокодери з лінійним передбаченням і кодовим збудженням CELP, які мінімізують помилки при кодуванні. Для забезпечення перешкодостійкості використовується згорткове кодування[4].

Також фізичний канал розділюється на 64 логічних канали, що дозволяє збільшити ємність CDMA мережі, яка зазвичай в кілька разів вище, ніж TDMA, і на порядок вище ніж FDMA мереж. Один фізичний прямий канал містить 1 пілотний

канал, 1 канал синхронізації, 7 каналів персонального виклику і 55 каналів зв'язку. А зворотній канал містить 1 канал доступу і 1 канал зв'язку.[1]

2. Основні відмінності між стандартами стільникового мобільного зв'язку GSM і CDMA

Ключова відмінність між стандартами стільникового мобільного зв'язку GSM і CDMA - спосіб роботи з частотним ресурсом.

У GSM використовується поділ каналів за часом і за частотою. На кожного абонента виділяється маленька частотна смуга, на якій телефон спілкується з базовою станцією. При цьому «сеанси» обміну даними фіксовані за часом. З певним спрощенням скажімо, що сигнал переривається, але через високу частоту передачі даних абонент цього не помічає. У реальному житті переривання помітні хіба що по характерному звуку динаміків, коли поруч лежить телефон, на який дзвонять або приходить повідомлення.

У свою чергу в CDMA використовується кодове розділення сигналів. Кожен абонент, який підключений до базової станції, використовує весь доступний частотний ресурс, загальний для всіх абонентів, а базова станція спілкується з усіма одночасно. Сигнал від одного з учасників виділяється за допомогою кодової модуляції - кожному абоненту відповідає специфічний «код», що дозволяє виділити його із загального радіоефіру.

Різні схеми простіше описати одним простим прикладом. Уявімо,

що в кімнаті знаходиться кілька людей, розбитих на пари. Перша частина спілкується однією мовою, вони говорять по черзі, наприклад, по 20 секунд - це опис GSM. Друга частина розмовляє одночасно, але на різних мовах - це CDMA. В обох випадках люди нормально спілкуються, але безперервна розмова, очевидно, є більш комфортною, тим більше що сусіди просто не розуміють, про що говорять поруч.

3. Переваги

Різниця в принципах роботи: більш широка смуга частот, виділена на CDMA-абонента, перетворюється на певні переваги CDMA над GSM[6]. Для абонента вони полягають в:

- кожній мобільній станції в технології CDMA виділяється своя унікальна кодова послідовність, що відрізняє її від інших. В ефірі такий сигнал займає смугу частот, що значно перевищує по ширині смугу частот вихідного вузькосмугового сигналу GSM, таким чином підвищується завадостійкість і забезпечується безпека зв'язку.
 - якість голосового зв'язку найвища серед усіх видів стільникового зв'язку і порівняно з якістю звичайного "домашнього" телефону. Тобто в трубці ви будете чути "справжній" голос людини, його буде легше впізнати;
 - висока захищеність зв'язку від прослуховування. За рахунок технічних особливостей стандарту, що б прослухати по радіоефіру будь-яку розмову необхідна апаратура, яка за вартістю не поступається вартості базової станції, що стає не вигідно займатися перехопленням інформації таким чином. У GSM телефонії такого виду перехоплення може бути здійснене обладнанням вартістю декілька десятків тисяч доларів і може поміститися в валізі середніх розмірів;
 - одна базова станція CDMA може одночасно обслужити на порядок більше абонентів, ніж БС GSM операторів, що дозволяє ставити бази CDMA далі одна від одної, роблячи витрати на зв'язок дешевше, що в кінцевому підсумку позначається на вартості хвилини розмови.
 - "Екологічність" CDMA телефону, який випромінює в кілька разів менше, ніж телефон GSM. Для операторів переваги CDMA полягають в більшій ємності базових станцій, їх радіусі дії, простішому налаштуванні мережі, стійкості до перевантажень і можливості адаптації під конкретні завдання. CDMA-оператори можуть покривати більшу площу меншою кількістю обладнання, яке легше налаштовується.
- Виникає закономірне питання - якщо CDMA на стільки кращий за GSM, то чому найпоширенішим стандартом є GSM? Причини досить прості. На момент створення CDMA GSM вже існував, був вибір готових рішень як операторського обладнання, так і споживчого. Більш досконалий CDMA вимагав великих обчислювальних потужностей,

створення нових рішень для менш поширеною технологією і, наприклад, звичайні телефони коштували дорожче своїх GSM-аналогів і були з ними несумісні.

Крім цього, існувала проблема зручності для користувача. У мережі GSM ідентифікатором абонента є SIM-карта, на ній зберігається необхідна оператору інформація. Користувач, який бажає змінити старий мобільний телефон на новий, просто переставляв сімку. Для роботи в мережах CDMA необхідні дані записувалися (прошивалися) в сам телефон, в ньому в принципі не було слота для SIM-карти. Тому зміна мобільного телефону несло за собою необхідність візиту в салон оператора, а наявний телефон не можна було використовувати в інших країнах, наприклад, в роумінгу. Аналог SIM для CDMA з'явився в 2002 році, і отримав назву R-UIM. Почали з'являтися і телефони, що працюють як в CDMA, так і в GSM, проблема обмеженого вибору пристроїв поступово зникла. Свою роль в цьому зіграли американські оператори, які стали локомотивом розвитку стандарту. На українському ринку CDMA оператори займають помітно меншу частку, вибір сумісних смартфонів або телефонів менше, але частина обладнання імпортують оператори, а користувачі при бажанні можуть самі купити підходящий смартфон на міжнародних майданчиках.

Якщо врахувати плюси і мінуси, вийде, що технології з споживчої точки зору виглядають порівнюваними, остаточний вибір

зводиться тільки до покриття оператора.

Параметр	GSM	CDMA A
Ширина полоси частот, МГц	0.2	1.23
Число інформаційних каналів на несучу	8	35
Максимальна дальність дії радіозв'язку, м	1454	3256
Коефіцієнт підсилення мобільного зв'язку, дБм	150.7 7	164.67
Відношення сигнал/шум, дБ	9	6-7

4. CDMA в Україні

Озвучені висновки застосовні в першу чергу з точки звичайного телефонного спілкування, але розмови давно стали просто однією з послуг операторів на тлі інтернет-доступу.

Спочатку стандарт GSM забезпечував максимально можливу швидкість передачі даних до 9,6 кбіт/с. Технології GPRS і EDGE, які відносять до покоління 2G, дозволили розігнатися до теоретичних 474 кбіт/с. У третьому поколінні GSM-мереж UMTS для передачі даних використовується технологія WCDMA, яка є похідною від CDMA, в ній застосовується схоже кодове

розділення каналів. Подальший розвиток технологій і впровадження HSPA + і DC-HSDPA (наприклад, у «Київстар» і «Lifecell») забезпечують теоретичну швидкість обміну даними в 42,2 Мбіт/с («Київстар», об'єднання двох «несучих») або навіть 63,3 Мбіт / с («Лайф», три «несучі»).

Початковий CDMA мав більший запас міцності і забезпечував швидкість передачі даних до 153 кбіт/с. Наступні фази розвитку стандарту вже класифікуються як 3G-мережі, для передачі даних використовується технологія EV-DO. Залежно від реалізованого покоління стандарту (Rev.) максимальна швидкість передачі даних в такій мережі змінюється від 2,4/0,153 Мбіт/с (Rev.0, upload / download) до 73,5/27 Мбіт/с (Rev.B). Природно, що наведені для кожного стандарту цифри є теоретичними, для всіх підключених абонентів таких швидкостей домогтися неможливо і реальна швидкість доступу виявляється в рази менше. Плюс, все залежить від реалізованих технологій. Наприклад, «Інтертелеком» в великих містах працює на стандарті Rev.B і забезпечує швидкість до 14,7 Мбіт/с.

Впровадження в Україні нових технологій мобільного зв'язку UMTS (WCDMA) і CDMA2000 надасть користувачам можливість як високошвидкісної мобільної передачі даних, так і мобільного голосового зв'язку з широким набором нових сервісних послуг. Основними перешкодами на шляху впровадження нових стандартів в Україні є: стан частотного ресурсу, питання сертифікація нового обладнання,

потреби в значних капіталовкладеннях, проблеми спільного співіснування стандартів і систем мобільного зв'язку різних поколінь. [4]

5. Розрахунки

Великою перевагою CDMA перед іншими системами є те, що CDMA може багаторазово використовувати повний спектр всіх сот.

У випадку коли кількість абонентів рівно N , базова станція приймає сигнал, який складається з необхідного нам сигналу з потужністю C і $N-1$ сигналів, що інтерферують, також з потужністю C . Звідси відношення несучої до інтерференції може бути виражено як

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{(N-1)C} = \frac{1}{N-1} \quad (1)$$

де C - рівень потужності необхідного сигналу; I - рівень потужності інтерференції.

З (1) можна визначити

$$N = \frac{1}{C/I} + 1 \quad (2)$$

На відміну від систем FDMA і TDMA, в системі CDMA найбільше цікавить відношення E_b/N_0 , тобто відношення несуча/інтерференція, чим відношення C/I . Припустимо що R – швидкість передачі даних (у нашому випадку 9600 bps) W – ширина каналу (1.25 MHz) Відношення між C/I і E_b/N_0 може бути виражене як

$$\frac{C}{I} = \frac{R \cdot E_b}{W \cdot (N_0 + I_r)} \quad (3)$$

Перемножуючи (2) і (3),
отримуємо

$$N = \frac{W/R}{(E_b/(N_0 + I_{tr}))} + 1 \quad (4)$$

Вираження (4.37) визначає
максимальне число абонентів в
системі CDMA залежно від
мінімальної величини E_b/N_0 необхідної
для нормальної роботи системи.

З урахуванням середньої
активності мови абонента: $VAF=0.35$:

$$N = \frac{W/R}{(E_b/(N_0 + I_{tr}))} \cdot \frac{1}{VAF} + 1 \quad (5)$$

З урахуванням багатократного
використання частоти: $F=0.65$:

$$N = \frac{W/R}{(E_b/(N_0 + I_{tr}))} \cdot \frac{F}{VAF} + 1 \quad (6)$$

З урахуванням секторизації, яка
для 120° секторизації $G=2.55$:

$$N = \left(\frac{W/R}{(E_b/(N_0 + I_{tr}))} \cdot \frac{F}{VAF} + 1 \right) G \quad (7)$$

З урахуванням відношення
сигнал/(шум+інтерференція) $\frac{E_b}{N_0 + I_t}$,
яка дорівнює 3.43 дБ, отримуємо

$$N = \left[\frac{1.25 \cdot 10^6 / 9600}{3.43} \cdot \frac{0.65}{0.35} + 1 \right] \cdot 2.55 =$$

$$(37.96 \cdot 1.86 + 1) \cdot 2.55 \approx 182$$

Тобто за стандартних умов при
стандартній ширині пропускання
каналу для CDMA ємність однієї
базової станції дорівнює приблизно
182 абоненти.

Підставляючи різні значення
ширини каналу в діапазоні від 0.2
МГц до 3 МГц отримуємо графік

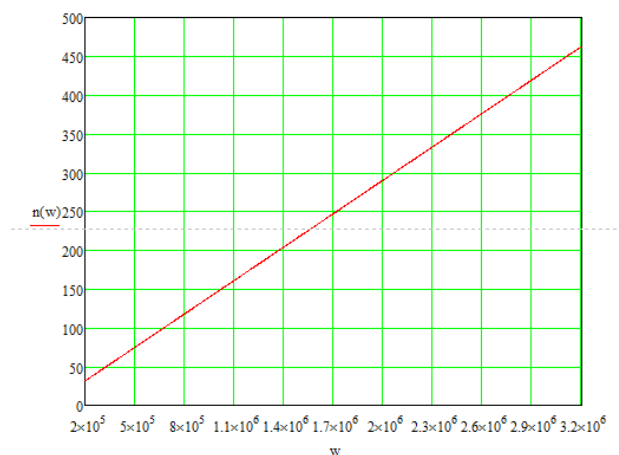


Рис. 1.

Аналізуючи графік можна
помітити, що збільшуючи ширину
пропускання каналу на кожні 0.25
МГц, ємність базової станції зростає
на 36 абонентів. Таким чином,
збільшивши ширину каналу до 3.2
МГц, можна збільшити ємність мережі
з 182 до 463 абонентів.

Використовуючи [7], а саме
розраховані значення максимальної
дальності радіозв'язку для стандартів
мобільного стільникового зв'язку
GSM і CDMA r_m (1454м для GSM і
3256м для CDMA), побудуємо графік
залежності площі дії мережі від
кількості сот для GSM і CDMA,
використавши формулу $S = \left[\frac{r^2 * N * \pi}{1.21} \right]$,

де 1.21 – коефіцієнт, який враховує
відмінність форми соти від
окружності.

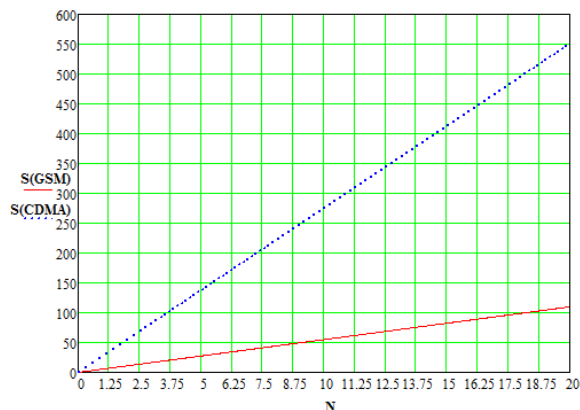


Рис. 2.

З розширенням каналом зв'язку, а саме 3.2 МГц, сота буде покривати таку ж площу, що і сота зі звичайною шириною каналу (1.23 МГц), але може обслуговувати більшу кількість абонентів, що доводить рис.3 (залежність кількості абонентів від кількості базових станцій).

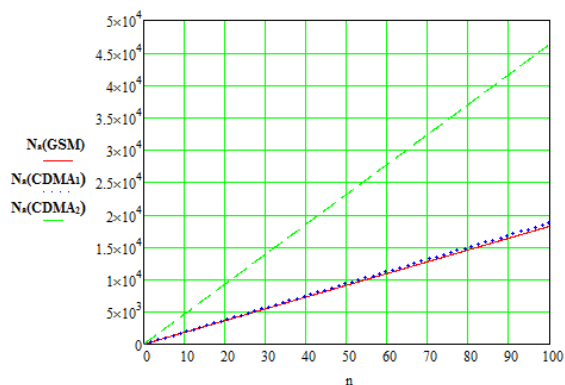


Рис. 3.

Висновок

Таким чином, цифровий стандарт мобільного стільникового зв'язку (CDMA) перевершує всі інші стандарти майже по всім параметрам, що доводить його рентабельність на сучасному ринку інформаційних технологій. Основними його перевагами є висока перешкодостійкість, що досягається

шляхом розширення каналу зв'язку за допомогою кода Уолша. Це також дозволяє доцільніше використовувати частотний ресурс. Також, так як CDMA мережа споживає меншу потужність, ніж аналогічна їй GSM мережа, то для її реалізації потрібно менша кількість обладнання, яке легше налаштовується і дозволяє CDMA-операторам покривати більшу площу. Висока захищеність каналу зв'язку не тільки гарантує конфіденційність розмов користувачів, а й дозволяє використовувати цей стандарт в військовій промисловості.

Аналізуючи розрахунки, розширення ширини каналу в CDMA дозволить у декілька разів збільшити число абонентів порівняно з GSM і CDMA зі звичайною шириною каналу. Це дозволить вирішити проблему неякісного зв'язку у містах з високою густиною населення або у місцях великого скупчення людей, таких як стадіон або концертний зал.

Література

1. Nyberg H., Craig, S., Magnusson S., Edgren, E. Collision properties of GSM hopping sequences/The 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2000, pp. 1004—1008.
2. Haykin, Simon (2008). [Communication systems](#) (4 ed.). John Wiley & Sons. pp. 488—99.
3. Лубенец С.В. Перспективы и проблемы развития систем беспроводной передачи данных

- в Україні // Вісник Національного технічного університету „ХПІ”. Зб. наук. пр. Темат. випуск: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ „ХПІ”, 2007. – №30. – с. 13-18.
4. А.И.Берлин Б.49 Цифровые сотовые системы связи. - М.: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.: ил.
5. М.С. Андрейчук GSM против CDMA: в чем разница? URL: <http://itc.ua/articles/gsm-protiv-cdma-v-chem-raznitsa-2> (дата обращения: 10.03.2016)
6. А.С. Попов. Описание стандарта CDMA. URL: http://dimitriy-od.narod.ru/IS_95_1/CDMA_1.htm (дата обращения: 02.03.2016)
7. Дзюра Э.В., Денбновецкий С.В. Характеристики і параметри сучасних систем мобільного зв'язку // Electronics and Communications. – 2015. – №4. – с.99-94.

УДК 621.316.8

Автоматизований програмно-апаратний комплекс для дослідження тензорезистивних властивостей наноструктурованих плівкових матеріалів у магнітному полі

Говорун М.В., Великодний Д.В., Проценко І.Ю.

Розроблена автоматизована система, що дозволяє осаджувати плівкові матеріали у герметичному об'ємі вакуумної системи та досліджувати їх тензорезистивні характеристики без розгерметизації робочого об'єму.

Можливість досягнення таких результатів отримана за допомогою конструктивних особливостей програмно-апаратного комплексу. Експериментальний пристрій знаходиться у вакуумній камері та під'єднаний безпосередньо до електромережі установки ВУП-5М. Корпус виконано з немагнітних матеріалів, які не вступають в реакцію та стійкі до умов проведення дослідження. Система дозволяє конденсувати одночасно три двокомпонентних тонкоплівкових зразка з різними товщинами. Модулі керування мінімізують необхідне людське втручання в процес та дають змогу проводити експеримент без розгерметизації робочого об'єму установки. Розглянемо принципи роботи цих модулів: модуль керування автоматичним відкриттям механізму заслінки спрацьовує при досягненні необхідного значення

швидкості конденсації, що дозволяє рівномірно осаджувати плівкові матеріали. Механізм закриття заслінки дозволяє отримувати задану товщину нанесення шарів. Вимірювання товщин відбувається за допомогою системи кварцевих резонаторів, що дозволяють вимірювати товщини з точністю ± 1 нм.

Процес конденсації плівкових зразків та подальших їх тензорезистивних досліджень проводиться методом *in-situ* в вакуумній камері установки ВУП-5М при тиску залишкових газів 10^{-4} Па. Конденсація декількох плівок одночасно здійснюється завдяки поперечному механізму переміщення зразків. Така функціональна можливість дозволяє суттєво зменшити час проведення експерименту та підвищити "чистоту" досліджуваних матеріалів. Модуль керування мікрогвинтом дозволяє проводити розтяг/стискання плівок у діапазоні до 2% початкового лінійного розміру.

Вимірювання тензорезистивних властивостей може відбуватися як в постійному магнітному полі 50 мТ, так і без нього завдяки системі

автоматизованого переміщення постійних магнітів в робочу область плівкових зразків.

Апаратна частина автоматизованого комплексу працює під керуванням мікроконтролерного комплексу Arduino Mega, що дозволяє одночасно зчитувати значення опору 3-х тонкоплівкових зразків, а також за допомогою електромагнітних реле керувати процесом конденсації та деформації плівкового зразка.

Програмне забезпечення реалізовано за допомогою візуального середовища програмування LabVIEW, що дало змогу створити дружній для користувача інтерфейс, ефективно розмежувати дані для керування модулями механізму.

Отже, у результаті було розроблено програмно-апаратний комплекс, який дозволяє осаджувати плівкові матеріали у герметичному об'ємі вакуумної системи та досліджувати їх тензорезистивні характеристики у магнітному полі без розгерметизації робочого об'єму. Конструктивні особливості дають змогу мінімізувати людський фактор у експерименті, а також забезпечити достатню чистоту за рахунок

керуючих модулів та матеріалів, з яких він виготовлений. Було створено програмне забезпечення для керування процесом експерименту, розрахунку та візуального представлення результатів дослідження.

Література

1. Великодний Д. В. Тензоэффект в двухслойных пленках Cu/Cr и Fe/Cr / Д. В. Великодний, С. И. Проценко, И. Е. Проценко // ФИП. – 2008. – Т. 6, № 1-2. – С. 37–42.
2. Великодний Д. В. Автоматизация процесса исследования тензорезистивных свойств тонкопленочных материалов / Д. В. Великодний, С. И. Проценко // Современные информационные системы. Проблемы и тенденции развития: II-я международная научная конференция, 2-5 окт. 2007 г. : мат. конф. – Харьков-Туапсе: ХНУРЕ, 2007. – С. 164-165.

УДК 621

Цифровий сигнальний процесор на програмованій логічній інтегральній схемі

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

У системах технічного зору цифрова обробка зображення в реальному масштабі часу використовується для поліпшення технічних характеристик і розширення функціональних можливостей систем даного типу. Так, наприклад, в рентгеноскопичних системах промислового призначення цифрова обробка рентгенотелевізійного зображення дозволяє прибрати флуктуаційні шуми рентгенотелевізійного каналу накопиченням кадрів телевізійного зображення протягом часу регульованою експозиції, що істотно покращує тіньове рентгенівське зображення, (в два три рази) підвищити контрастну чутливість систем даного типу, отримати цифрову рентгенограму як результат контролю якості виробів і ін. Для радіаційних систем контролю виробів характерний високий рівень шуму, обумовлений флуктуаціями рентгенівських квантів на вході детектора рентгенівського випромінювання. 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. Шуми рентгенівських квантів мають флуктуаційний характер, і це дозволяє ефективно боротися з ними шляхом накопичення тіньового рентгенівського зображення протягом регульованого часу експозиції.

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. Обробка рентгенівського зображення в реальному масштабі часу передбачає

необхідність використання швидкодіючих алгоритмів. Для реалізації алгоритмів статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення треба обирати програмовані логічні матриці, що володіють необхідною швидкодією і достатніми для цього ресурсами.

Зазвичай цифрова обробка реалізується на основі використання комп'ютерних технологій обробки телевізійного зображення. Для цього потрібні спеціальні апаратні засоби і програмне забезпечення. Сучасна елементна база цифрової електроніки дозволяє реалізувати алгоритми цифрової обробки рентгенотелевізійного зображення на апаратному рівні. Однак, для реалізації алгоритмів обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу потрібна висока швидкодія, так як потік відеоданих, що обробляється може досягати 25-30 Мбайт / сек.

Реалізацію цих завдань виконує відеопроцесор, основною складовою якого є цифровий сигнальний процесор. Він має бути побудований на апаратних засобах, що мають необхідну швидкодію і достатні ресурси для можливості реалізації алгоритму цифрової обробки телевізійного відеосигналу в реальному часі. Алгоритм статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення реалізує цифровий сигнальний процесор, який включає в себе: арифметичний логічний пристрій (АЛП), контролер ОЗП і 2-х банковий запам'ятовуючий оперативний пристрій (ОЗП), в якому власне і

здійснюється цифрове накопичення рентгенотелевізійного зображення. На Рис.1 зображено структурну схему цифрового сигнального процесора. Алгоритм статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення здійснюється шляхом накопичення кадрів рентгенотелевізійного зображення в ОЗП. Для того, щоб ми могли контролювати кількість накопичених кадрів, використовується детектор. При досягненні певного рівня накопиченого в ОЗП відеосигналу контролер автоматично зупиняє процес інтегрування і переводить контролер ОЗП в режим читання.

Для виконання цифрового сигнального процесора є доцільним використання ПЛІС, оскільки це забезпечить можливість реалізації алгоритму цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі. Використання ПЛІС дозволяє уникнути появи затримок при передачі інформації між функціональними блоками цифрового сигнального процесору, оскільки вони фізично знаходяться в одній мікросхемі.

ПЛІС- це електронний компонент, що використовується для створення цифрових інтегральних схем. На відміну від звичайних цифрових мікросхем, логіка роботи ПЛІС не визначається при виготовленні, а задається за допомогою програмування. Для цього використовуються програматори і налагоджувальні середовища, що дозволяють задати бажану структуру цифрового пристрою у вигляді принципової електричної схеми або

програми на спеціальних мовах опису апаратури (Verilog, VHDL, AHDL та інші).

Основною перевагою ПЛІС є велика кількість програмованих ресурсів, які дозволяють організувати паралельні обчислення, продуктивність яких може легко забезпечити обробку рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу. 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 обробки відеосигналу адекватний розв'язуваній задачі, що забезпечує високу ефективність обчислень.

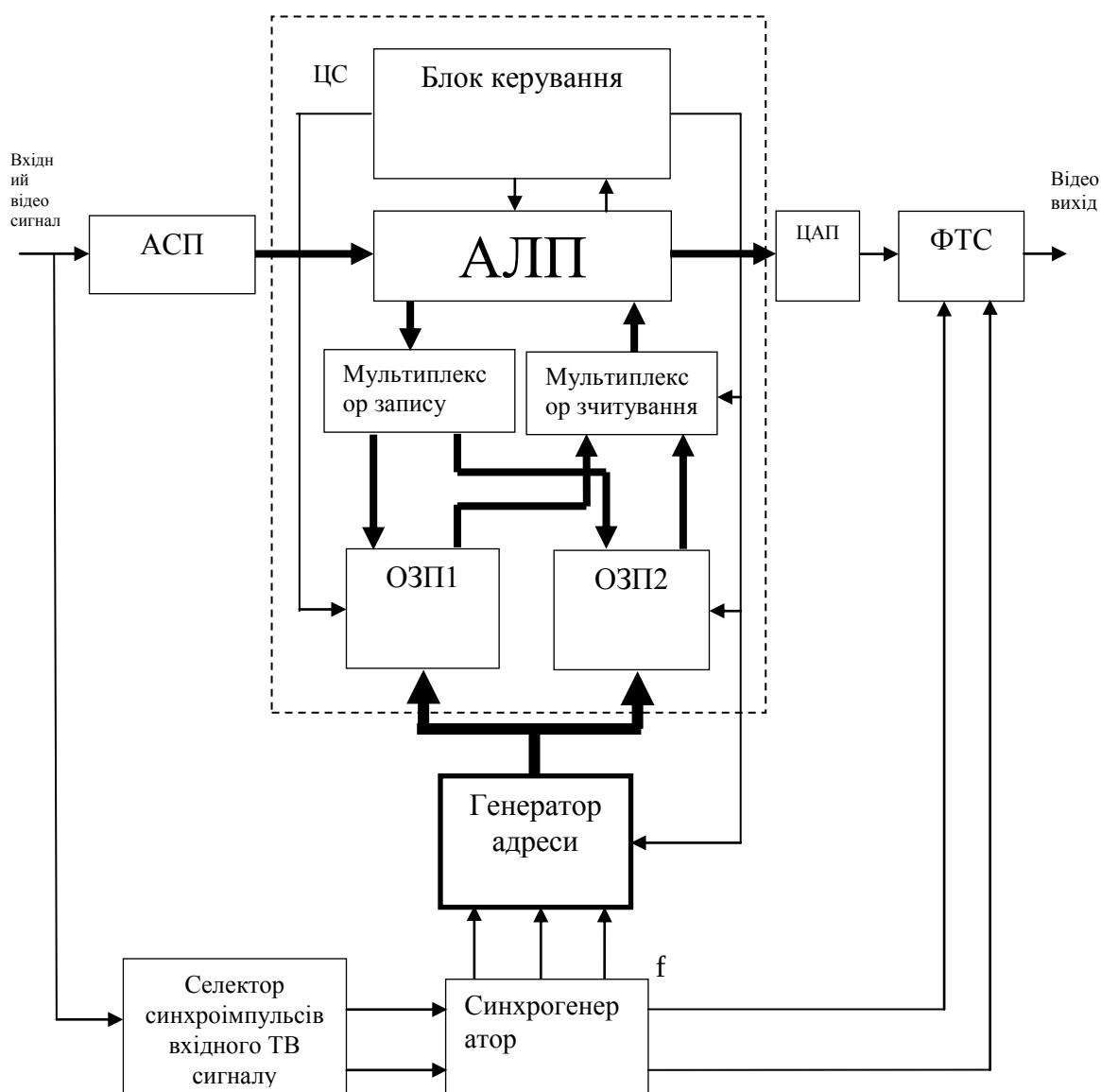


Рис1. Структурна схема цифрового сигнального процесора

Виходячи з перерахованих властивостей ПЛІС, можна зробити висновок, що системи на ПЛІС найдоцільніше розглядати в задачах, орієнтованих на одноманітну інтенсивну обробку потоку даних, переважно паралельну або багатоканальну, з масовим зверненням до пам'яті, що характерно для статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу.

На сьогоднішній день, існує великий спектр ПЛІС, які дозволяють реалізувати швидкодіючі алгоритми обробки рентгенотелевізійного зображення.

При виборі ПЛІС треба враховувати основні параметрами і системні особливості, які можна розділити на три групи: функціонально-технічні, технологічні та загальнотехнічні.

До першої групи належать такі параметри: кількість логічних вентилів, кількість вбудованих процесорів і при необхідності аналого-цифрових перетворювачів, наявність вбудованих блоків помножувачів, кількість внутрішніх блокових ОЗУ, кількість і типи внутрішніх буферів з можливістю перемикання в високоомний стан для організації системних двонапрямлених шин, наявність високошвидкісних трансиверів, наявність функцій індивідуального контролю високоомного стану і часу наростання фронту вихідного сигналу по кожному зовнішньому виводу.

До другої групи належать такі параметри, як швидкодія, надійність,

номенклатура і значення напруги джерел живлення, ємність пам'яті різних типів та ін.

До третьої категорії відносяться параметри, які визначаються предметною областю і умовами експлуатації розроблювального виробу. При цьому взято до уваги такі параметри: робочий діапазон температур, вартість засобів розробки, що включає вартість програмного забезпечення і вартість апаратних засобів налагодження, вартість обладнання для програмування ПЛІС або конфігураційних ПЗУ, наявність методичної та технічної підтримок, наявність і надійність постачальників мікросхем і безпосередньо їх вартість та ін.

Додатковим фактором при виборі ПЛІС є наявність досить розвинених відкритих версій САПР, які надають розробники приладів даного типу з повним набором документації по архітектурі і застосування ПЛІС. Крім того, важливим фактором є можливість програмування ПЛІС безпосередньо на платі, а також наявність опису завантажувального кабелю для програмування і завантаження конфігурації розроблювального пристрою.

Оптимальним вибором за критеріями ціни та ресурсів є ПЛІС фірми ALERA Cyclone IV GX, оскільки серед усіх сімейств Altera, 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 забезпечується програмним пакетом Quartus II Design Software Version 9.1 Service Pack 1,

який у вільному доступі. Серед ПЛІС ALERA

Cyclone IV GX оптимальним за критерієм ціна/ресурси є ПЛІС ALERA Cyclone IV GX EP4CGX15. На Рис.2 можемо побачити структурну схему цієї ПЛІС.

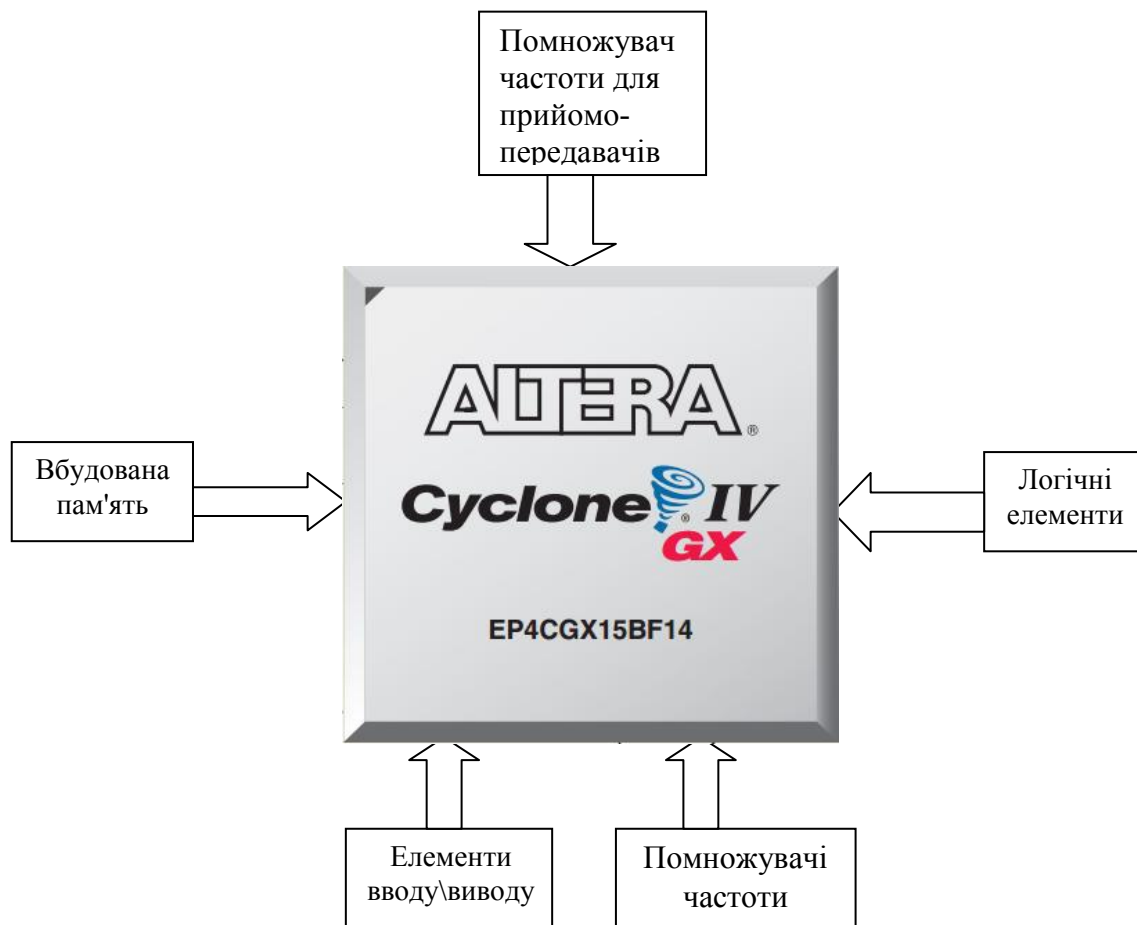


Рис2. Структурна схема: ALERA Cyclone IV GX

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 М9К	60
Об'єм вбудованої ОЗП (кбіт)	540

Як бачимо, дана ПЛІС має оптимальні ресурси та вартість для реалізації даного цифрового сигнального процесора.

Висновок. Виконання цифрового сигнального процесора на ПЛІС дозволяє реалізувати алгоритм цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі. Оптимальним вибором є ПЛІС фірми ALERA Cyclone IV GX оскільки серед усіх сімейств Altera ПЛІС Cyclone IV відрізняються найнижчою вартістю логічного елемента і найнижчим енергоспоживанням, а також мають достатні ресурси для реалізації алгоритму цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі.

Література

1. Владимир Вычужанин. ПЛИС серии CYCLONE с встроенными аппаратными трансиверами // Современная электроника - 2010-#5- С. 28-33.
2. Каут М.С., к.т.н. Терлецкий А.В. Цифровая обработка рентгенотелевизионных изображений в системах неразрушающего контроля качества изделий// Перспективні напрямки сучасної електроніки - 2014 .
3. О.О. Богдан Цифровий відеопроцесор рентгенотелевізійного зображення. URL: <http://kpiarticle.com/tag/videoprocessor/>

УДК 519.857.6

Пріоритетна обробка інформації

Дзеканюк О.В., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А.

Суть проблематики:

Пріоритетна обробка інформації є досить складним процесом та вимагає спеціальних математичних алгоритмів. При розробці математичних моделей систем із функціями пріоритетності, постає багато труднощів та проблем пов'язаних із впровадженням цих моделей у реальні пристрої. Такі пристрої призначені для обробки інформації із будь-яких джерел в режимі розподілу часу. Тому для вирішення різного роду задач було б зручно використовувати універсальний алгоритм. Проте на сьогодні не існує універсальних програм, які дали б змогу управляти хоча б деякими близькими між собою задачами. А отже, під кожен задачу люди створюють унікальну систему, яка здатна коректно працювати лише однозначно. Це стосується в першу чергу комп'ютерних систем обробки інформації, а також сучасних напрямків - нейронних мереж та штучного інтелекту. При моделюванні алгоритму пріоритетної обробки інформації, виникає проблема у виборі того фактору, на основі якого буде виконуватися управління процесами пріоритетності, тобто система повинна наперед знати, з чим вона працюватиме. Сучасний розвиток науки та техніки не може забезпечити

електронній системі самовизначеності та автономності у виборі рішення, все зводиться до впровадження так званих «експертів», які закладені у програму та шляхом розрахунків визначають рішення задачі та пріоритетність інформації. Метою роботи є наступне – визначити основний принцип пошуку та присвоєння інформації відповідного пріоритету, а також прикладна модель системи пріоритетної обробки інформації. Це дозволить розробляти нові методи обробки інформації та принципи побудови систем із штучним інтелектом.

Математична модель та результати моделювання:

Для роботи з інформацією дуже важливою є точність, незалежно від способу представлення. Коли мова йде про певні задачі, які потребують вирішення, використовують зараз лише комп'ютери, адже немає поки що більш досконалого інструмента. Тому будь-яка задача, незалежно від області застосування, характеризується математичним алгоритмом, тобто послідовністю операцій в режимі реального часу. Коли мова йде про пріоритетну обробку, тобто кожному елементу присвоюється певний ваговий коефіцієнт. Тому постає проблема у

створенні системи, яка зможе розподіляти дані за певними критеріями та ставити їх на виконання у відповідності до їхньої ваги (пріоритету). Цей принцип вже використовується в різних комп'ютерних мережах, та є перспективним у майбутньому, шляхом збільшення кількості критеріїв та складності алгоритму. Для того, щоб розв'язати багатокритеріальну задачу необхідно звести її до скалярної, шляхом введення деякого узагальнюючого критерію. Всі існуючі методи мають приблизно однакову схему:

1) Всі критерії нормують, тобто зводять до порівнюваного безрозмірного вигляду.

2) Їх «згортають» в одну цільову функцію, у так званий узагальнений критерій, враховуючи їх відносну важливість за допомогою вагових коефіцієнтів [1].

$$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n), \alpha_i \geq 0, i \in I, \sum_{i \in I} \alpha_i = 1;$$

- метод цільового програмування
- метод мультиплікативної згортки
- критерій мінімуму та максимуму

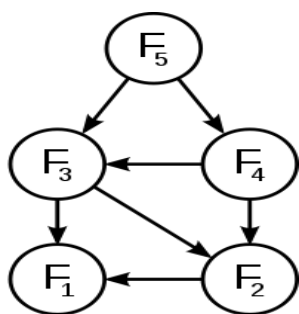


Рис. 1 Динамічна задача

характеризується зв'язком між результатами виконання проміжних операцій [2].

Розглядаємо багатокритеріальну динамічну задачу [3] з експертними оцінками, склавши математичну модель:

$$\Gamma = [E, U, \{J_i\} i = 1, m, P, L] \quad (1)$$

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (2)$$

$$x(t_0) = x_0 \quad (3)$$

де A та B – матриці розміром $(n \times n)$ та $(n \times q)$ відповідно. Через позначене множини керувань, вибором яких розпоряджається система прийняття рішення. Нехай на керування обмежень не накладено, тобто:

$$u = (u_1, \dots, u_q) \in U = R^q$$

$t \in [t_0, t_1]$ – проміжок часу функціонування системи, де t_0 та t_1 – моменти початку та завершення процесу [4]. В рівняннях (2) та (3) представлено зміну фазового вектора $x = (x_1, \dots, x_n) \in R^n$ під дією керування.

Початкова умова $x(t_0) = x_0 \in R^n$ задано і визначає початковий стан системи.

Маємо множини критеріїв динамічної задачі:

$$J_i = \int_{t_0}^{t_1} U^T D_i u dt + x^T(t_1) C_1 x(t_1) \quad (4)$$

$$i = \overline{1, m}$$

де D_i та C_1 – позитивно визначені симетричні матриці розміру $(q \times q)$ та $(n \times n)$ відповідно.

Експертам, для порівняння по вазі або пріоритетності, пред'являється набір критеріїв $(J_1, J_2, \dots, J_m)$, які виступають в якості об'єктів, що порівнюються [5]. Тим же самим формується невід'ємна матриця експертних оцінок:

$P = (p_{ij})_{p \times m}$, де кожний i -й рядок вказує на результат i -го експерта у вигляді коефіцієнтів пріоритетності в задачі (1). Система, яка приймає рішення дає оцінку експертним даним, враховуючи їх важливість при оцінці критеріїв в задачі, отримаємо

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & & 0 \dots 0 \\ 0 & l_2 & & 0 \dots 0 \\ \dots & & \dots & \dots \\ 0 & 0 & & 0 \dots l_p \end{bmatrix}$$

Так визначається діагональна матриця, елементи на головній діагоналі якої позитивні і вказують на важність (або «вагу») експертів при оцінюванні критеріїв [6]

Наприклад, матриця $L = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix}$ говорить про те, що висновок другого експерта в 2 рази вважається важливішим, чим висновок першого. Задача знаходження компромісного вирішення, де враховується як висновки всіх експертів, так і системи, що приймає рішення, із експертних даних, зводиться до знаходження вагового вектора:

$$A = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p)$$

Очевидно, що такий вектор, повинен бути одержаним із матриці

експертів P і матриці L , яка дає висновок системі, що приймає рішення.

$$A = e_p \cdot L \cdot P \quad (5)$$

де e_p – є вектор-рядок, який складається із p -одиниць. Наприклад, при $p=2$ вектор $e_p = (1 \ 1)$. Вектор A визначає середнє значення ваг у матриці P по критеріям із врахуванням висновку системи, що приймає рішення про експертні дані, вираженому матрицею L . Елементи α_1 вагового вектора можна нормувати, тому нехай вектор A такий, що $\sum \alpha_1 = 1$

Застосування даного методу знаходження вектора компромісних експертних оцінок A до вирішення багатокритеріальної динамічної задачі оснований на її скаляризації за допомогою лінійної згортки критеріїв. Також, найкращим вирішенням задачі (1) являється те, яке дає менше значення лінійної згортки критеріїв [7]:

$$F_{\Sigma} = \sum_{i=1}^m \alpha_i J_i$$

Критерій F_{Σ} є зручним у використанні і дозволяє зберігати лінійність вихідних функцій. Тобто, якщо вихідні критерії лінійні, то і результуючий критерій теж буде лінійним. Система, яка керується пріоритетами і одночасно керує вихідним вузлом, зазвичай працює в певних рамках, тобто накладаються певні обмеження. Нехай маємо систему керування вхідним потоком даних, то система критеріїв

формуватиме матрицю вагових коефіцієнтів, яка і буде ключовим фактором у цьому процесі [8].

Тому матриця вагових коефіцієнтів, є якісною характеристикою пріоритетності у динамічній задачі. В матриці вагових коефіцієнтів можуть знаходитись як статичні величини так і динамічні. У випадку динамічних параметрів теоретично можливо буде передбачити майбутню поведінку електронної системи [9].

Висновки:

На основі теоретичних досліджень встановлено: динамічна система працюючи в реальному часі, вимагає великих обчислювальних потужностей та енергозатрат для виявлення, обробки та передачі пріоритетної інформації. І саме використання математичного моделювання дає можливість якісної та кількісної оцінити її стан та дає можливість прогнозування поведінки системи на основі одержаних раніше закономірностей. Оскільки математичний апарат є універсальним для будь-якого роду задач, то даний підхід в майбутньому дозволить створювати екстраполяційні алгоритми з елементами передбачення для будь-яких ситуацій (в електронних системах, економічних показниках, хемотронних та біоелектронних системах). Отже, дані системи керуються за рахунок матриці вагових коефіцієнтів, яка представляє собою матрицю вигляду:

$$L = \begin{bmatrix} I_1 & 5.7 & 0.01 \dots 1 \cdot 10^{-5} \\ 12.5 & I_2 & 12.5 \dots 22.5 \\ 2.5 & \dots & \dots & \dots \\ & 1 \cdot 10^{-3} & & 1 \cdot 10^{-2} \dots I_p \end{bmatrix}$$

Зміна пріоритетів інформації та її зв'язок з іншими елементами масиву інформації може здійснюється за рахунок зміни параметрів матриці L [10].

Наступним етапом розвитку теми планується перехід від дійсних проблем квазістатичної задачі до реальної динамічної задачі з елементами екстраполяції даних. А саме алгоритм пріоритетної обробки відеосигналів, поступаючих із великої кількості CMOS матриць. А також освоєння принципів роботи матеріалів із динамічними неоднорідностями та моделювання для них пріоритетних алгоритмів.

Література

1. Алгоритмы управления очередями, Дмитрий Федодеев «Журнал сетевых решений/LAN», № 12, 2007
2. Динамическое программирование // Алгоритмы построение и анализ, Introduction to Algorithms / Под ред. И. В. Красикова. — 2-е изд. — М.: Вильямс, 2005. — 1296 с. — ISBN 5-8459-0857-4.
3. Орловский С.А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации / С.А. Орловский. — М.: Наука, 1981. — 208 с.

4. Саати Т.Л. Принятие решений при зависимостях и обратных связях: Аналитические сети. – М.: Издательство ЛКИ, 2008.
5. Ногин В.Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002.
6. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1967. 576 с.
7. Ногин В.Д. Упрощенный вариант метода анализа иерархий на основе нелинейной свертки критериев// ЖВМиМФ, 2004, т. 44, № 7, С. 1259-1268.
8. Использование инструмента нейронных сетей для приоритетной обработки и перераспределения трафика мультисервисных сетей связи Барташевич П.В., Семенов Е. С. ГОУ ВПО «ВГУ»
9. Лобарёв Д. С. Многокритериальная динамическая задача с экспертными оценками // Молодой ученый. — 2010. — №11. Т.1. — С. 32-37.
10. Денбновецкий С.В., Лецишин О.В. «Електронні системи» К.: НТУУ «КПІ», 2011.
11. Пантелеев А.В., Бортаковский А.С. Теория управления в примерах и задачах. М.: Высшая школа, 2003.
12. Орлов А.И. Экспертные оценки. Учебное пособие. - М.: 2002.
13. Методи прийняття рішень, навчальний посібник / С.А. Ус – Д.: Національний гірничий університет, 2010. – 187 с.

УДК 621.314.58

Мобільний прилад з зарядовим зворотнім зв'язком

Казьмірук Г.С., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.

Одна з основних проблем, що виникають на шляху раціонального використання сонячної енергії в експедиційних умовах, це втрати сонячної енергії. За рахунок певного розвитку сучасних сонячних фотоелементів, в середньому, ми маємо можливість перетворювати 20-22% сонячної енергії. Основна мета – зберегти отриману частку сонячної енергії з мінімальними втратами для споживача. За рахунок правильно обраних елементів, розрахунку параметрів та оптимізації системи керування було розроблено пристрій заряду мобільних приладів з зарядовим зворотнім зв'язком. Завдяки полікристалічній сонячній батареї, пристрій працює в умовах будь-якого сонячного світла з ККД 18%[1].



Рис. 1. Загальна структурна схема мобільного приладу

Загальна структурна схема пристрою заряду мобільних приладів

складається з сонячної батареї, пристрою заряду акумулятора, акумуляторної батареї та перетворювача рис.1. Полікристалічна сонячна батарея перетворює сонячну енергію в постійний електричний струм. Пристрій заряду акумулятора, стабілізує цю енергію до заданого номіналу відповідного акумуляторної батареї. Напруга на виході перетворювача складає 5В.

Система керування працює за принципом зворотного зв'язку. На вхід датчика напруги подається напруга, з сонячної батареї, яка порівнюється з джерлом опорної напруги, після чого відбувається сигнал помилки, цей сигнал підсилює підсилювач різницевої напруги та передає на модулятор тривалості у якому реалізовано широтноімпульсний принцип регулювання напруги. Такий принцип роботи триває, доки напруга сонячної батареї не буде дорівнювати номінальному значенню напруги акумуляторної батареї.

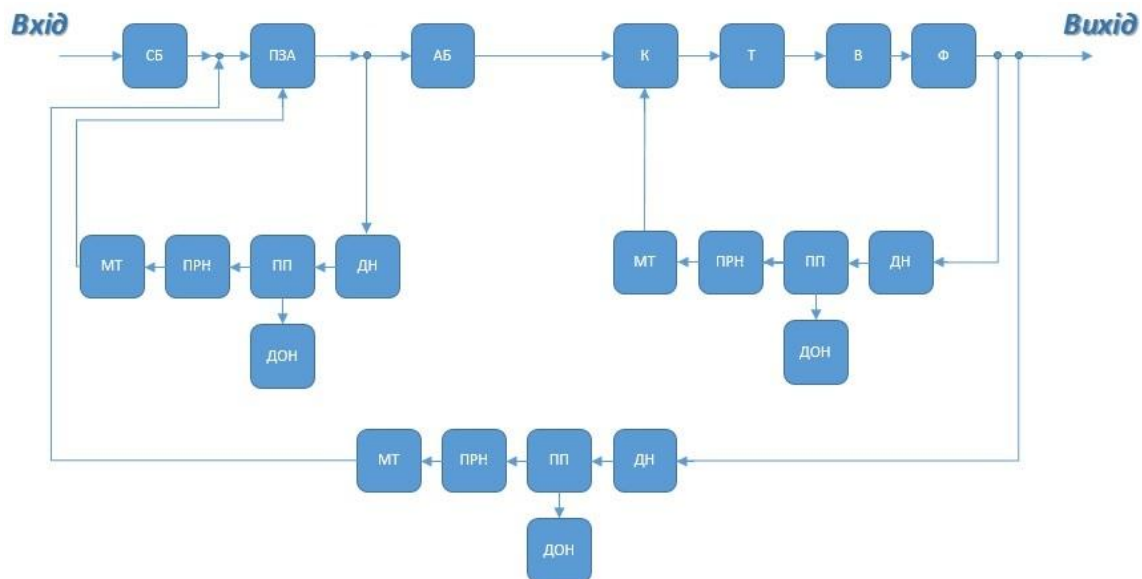


Рис.2 Розгорнута структурна схема мобільного приладу з зарядовим зворотнім зв'язком

СБ–сонячна батарея; ПЗА–пристрій заряду акумулятора; АБ–акумуляторна батарея; К–ключ; Т–трансформатор; В–випрямляч; Ф–фільтр ДН–датчик напруги; ПП–пристрій порівнянь; ДОН–джерело опорної напруги; ПРН–підсилювач різницевої напруги; МТ–модулятор тривалості.

Система параметрів мобільного приладу з зарядовим зворотнім зв'язком[2]

Таблиця 1

Сонячна батарея		Акумуляторна батарея	
Матеріал	Полікристал	Матеріал	Літій-полімер
Колір елементів	Синій	Енергетична щільність, Вт*год/кг	100-125
Форма елементів	Прямокутна	Об'ємна густина енергії Вт*год/дм ³	110-130
ККД (орієнтовне),%	12-18	ККД (орієнтовне), %	92
Потужність, W	4-6	Ефект пам'яті	Ні
Напруга, V	12-15	Напруга, V	3,7-4,2
Струм, A	0,3-0,4	Струм, A	0,5
Коефіцієнт заповнення, %	79,35	Ємність, A/год	8,8
Температурний коефіцієнт, %/K		Напруга одиничного	

- потужності - струму - напруги	-0,42 +0,06 -0,35	елементу, В - максимальна - середня - мінімальна	4,2 3,6 2,5 - 3
Температура, °С - при експлуатації - для оптимальної потужності	Від -50 до 90 Від 20 до 40	Температура при експлуатації (тільки розряд), °С	Від -0 до 60
Зниження ефективності при високих температурах (50~60°),%	До 17	Саморозряд/місяць (при кімнатній температурі), %	~10
Зниження ефективності при хмарності і сутінках, %	Від 40 до 50	Стійкість до перезаряду	Низька
Залежність від прямих сонячних променів	Так	Кількість циклів заряд/розряд (при зниженні до 80% від початкової ємності)	300 - 5000
Деградація продуктивності сонячної панелі на рік, %	До 10	Час швидкого заряду	2-4 години
Розмір, мм	350x625	Вимога до обслуговування	Не потребує
Товщина, мм	1,2	Термін служби, рік	2-4
Вага, г	500	Вага, г	180

Таблиця 2

Пристрій заряду акумуляторної батареї		Перетворювач	
Частота, кГц	100	Частота, кГц	20
Напруга, V -вхід -вихід	>5 5	Напруга, В 1 канал 2 канал	12 5
Струм, А -вхід -вихід	0,8 0,5	Струм навантаження, А 1 канал 2 канал	0.1-0.15 1-1.5

Аналіз стійкості мобільного приладу зроблено методом логарифмічних частотних характеристик[3], який дозволяє стверджувати про загальну стійкість системи з зарядовим зворотнім зв'язком. Згідно з математичної моделі передавальна функція приладу має вигляд[4]:

$$K_p(j\omega) = \frac{k_{сб}k_{існ}k_{аб}k_{п}K_{шім}U_{вх}k_{ф}\beta}{1 - T^2\omega^2 + j2\varepsilon T\omega} = N(\omega)e^{j\psi(\omega)}$$

$$N(\omega) = \frac{K_p}{\sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 T^2\omega^2}}$$

- модуль передавальної функції

$$\psi(\omega) = -\arctg \frac{2\varepsilon T\omega}{1 - T^2\omega^2}$$

- аргумент передавальної функції

Параметри мобільного приладу з зарядовим зворотнім зв'язком:

$$k_{сб} = 3,48; \quad k_{існ} = 4,89; \quad k_{існ} = 2,64; \quad k_{шім} = 0,5; \quad U_{вх} = 6 \text{ В}; \quad \beta = 0,4167; \quad k_{ф} = 0,8; \quad T=0,01\text{с}; \quad \varepsilon = 1,2.$$

Коефіцієнт підсилення мобільного приладу: $k_p = k_{сб}k_{існ}k_{аб}k_{п}K_{шім}U_{вх}k_{ф}\beta = 3,48 \cdot 4,89 \cdot 2,64 \cdot 0,5 \cdot 6 \cdot 0,4167 \cdot 0,8 \cdot 0,01 \cdot 1,2 = 45.$

Згідно з математичною моделлю вираз для побудови логарифмічної амплітудно-частотної характеристики має вигляд:

$$L_\omega = 20\lg k_p - 20\lg \sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 T^2\omega^2}.$$

$$20\lg k_p = 20\lg 45 = 201,65 = 33 \text{ дБ};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,01} = 100 \frac{1}{\text{с}}.$$

Розрахункові дані для побудови логарифмічно фазо-частотної характеристики

Таблиця 3

ω	$2\varepsilon T\omega$	$1 - T^2\omega^2$	$\frac{2\varepsilon T\omega}{1 - T^2\omega^2}$	$\Psi(\omega)$
1	0,024	0,999	0,024	-1,376°
10	0,24	0,9	0,266	-14,33°
50	1,2	-0,75	1,6	-57,99°
1/T=100				-90°
300	7,2	-8	-0,9	-138°
500	12	-24	-0,5	-153°
1000	24	-99	-0,242	-166°
5000	120	-2499	-0,048	-177,25°

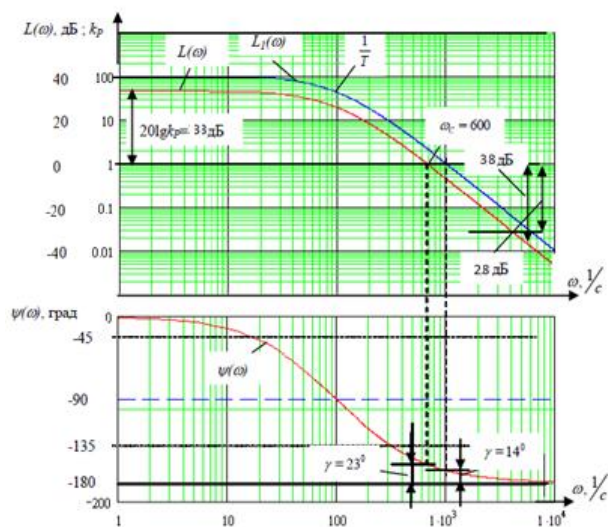


Рис. 3. Логарифмічні амплітудно-частотні $L(\omega)$, $L(\omega_1)$ та фазо-частотну характеристики мобільного приладу

Аналізуючи побудовані логарифмічні амплітудно-частотні та фазо-частотну характеристики мобільний прилад з зарядовим зворотнім зв'язком при заданих параметрах стійкий та має запаси стійкості по фазі $\gamma = 23^\circ$, та по амплітуді 38 дБ. Такі запаси стійкості забезпечують стійку роботу мобільного приладу при певних змінах його параметрів, зокрема $U_{вх}$.

Висновки

Розроблено мобільний прилад з зарядовим зв'язком на основі сонячної полікристалічної батареї, імпульсного стабілізатора напруги, літій-полімерної акумуляторної батареї та одноктного зворотньоходового

перетворювача. Пристрій дозволяє використовуючи енергію сонячної батареї забезпечити живленням мобільні пристрої. За допомогою математичної моделі передавальної функції приладу побудовано логарифмічні амплітудно-частотні та фазочастотну характеристики мобільного приладу з зворотним зв'язком. Подальший розвиток таких пристроїв дозволить використовувати більше приладів одночасно та реалізувати інші корисні функції.

Література

1. Кашкаров А.П. "Ветрогенераторы, солнечные батареи и другие полезные конструкции", ДМК Пресс, 2011, 144 с.;
2. Казьмірук Г.С., Денбновецький С.В.. "Пристрій заряду мобільних приладів", "Електроніка-2015", 192 с.;
3. Артюшин Л.М., Машков О.А., Дурняк Б.В., Сівов М.С. "Теорія автоматичного керування" Видавництво УАД, 2004, 272 с.;
4. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., "Анализ динамических характеристик стабилизатора" ВДУИКТ, 2010, 74-79 с.

УДК 621.3.06

Система обробки інформації за пріоритетом

Кириченко Р.М., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А.

В роботі [1] зазначено про існування певного програмного планувальника, призначеного для планування процесів в UNIX системах і заснованого на роботі пріоритетів процесів. Планувальник завжди вибирає процес з найвищим пріоритетом. Пріоритет процесу є динамічним і змінюється системою в залежності від використання обчислювальних ресурсів, часу очікування і поточного стану процесу. Якщо процес готовий до запуску і має найвищий пріоритет, планувальник призупинить виконання поточного процесу (з більш низьким пріоритетом), навіть якщо останній не закінчив свою роботу.

Відомий патент [2] для роботи з пріоритетами в телекомунікаціях, координації роботи сот за стандартом LTE. В блоці збереження пріоритету зберігається пріоритет для кожної наперед визначеної частоти для доступу к пристрою базової станції, котрий використовує одну з частот.

На даний час в цифровій електроніці використовують різноманітні шляхи обробки даних, побудову стеку з процесів за їх пріоритетом, формування переривань для процесів, які вже виконуються. Пріоритет процесу залежить від покладених на нього функцій чи

переривання, яке його викликало. Відповідний обробник пріоритетів виконує динамічну обробку процесів за важливістю або функціональними рівнями. З розвитком електронних систем обробки інформації, постає питання такого відбору за пріоритетом і для аналогових сигналів, що можуть використовуватись в процесорах, які для обчислень використовують сигнали такого типу.

Постановка проблеми

Процес опрацювання аналогового сигналу ґрунтується на його обробці за допомогою АЦП та передачі у якості цифрового коду. Далі цей цифровий код опрацьовується на процесорі відповідно до програмного коду. Тобто відбувається обробка аналогового сигналу процесором для цифрового коду за допомогою інтерфейсу АЦП.

Виходячи з вищезазначеного, досить доцільно мати для таких цілей відповідний процесор для роботи з аналоговим сигналом – аналоговий процесор. Не менш доцільним є використання системи пріоритетів або порядку обробки сигналу для першочергового виконання найважливіших операцій. Для цих цілей пропонується використовувати керування порядком обробки сигналів за допомогою мікроконтролера.

Мета

Метою роботи створення системи, яка :

- виконуватиме, як і в цифровій електроніці, відбір джерел інформації за їх важливістю і необхідністю першочергової обробки.
- одночасно працюватиме з цифровим кодом та аналоговим сигналом
- забезпечить гнучкість у формуванні пріоритетів
- сумісність з теперішніми технологіями

Принцип роботи

Інформаційні сигнали мають наступні головні параметри: частота, амплітуда, фаза, використане кодування, тривалість. Використовуючи ці параметри та їх комбінації, можливо закладати інформацію про значення пріоритету цього сигналу, яке може бути розраховане приймачем. Приймач розрахувавши значення пріоритетів декількох різних сигналів, обирає з них той, що має найвищий пріоритет. Алгоритм визначення пріоритету закладено у програму керування приймачем. Далі відбувається обробка корисного сигналу, який має найвищий пріоритет. Корисний сигнал – цифрова чи аналогова послідовність, що містить необхідну інформацію. Обробку корисного сигналу виконують інші пристрої, які не входять у розробку. Проте приймач програмується і він може виконувати керування процесом обробки сигналів опосередковано. Після відповідної

обробки корисного сигналу, результат цієї обробки надходить на вихід і може застосовуватись для подальшого розрахунку, аналізу, керування чи передачі.

На Рис.1 представлена відповідна блок-схема взаємозв'язків елементів системи. На вході систем знаходиться інформаційний об'єм, котрий складається з певної кількості джерел інформації, що працюють на різних каналах зв'язку та передають інформацію різного рівня важливості. Тобто рівень важливості інформації джерела динамічно змінюється і протягом певного часу може мати мінімальний пріоритет, котрий за наступний період роботи системи зміниться на максимальний і обробиться пристроєм в першу чергу. Зміна пріоритету залежить від трьох факторів: зміни параметрів вхідних сигналів, штучно запрограмованою зміною пріоритету чи обробки сигналу, завершення якої вплинуло на зміну алгоритму розрахунку пріоритету.

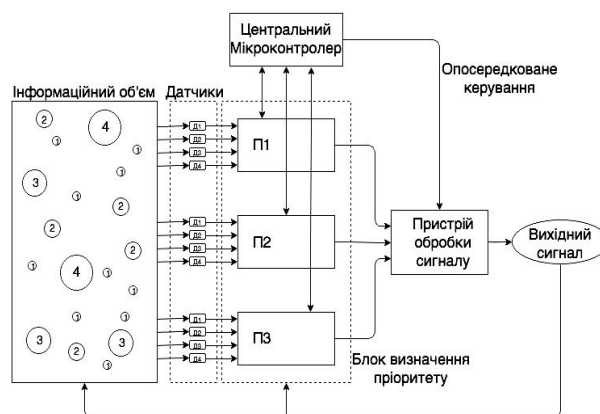


Рис.1 Блок-схема системи для відбору інформації за пріоритетом. 1- інформація найменшого пріоритету, 2- інформація проміжного пріоритету, 3- важлива інформація, 4- інформація

першочергової важливості

Корисний сигнал приймається датчиками, що здатні реєструвати відповідні параметри сигналу, які необхідні для розрахунку пріоритету. Датчики мають як аналоговий, так і цифровий вихід та поєднуються у групи за місцем зосередження результатів. Результати з датчиків зосереджуються у елементах блоку визначення пріоритетів - мікроконтролерах, кожний з яких відповідає за обробку не менше як одного джерела інформації. Мікроконтролер запрограмований розраховувати поточне значення пріоритету вхідного сигналу, виходячи із тих даних, що надходять від датчиків та представляти результат розрахунку у вигляді числа в десятковій системі числення. Формула розрахунку пріоритету:

$$P = a_0 * 2^0 + a_1 * 2^1 + a_2 * 2^2 + a_3 * 2^3 + \dots + a_n * 2^n$$

де $a_0, a_1, a_2 \dots a_n$ - значення датчиків.

Центральний мікроконтролер формує синхронізуючий імпульс до всіх елементів блоку визначення пріоритету. Після надходження імпульсу мікроконтролери відправляють до центрального процесору результати розрахунку значень пріоритетів тих джерел інформації, розрахунок яких вони проводили. Центральний процесор отримавши значення поточних пріоритетів кожного з джерел інформації, проводить їх порівняння та обирає найбільше значення пріоритету. Функціональність мікроконтролера дозволяє сформувати

динамічну залежність відбору пріоритетів, тобто значення вагового коефіцієнту, на основі якого розраховується значення пріоритету, може змінюватись і залежати як від значень інших коефіцієнтів у групі датчиків, так і від зовнішнього впливу (наприклад надходження нового пріоритету від центрального пристрою). Визначивши пріоритет який потрібно опрацювати, центральний мікроконтролер визначає джерело інформації, обробка сигналу якого повинна відбуватись в першу чергу. Так як джерела інформації статично зафіксовані за відповідними елементами блоку визначення пріоритету, то центральний процесор надсилає на відповідний мікроконтролер синхронізуючий імпульс, надходження якого визначає, що даний мікроконтролер має найвищий пріоритет і повинен комутувати відповідне джерело інформації з пристроєм обробки сигналу для виконання відповідних операцій над корисним сигналом.

Корисний сигнал може містити інформацію про те, які операції повинні бути виконані при його обробці. Відповідну інформацію обробляє пристрій обробки сигналу, проте у випадках, коли така інформація відсутня, процес обробки сигналу виконує центральний мікропроцесор - опосередковане керування. Центральний процесор надсилає керуючі команди до пристрою обробки сигналу, виконуючи які відбувається робота з корисним сигналом і формування вихідного сигналу.

Для розрахунку пріоритету на базі дискретних датчиків, доцільно використовувати двійковий код. Такий код дозволяє однозначно передати інформацію про стан датчиків та уникнути ситуації, коли одночасне спрацювання багатьох датчиків, кожному з яких відповідає малий ваговий коефіцієнт, у сумі дає більше значення пріоритетності, ніж спрацювання одного датчику з великим ваговим коефіцієнтом. Приклад такої ситуації наведено в Табл.1.

Висновки

Отже, на основі мікроконтролерів реалізована система, яка дозволяє аналізувати сигнали в режимі реального часу з мінімальними значеннями застосування АЦП та затримкою обробки пріоритету. Наявна інерційність між надходженням сигналу та його

обробкою як джерела інформації, пов'язане з тим, що для розрахунку пріоритету необхідний певний час, що лінійно залежить від кількості джерел інформації для обробки.

Система виконана в якості прототипу та проходить подальші модифікації. Використано мікроконтролер ATmega 328 на базі платформи Arduino Nano, що забезпечує робочу частоту до 1кГц, яка в свою чергу залежить від тривалості корисного сигналу.

Одночасна робота з цифровим кодом і аналоговим сигналом дозволяє розширити функціональність та спектр виконуваних задач. Формування алгоритму відбору за пріоритетом дозволяє стверджувати про високу гнучкість та можливість використання в складніших системах, таких, як аналоговий процесор.

Таблиця 1. Порівняння значень кодів пріоритету в залежності від спрацювання датчиків.

Д7	Д6	Д5	Д4	Д3	Д2	Д1	Д0	
1	0	0	0	0	0	0	0	$=1 * 2^7 + 0 * 2^6 + 0 * 2^5 + \dots = 128$
0	1	1	1	1	1	1	1	$=0 * 2^7 + 1 * 2^6 + 1 * 2^5 + \dots = 127$
1	0	1	0	1	0	1	0	$=1 * 2^7 + 0 * 2^6 + 1 * 2^5 + \dots = 170$

де Д0, Д1, Д2... - датчики №0, №1, №2...

Література

1. Основи операційної системи UNIX:[Електрон. ресурс]. – Режим доступу:http://citforum.ck.ua/operating_systems/unix/kravchuk/7.shtml
2. Ukrainian Patent № 101015 Device with increased interconnection density among components in electronic structures. Published 25.08.2015. (Ukr)

УДК 621

Мікроконтролерний прилад вимірювання параметрів навколишнього середовища

Пштика С.М., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

Електронні прилади та пристрої для контролю параметрів навколишнього середовища займають важливе місце у сучасному житті. Параметри середовища, в якому працює або проживає людина, суттєво впливають на її здоров'я та працездатність. Тому інформацію про параметри навколишнього середовища (температуру, вологість, тиск тощо) доцільно надавати людині в реальному часі. В цьому плані розробка електронних пристроїв для контролю параметрів навколишнього середовища є актуальною.

Пристрій, що розробляється, може використовуватися на підприємствах, в будинках, безпосередньо на робочому місці (контроль мікроклімату робочого місця) і т. д. В світі існує велика кількість подібних розробок, які контролюють не тільки параметри в середині певного приміщення, а й швидкість повітря, освітленість і т. д. Також існують пристрої, які не тільки отримують інформацію з датчиків і обробляють її, а й можуть впливати на ці параметри відповідно до вимог, які були перед ними поставлені користувачем (кондиціонери, системи «розумний будинок»).

Слід зазначити, що даний пристрій може використовуватися як окремий, функціонально та конструктивно завершений елемент, так і як частина більш складної електронної системи (ЕС). Таким прикладом може слугувати система «розумний будинок». Дана ЕС включає в себе якісні системи забезпечення і контролю, а також підсистему multi-room. Остання функціонально пов'язує між собою усі складові «розумного будинку», якими можна керувати централізовано з пульта курування - дисплею. Пульт керування може бути під'єднаний до мережі Інтернет, що дозволяє керувати всіма процесами віддалено.

Розроблений мікроконтролерний пристрій має таку ж логіку роботи. В якості multi-room виступає мікроконтролер [1] із вбудованим інтерфейсом Wi-Fi, який об'єднує і керує рештою складових пристрою. Також його важливою задачею є відправка отриманих даних на Інтернет-сервер, що дає можливість дистанційно моніторити параметри мікроклімату приміщення.

Дані, які отримує мікроконтролер, містять інформацію про температуру, вологість і тиск навколишнього середовища.

Вимірювання відбувається за допомогою цифрових датчиків шляхом перетворення неелектричних величин (температура, тиск, вологість) у електричні (напруга, струм, опір) [2]. В даному випадку температура, що вимірюється, перетворюється в опір, а

вологість та тиск – в напругу. Структурна схема мікроконтролерного пристрою контролю параметрів навколишнього середовища наведена на рис.1.

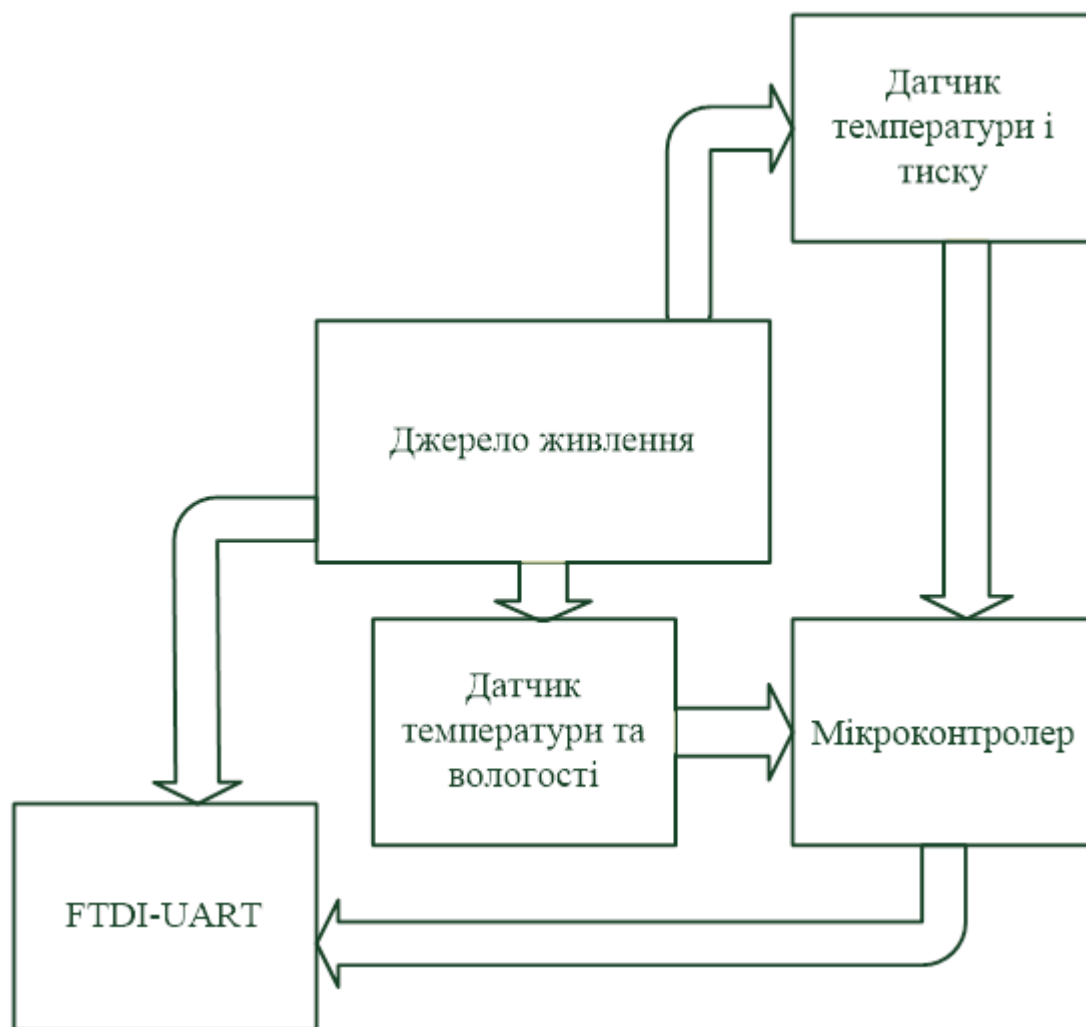


Рис. 1. Структурна схема мікроконтролерного пристрою контролю параметрів навколишнього середовища

Умовно блоки схеми можна розділити на 3 функціональні частини. Перша частина слугує для вимірювання досліджуваних параметрів, містить датчики

вимірювання температури та вологості, температури та тиску.

Другою важливою функціональною частиною схеми на

рис. 1 виступає джерело живлення, яке забезпечує електроживленням всі вузли пристрою напругою 3,3 В.

Третя частина являється головною та складається з мікроконтролера із інтерфейсом Wi-Fi ESP8266. За допомогою нього на віртуальний сервер відбувається відправка отриманих вимірів від датчиків. В даній роботі використовується 07 модель даного мікроконтролеру. Особливість полягає в тому, що ми маємо змогу спілкуватись не тільки за допомогою АТ-команд, а і за допомогою програмного забезпечення Arduino IDE.

Таким чином, завдяки сучасній елементній базі, доволі простого язика програмування та невисокої ціни компонентів даний розроблений мікроконтролерний пристрій

контролю параметрів навколишнього середовища являється гідним конкурентом своїм більш дорогим аналогам і може існувати як окремий, незалежний прилад, так і як один із складових більш складної електронної системи.

Література

1. Новиков Ю.В. Основы микропроцессорной техники / Ю.В. Новиков, П.К. Скоробогатов — М.: ИУИТ; БИНОМ, 2009. — 336 с.
2. Поліщук Є.С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин / Є.С. Поліщук, А.С. Зенкін — Львів: Видавництво «Бескид Біт», 2003. — 544с.

УДК 519.722

Вирішення проблем розмірності ентропії дискретного джерела інформації

Сидоренко Я.С., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А.

Одним з основних напрямків в області теорії інформації є створення і дослідження інформаційних моделей даних і знань, методів роботи зі знаннями. Величезний внесок у створення таких моделей вніс К.Е. Шеннон, але, на жаль, його роботи над впливом інформаційних моделей не в усьому відповідають вимогам, що пред'являються до них та залишилися деякі не чітко описані і пояснені процеси. Перерахуємо коротко ці вимоги [1]:

- Ентропія неперервної випадкової величини не має чіткого математичного обґрунтування, тобто, незрозуміло, в яких одиницях вимірюється ця величина і що означає від'ємне значення диференційної ентропії за Шенноном;
- Значення ентропії дискретної випадкової величини не обмежене ні зверху, ні знизу, тобто, межі її зміни невідомі;
- Недостатньо обґрунтована міра вимірювання ентропії – біт, тобто, поняття біта у вигляді одного двійкового розряду підходить для обчислювальної техніки, але не виправдано в інформатиці, так як значення ентропії, не обов'язково, може бути цілою величиною.

Поняття ентропії Шеннон запозичив з термодинаміки, де зв'язок внутрішньої енергії, роботи і теплоти (перший закон термодинаміки), який являє собою закон збереження енергії, за формулюванням Крауса [2]:

$$Q \equiv \Delta U - W, \quad (1)$$

Перший початок в цьому формулюванні вводить теплоту як фізичну характеристику процесу, поведінка якої визначається законом збереження енергії, але не визначає її як математичний об'єкт. Деталізувати визначення теплоти простіше для рівноважного процесу, коли роботу, а як наслідок, і теплоту, можна визначити через змінні стани.

$$\delta Q = dU + PdV \quad (2)$$

де, δQ - елементарна теплота процесу, P - тиск, V - об'єм, символ означає, що відповідна величина відноситься до нескінченно малого процесу, dU - зміна внутрішньої енергії системи.

Цей вираз, що визначає елементарну теплоту, як математичний об'єкт, є лінійна диференціальна форма (форма Пфаффа) для двох незалежних змінних. Для даної пфаффової форми умова інтегральності Ейлера не виконується,

тобто, δQ є функціонал, а не повний диференціал неіснуючої функції. З теорії диференційних форм відомо, що якщо виконується умова Фробеніуса, то пфафова форма має інтегральний множник/дільник, що перетворює цю форму в повний диференціал і являє собою функцію тих невідомих змінних, що входять в форму Пфаффа [3]. Пфаффові форми, що мають інтегральний множники/дільники називаний голономними, пфафова форма двох змінних завжди голономна (теорема Коші [4]). Тому для простих рівноважних систем існує функція стану $S(U, V)$, повний диференціал якої рівний:

$$dS \equiv \frac{\delta Q}{T} = \frac{1}{T} dU + \frac{P}{T} dV, \quad (3)$$

де

$$T = T(U, V) \quad (4)$$

є інтегральний дільник для форми Пфаффа. Клаус назвав функцію стану S ентропією (від грецького ἔντροπία — зміна, перетворення). Другий початок термодинаміки стверджує, що ентропія існує для будь-яких рівноважних систем, а не тільки простих, і що інтегральний дільник T є абсолютна термодинамічна температура.

В 1877 році Людвіг Больцман установив зв'язок ентропії з імовірністю даного стану. Пізніше цей зв'язок представили у вигляді формули Макса Планка:

$$S = k_B \cdot \ln(\Omega) \quad (5)$$

де, S вимірюється в [Дж/К], константа $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [Дж/К] названа Планком постійною Больцмана, а Ω - статистична вага стану, являється числом можливих мікростанів, з допомогою яких можна скласти даний макроскопічний стан. Цей постулат, названий Альбертом Ейнштейном принципом Больцмана, поклав початок статистичній механіці, яка описує термодинамічні системи, використовуючи статистичні поведінки компонентів, з яких вона складається. Принцип Больцмана зв'язує мікроскопічні властивості системи (Ω) з одною із термодинамічних властивостей (S).

Згідно визначення, ентропія є функцією стану, тобто не залежить від способу досягнення цього стану, а визначається параметром цього стану. Так як Ω може бути натуральним числом, то ентропія Больцмана повинна бути додатною – виходячи із властивостей логарифму.

По аналогії до виразу (5) Шеннон ввів поняття ентропії для дискретного джерела інформації (ДДІ), яка має вигляд:

$$\begin{aligned} H &= -K \sum_{i=1}^n p_i \cdot \log_2(p_i) = -K \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i} \cdot \log_2\left(\frac{1}{N_i}\right) = \\ &= K \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i} \cdot \log_2(N_i) \end{aligned} \quad (6)$$

Ентропія ДДІ H може мати розмірність [біт/символ, біт/стан, біт/повідомлення, тощо, але має біти кількість інформації у відношенні до якогось об'єкта], для зручності надалі будемо аналізувати розмірність [біт/стан];

- K – деяка додатна константа, що обирається в залежності від основи логарифма;
- $p_i = N_i^{-1}$ – має розмірність $[1/\text{стан}]$ – ймовірність i -го стану;
- $\log_2(p_i)$ – вважається за $[\text{біт}]$, $\ln(p_i)$ – вважається за $[\text{ніт}]$, $\lg(p_i)$ – $[\text{діт}]$.

Кількісно інформація є різницею між апіорною $H_{\text{апр.}}$ та апостеріорною $H_{\text{апост.}}$ ентропіями ДДІ:

$$I = H_{\text{апр.}} - H_{\text{апост.}} \quad (7)$$

За одиницю вимірювання кількості інформації прийнято $[\text{біт}, \text{байт}, \text{тощо}]$.

Постановка проблеми

До сьогодні залишається невизначеність у розумінні складових ентропії по Шеннону (6), а саме – як арифметична різниця між ентропіями ДДІ (7) з розмірністю $[\text{біт}/\text{стан}]$ може мати результуючу розмірність $[\text{біт}]$.

Підхід до вирішення проблеми

В основу підходу покладена наступна властивість логарифмічної функції:

$$\begin{aligned} \log_a \text{стан} - \log_a \text{стан} &= \log_a \frac{\text{стан}}{\text{стан}} = \\ &= \log_a (\text{безрозмірна величина}) = \\ &= \text{безрозмірна величина} \end{aligned}$$

Прикладом застосування згаданої властивості є розрахунок ентропії термодинамічної системи, де теплова ємність C пов'язана з ентропією S та з температурою T залежністю:

$$C = T \left(\frac{\partial S}{\partial T} \right)_x$$

Де S $[\text{Дж}/\text{К}]$ – ентропія; T $[\text{К}]$ – температура; C $[\text{Дж}/\text{К}]$ – теплоємність.

$$\begin{aligned} \Delta S &= \int_{T_1}^{T_2} \frac{C}{T} dT = C(\ln(T_2) - \ln(T_1)) = \\ &= \left[\frac{\text{Дж}}{\text{К}} (\ln(K_2) - \ln(K_1)) \right] = \\ &= \left[\frac{\text{Дж}}{\text{К}} (\ln(K_2 / K_1)) \right] = \left[\frac{\text{Дж}}{\text{К}} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Варто відмітити ідентичність розмірності (8) з (5). Основною відмінністю цих виразів є те, що розмірність (5) диктується лише складовими, які не входять в логарифмічну функцію, а логарифм від кількості станів вважається безрозмірною величиною.

За аналогією до ентропії термодинаміки як міри хаосу в системах та використавши формулу (6) проведемо перерозподіл розмірностей її складових:

- K $[\text{біт}]$ – величина яка прирівнюється до одиниці при основі логарифма 2, але змінює своє значення і розмірність при зміні основи логарифма;
- $p_i = N_i^{-1} = \left[\frac{1}{\text{стан}} \right] = [\%]$ – чисельно дорівнює імовірності прийому одного стану або символу ДДІ.
- $\log_2(N_i) = \log_2 \text{стан}$

Така інтерпретація одиниць вимірювання розмірності ентропії ДДІ дозволяє проглянути логіку перетворення описану в (7), а саме:

$$\begin{aligned} I &= H_{\text{апр.}} - H_{\text{апост.}} = -K \cdot p_i \cdot \log(p_i) - \\ &- (-K \cdot (1 - p_i) \cdot \log(1 - p_i)) = \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
 &= [\text{біт}] \left[\frac{1}{\text{стан}} \right] \cdot [\log \text{ стан}] - \\
 &- [\text{біт}] \left[\frac{1}{\text{стан}} \right] \cdot [\log \text{ стан}] = \\
 &= [\text{біт}] [\%] \cdot [\log \text{ стан}] - \\
 &- [\text{біт}] [\%] \cdot [\log \text{ стан}] = \\
 &= \text{біт} \cdot \log_2 \left(\frac{\text{стан}^{\%}}{\text{стан}^{\%}} \right) = [\text{біт}].
 \end{aligned}$$

Перехід від стан^{-1} до $\%$ є правомірним і обґрунтовано вище, це є унікальною відмінністю інформаційних систем від термодинамічних, коли при рівноймовірних N станах вираз N_i^{-1} можна замінити на безрозмірну величину $\%$ і занести його під логарифмічну функцію. Зробити такий «хід конем», наприклад, температурою T [K] – не можливо, оскільки Кельвін є розмірністю.

Отже, K не є безрозмірною величиною. Розповсюдженою помилкою є те, що K приймається за одиницю без обговорення її фізичної та інформаційної сутті, що є не правильним. Також слід відмітити, що знак мінус в даному випадку не враховується, оскільки він початково був введений логічно для врахування значення підлогарифмічної функції менше нуля.

Загальновідомо, що ентропія ДДІ з двома станами змінюються від нуля до одиниці, досягаючи максимуму при рівності їх ймовірностей [6]:

$$H(p) = -(p \cdot \log_a(p) + (1-p) \cdot \log_a(1-p))$$

Рис. 1. показує ентропію ДДІ розраховану при різних основах логарифма a .

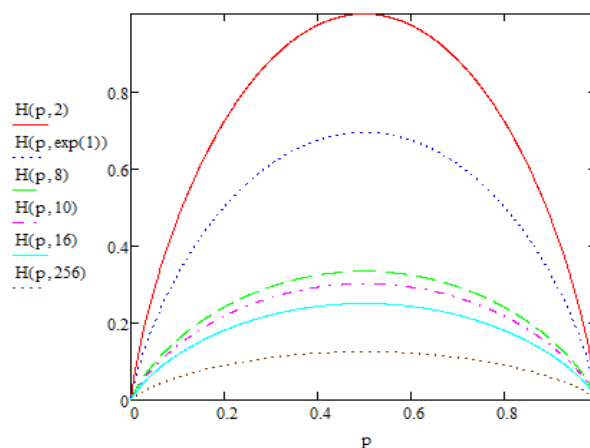


Рис. 1. Графік залежності $H(p)$ з різних основами логарифма a та $K=1$.

Очевидно, що область значень ентропії, яка лежить в межах $[0;1]$ повністю використовується лише при основі логарифма $a=2$. При інших основах логарифма, значення коефіцієнта $K = [\log_a 2]^{-1}$ потрібно перераховувати.

Отже, знайдемо розмірність ентропії ДДІ з врахуванням логічних підходів у термодинамічних системах:

$$\begin{aligned}
 H(p) &= -Kp_i \log p_i = Kp_i \log N_i = \\
 &= [\text{біт}] \cdot \left[\frac{1}{\text{стан}} \right] \cdot \log_2 [\text{стан}] = \\
 &= \left[\frac{\text{біт}}{\text{стан}} \right].
 \end{aligned} \tag{10}$$

Остаточний вираз і його інтерпретація якраз і створюють парадокс в розмірності ентропії. Величину $\log_2[\text{стан}]$ по аналогії з (5) та (8) можна вважати безрозмірною, оскільки логарифм від кількості станів можна вважати константою, а поза логарифмічні величини формують розмірність ентропії ДДІ, яка може бути $[\text{біт} / \text{повідомлення}]$, або $[\text{біт} / \text{символ}]$, або $[\text{біт} / \text{стан}]$ в

залежності від характеру інформаційного елемента.

Приклад. Розрахунок інформаційних параметрів лазерної системи зв'язку з модуляцією стану поляризації [7].

Мінімальний фазовий зсув, який можна зареєструвати використавши метод синхронно-фазового детектування може сягати $\Delta = 2\pi \cdot 10^{-6}$ [рад] (квантова межа для довжини хвилі 1 мкм складає $2\pi \cdot 10^{-10}$ [рад]). Оскільки період ЕМ хвилі складає 2π , то сумарна кількість рівномірних станів циркулярної, вертикальної та під кутом 45° станів поляризації складає порядку 10^{17} станів. Отже ентропія на один стан поляризації складає:

$$H(N) = \frac{1}{N_i} \cdot \log_2(N_i) = \Delta^3 \cdot \log_2\left(\frac{1}{\Delta^3}\right) \approx 2,09 \cdot 10^{-17} \frac{\text{bit}}{\text{стан}}$$

Швидкість передачі інформації у разі використання згаданого методу у лазерних системах зв'язку буде складати:

$$\begin{aligned} Q_{\text{дд}} &= \frac{H(N) - H_{\text{аносм.}}(N)}{\tau} = \\ &= \frac{2,09 \cdot 10^{-17} [\text{bit}]}{10^{-6} [\text{м}] \cdot 2\pi \cdot 10^{-6} [\text{рад}] / 2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 [\text{м/с}]} \approx \\ &\approx 3,9 \cdot 10^6 \frac{\text{bit}}{\text{с}} \end{aligned}$$

де $\tau = \Delta / c$, а c – швидкість світла у вакуумі. На границі квантових обмежень, швидкість передачі інформації падає до 0,06 [bit/c], максимальна ж швидкість передача даних буде досягнута при використанні фазових зсувів в межах [0.606; 0.607] радіан для довжини хвилі 1 мкм (рис.2).

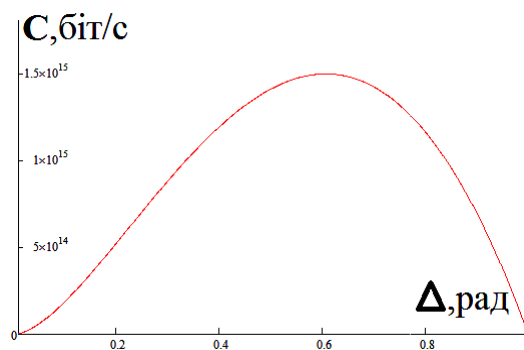


Рис. 2. Графік залежності швидкості передачі інформації C від фазового зсуву Δ між компонентами вектора Стокса лазерного випромінювання при довжині хвилі 1 мкм.

Висновки

На основі огляду науково-технічної літератури [1-6] та інших джерел, в тому числі і електронних навчальних матеріалів була помічена неоднозначність в одиницях вимірювання ентропії ДДІ. Виявлена одна із причин переходу з розмірності ентропії від [bit/стан] до [bit] – це наступний розрахунок швидкості передачі даних через дискретний канал зв'язку. Практично немає змоги пояснити, як відношення ентропії повідомлення чи стану $H(p_i)$ до часу передачі цього повідомлення τ може мати розмірність [bit/c]:

$$Q_{\text{дд}} = \frac{H(p_i)}{\tau} = \frac{\text{bit/стан}}{c} \stackrel{???}{=} \frac{\text{bit}}{c}$$

Помічено, що зазвичай при розв'язуванні задач або поясненні теорії, авторами не звертається увага, що розраховується апріорна ентропія ДДІ, а апостеріорна чисельно дорівнює нулю, при умові що вся інформація прийнята. Таким чином,

хоча розраховується лише апіорна ентропія, формула розрахунку швидкості передачі даних в загальному випадку має вигляд:

$$Q_{\text{ДДІ}} = \frac{H_{\text{анр.}} - H_{\text{аност.}}}{\tau} = \frac{I}{\tau} \left[\frac{\text{біт}}{\text{с}} \right]$$

Описаний підхід до аналізу ентропії ДДІ може бути застосований і до умовної ентропії – коли розглядається ентропія об'єднання двох статистично зв'язаних ансамблів. Через це одиниці вимірювання ентропії ДДІ та умовної ентропії є ідентичними та означають середню інформативність джерела інформації на один символ/стан/повідомлення [8]...

Стосовно диференціальної ентропії $h(U)$, аналіз виглядає більш складним, але прийнявши, що за міру невизначеності неперервного джерела інформації вираз:

$$h(U) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) \log_2 p(u) du \quad (11)$$

де $p(u)$ – розподіл щільності імовірності неперервної випадкової величини U . Як видно з рівняння (11), диференціальних закон розподілу $p(u)$ дозволяє розрахувати диференціальну ентропію неперервного джерела інформації, як середню невизначеність вибору випадкової величини на один відлік неперервного джерела інформації (докладніше у [8]).

Також слід відмітити, що розвиток методів, які можуть забезпечити максимальну швидкість передачі інформації полягає не лише у

вдосконаленні сучасних методик реєстрації інформації, але й в системному підході до їх практичного використання.

Література

1. «Співвідношення для альтернативного визначення інформації при різних законах розподілу». А.Л. Козлов, Е.П. Селиванов;
2. Борн М., «Критические замечания по поводу традиционного изложения термодинамики», с. 231
3. Кричевский И.Р., «Понятия и основы термодинамики», 1970
4. Сычев В.В., «Дифференциальные уравнения термодинамики», 1991, с. 22.
5. Шеннон К.Е. «Роботи по теорії ймовірностей та кібернетиці» 1963 р. 832 с.
6. «Теорія інформації» Кудряшов Б.Д.
7. Модуляційна поляриметрія [Текст] : навч. посіб. / Б.К. Сердега – К.: Наукова Думка, 2011. – 240с.
8. Електронні системи [Текст] : навч. посіб. / С.В. Денбновецький, О.В. Лещинин. – К.: НТУУ «КПІ», 2011. – 288с.

УДК 621.38

Діелектрична функція плазмонної частинки різних еліпсоїдних форм

Шмиговський А.Л., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

В даний час велика частина засобів фотовольтаніки вироблена з пластин кристалічного кремнію товщиною від 180 мкм до 350 мкм. Висока ціна сонячних батарей обумовлена в першу чергу високою вартістю кремнію (приблизно 40% від вартості фотокомірки). Тому поряд з пластинами з кремнію використовуються тонкоплівкові сонячні елементи (СЕ), в яких напівпровідник має товщину 1-2 мкм, проте при цьому зменшується значення ККД елемента. Для вирішення цієї проблеми було запропоновано використання плазмонних структур — розміщення металевих наночастинок на поверхні, всередині або між фоточутливими напівпровідниковими шарами СЕ.

На ефективне поглинання світла плазмонними СЕ при певній довжині хвилі впливає поляризація металевої частинки [1]:

$$C_{abs} = \frac{2\pi}{\lambda} \text{Im}(\alpha) \quad (1)$$

$$\alpha = 3V \left(\frac{\frac{\epsilon_p - 1}{\epsilon_m}}{\frac{\epsilon_p + 2}{\epsilon_m}} \right) \quad (2)$$

Де α - це поляризація металевої частинки, V — об'єм частинки, ϵ її діелектрична функція, ϵ_m — діелектрична функція середовища,

зазвичай приймається константою. При певному співвідношенні $\epsilon = -2 \epsilon_m$ виникає різке збільшення поляризації частинки, що призводить до збільшення поглинання електромагнітного випромінювання. Це значення поляризації відоме як поверхневий плазмонний резонанс (ППР).

Для кращого розуміння процесів, які сприяють утворенню плазмонного резонансу, потрібно детальніше розглянути явище локалізованих плазмонів у металевих сферах та вплив діелектричної функції на поляризацію частинки. Добре пояснення виникнення резонансу представлено у роботі K.R. Catchpole та A. Polman "Plasmonic solar cells". ППР знаходиться в матеріалах, які мають негативне реальне і позитивне уявне значення діелектричної проникності. У більшості випадків, ППР відбувається в металах, таких як Ag і Au. Поверхневі плазмон-поляритони представляють собою електромагнітні збудження, розповсюдженні в достатньо тонкому шарі на межі розділу між провідником і діелектриком. Вони виникають як результат взаємодії електромагнітних полів діелектрика з електронною плазмою провідника. Значну увагу було зосереджено на поверхневих плазмонах і їх використанні для

біологічного і хімічного зондування відомого, як посилена поверхнева спектроскопія Рамана. Різновидом ППР є локалізований поверхневий плазмонний резонанс (ЛППР), до якого виник особливий інтерес з появою методів нанофабрикації. Локалізований поверхневий плазмон представляє собою електромагнітне поле і зв'язане з ним колективне збудження електронів провідності в металевих наноструктурах. При розмірах наночастинки набагато меншої, ніж довжина хвилі світла, вони локалізовані навколо наночастинки з певною частотою, відомої як ЛППР [2]. На рис. 1 представлена різниця між ППР і ЛППР. Таким чином, частота ЛППР має безпосередній вплив на спектр поглинання світла СЕ. Змінюючи цю частоту можна отримати фотоелементи з ефективним ККД в бажаній смузі довжини хвиль.

ППР (а) і ЛППР (б).

Діелектрична функція наночастинки золота

Простий підхід до описання діелектричної функції, оптичних властивостей вільних електронів у металах використовує модель Друде-Лоренца-Зоммерфельда яка детально описана Gary P. у книзі “Wiederrecht, Handbook of nanoscale optics and electronics”. Ця модель передбачає, що реакція металевої наночастинки може бути знайдена шляхом урахування впливу зовнішніх факторів тільки на один вільний електрон провідності. Потім відповідь отримують макроскопічно множаючи ефект одного електрона на число усіх електронів [3].

Діелектрична проникність ϵ або відносна діелектрична проникність ϵ_r є безрозмірна константа, яка описує електричну поведінку матеріалу в певному середовищі в порівнянні з вакуумом (ϵ_0). Зокрема діелектрична стала описує поведінку матеріалу, коли він розміщений в електричному полі.

Комплексна діелектрична функція показує, як оптичні властивості матеріалу залежать від довжини падаючої хвилі світла і може бути описана як:

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_1(\omega) + i\epsilon_2(\omega) \quad (3)$$

Реальна та уявна частини функції з урахування системи n вільних електронів в одиниці об'єму можуть бути записані у вигляді:

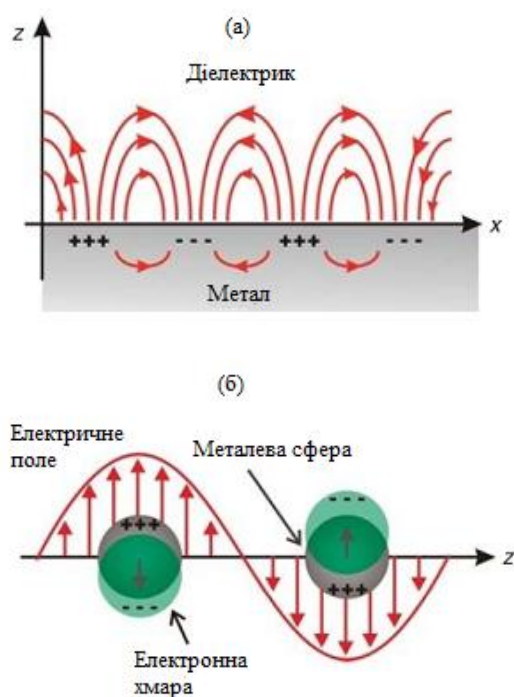


Рис. 1 Схематичні діаграми для

$$\varepsilon_1 = 1 + \frac{\omega_p^2(\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2} \quad (4)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{\omega_p^2 \gamma \omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \gamma^2 \omega^2} \quad (5)$$

У цих рівняннях $\omega_p = (ne^2 / \varepsilon_0 m_e)^{1/2}$ – частота плазми Друде, n – густина електронів, e – заряд електрона, ε_0 – діелектрична проникність вакууму, m_e – ефективна маса електрона, ω_0 – частота ППР, γ – стала релаксації.

Для сфер та еліпсоїдів характерні різні поляризації тензорів у трьох напрямках, то б то на трьох різних частотах. Тому частота резонансу для частинок еліпсоподібних форм становить:

$$\omega_0 = \omega_p \tilde{L}_m \quad (6)$$

де $\tilde{L}_m$ – мода з коефіцієнтів деполаризації для форми еліпсоїда, що визначається як [4]:

$$L_a = \frac{abc}{2} \int_0^\infty \frac{ds}{(s+a^2)\sqrt{(s+a^2)(s+b^2)(s+c^2)}} \quad (7)$$

$$L_a + L_b + L_c = 1 \quad (8)$$

Значення a , b , c представляють радіуси еліпсів в межах системи координат x , y , z . Так як у сфери співвідношення сторін по осях однакове тому $\tilde{L}_m$ для них становить 1/3.

Основною метою даного дослідження було визначення залежності впливу зміни еліпсоїдних форм на окремі параметри плазмонних сонячних елементів, такі як поглинання електромагнітних хвиль. З

рівнянь 1, 2 видно, що абсорбція світла залежить від діелектричної функції плазмонної частинки. В свою чергу рівняння 4, 5 і 6 показують що коефіцієнт деполаризації форми частинки має значний вплив на частоту ППЛ.

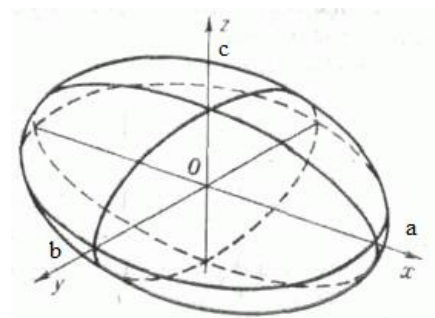


Рис. 2 Модель еліпсоїда.

Для дослідження діелектричної функції було підібрано наступні розміри еліпсоїдів $a=45$, $b=45$, $c=30$, $\tilde{L}_m = 0,302$ і $a=65$, $b=65$, $c=30$, $\tilde{L}_m = 0,245$. Дана модель Друде-Лоренца дає достатньо точні результати для частинок діаметром до 100 нм, але самі розмірами частинки не вносять у розрахунки певних змін. На частоту резонансу впливає співвідношення розмірів еліпсоїда по його осях, а саме його форма.

Щоб провести розрахунки діелектричної функції, такі коефіцієнти для частинки із золота як частота плазми Друде, та стала релаксації були взяті з досліджень Stephane Berciaud та Laurent Cognet [5]. Отримані результати значень реальної та ймовірної частини рівняння діелектричної проникності представлені на рис. 3, 4.

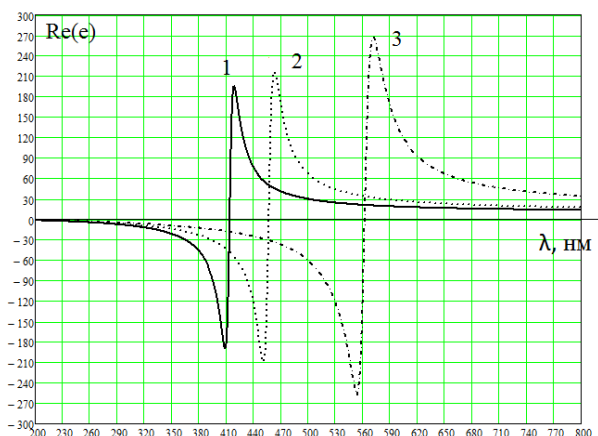


Рис. 3 Реальна частина діелектричної функції частинки сферичної форми $\widetilde{L}_m = 0,333$ (а), та еліпсоїдних форм з $\widetilde{L}_m = 0,302$ (2), та $\widetilde{L}_m = 0,245$ (3)

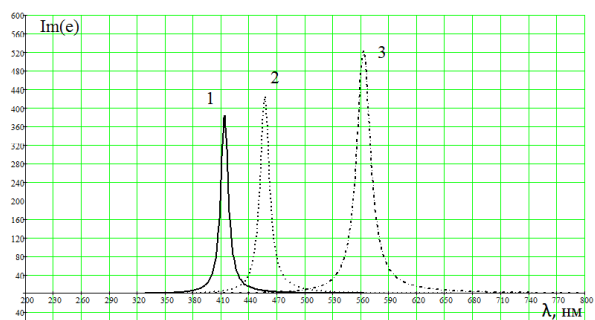


Рис. 4 Уявна частина діелектричної функції частинки сферичної форми $\widetilde{L}_m = 0,333$ (а), та еліпсоїдних форм з $\widetilde{L}_m = 0,302$ (2), та $\widetilde{L}_m = 0,245$ (3)

Розглянемо три умови, що можуть відбутися зі світлом при опроміненні наночастинки металу: розсіювання, абсорбція або пропускання світла крізь частинку. Падаюче світло проходить крізь частинку коли уявна частина діелектричної функції дорівнює нулю, а дійсна частина функції позитивна і дорівнює діелектричній проникності навколишнього середовища. З

рівняння 2 та рис. 3 видно ще відбудеться при значеннях ω значно більших за ω_p . Відповідно коли $\text{Re}[\epsilon]$ негативна а $\text{Im}[\epsilon]=0$ за умови $\epsilon = -2 \epsilon_m$ виникає максимальне розсіювання світла металевою сферою. Абсорбція світла спостерігається коли $\text{Im}[\epsilon]$ не дорівнює нулю, тобто уявна частина діелектричної функції відповідає за поглинання електромагнітних хвиль. Таким чином, чим більше форма еліпсоїда стає “приплюснutoю” тим більше зміщується у височастотну область максимум поглинання світла частинкою.

Висновки

Таким чином, аналізуючи теоретичний матеріал та на основі експериментальних досліджень можна сказати, що змінюючи форму наночастинки в процесі виробництва плазмонних СЕ, можна змінювати їх спектральні характеристики, без заміни структури фотоелемента та металу виготовлення самої наночастинки. Так у цьому дослідженні було встановлено, що при використанні еліпсоїдних форм наночастинок замість сферичних, максимум поглинання електромагнітних хвиль зміщується у короткохвильову частину спектру.

Література

1. K.R. Catchpole, A. Polman, Plasmonic solar cells. Optics Express no. 26, vol. 16, 2008.
2. Gary P. Wiederrecht, Handbook of nanoscale optics and electronics. Netherlands: Elsevier, pp 310, 2010.

3. Uwe Kreibig, Michael Vollmer, Optical properties of Metal Clusters. Germany: Springer series in materials science, vol 25, pp 14, 1995.
4. A. H. Sihvola, I. V. Lindell, Polarizability modeling of heterogeneous media. New York: Elsevier Science Publ Co. vol 6, pp 108, 1992.
5. Stephane Berciaud, Laurent Cognet, Observation of Intrinsic Size Effects in the Optical Response of Individual Gold Nanoparticles. France: Nano Letter 5 (3), pp 515–518, 2005.

УДК 681.518.5

Локація короткочасного механічного впливу як засіб автоматичного контролю та технічної діагностики

Щербіна В.С., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.

Вступ

Електроніка сьогодні виходить за рамки визначення науки про взаємодію електронів з електромагнітними полями та розуміється в більш широкому сенсі як галузь техніки, що займається апаратним вирішенням прикладних задач. Серед таких задач як одну з найзначніших можна виділити реалізацію автоматизованих систем керування різного призначення, зокрема керування неперервними процесами, можливість прямого втручання людиною до яких відсутня або є надзвичайно складною. Прикладом таких процесів можуть бути з одного боку різноманітні технологічні процеси виробництва, а з другого – процеси руху літальних апаратів авіації і космонавтики.

Основою функціонування будь-якої автоматизованої системи керування є органи контролю – інформаційно-вимірювальні системи, в яких поєднуються технологічні засоби починаючи від датчиків і закінчуючи пристроями виводу інформації, а також програмне забезпечення, що необхідно для керування роботою системи [1]. Звідси випливає актуальність як дослідження інформаційно-вимірювальних систем контролю неперервних процесів, так і

розробки окремих інформаційно-вимірювальних пристроїв. Варто зауважити, що достатньо цікавим у конструктивному виконанні пристроєм інформаційно-вимірювальних систем зазначених вище літальних апаратів є локатор короткочасного механічного впливу на зовнішню поверхню їх корпусу.

Побудова схеми

В загальному випадку, розробка пристрою, зокрема його принципової електричної схеми полягає у визначенні основних конструктивних блоків. Зручним засобом для цього є побудова структурної схеми, яка для локатора короткочасного механічного впливу матиме вигляд, що наведено на рис. 1. В даному випадку для реєстрації впливу використовується система п'єзодатчиків, аналогові сигнали з яких підсилюються, перетворюються на цифровий код та передаються для подальшої обробки до мікроконтролерного блоку. Для введення необхідних початкових даних та виведення обробленої інформації про координати джерела зареєстрованого впливу використовуються окремі пристрої введення/виведення.

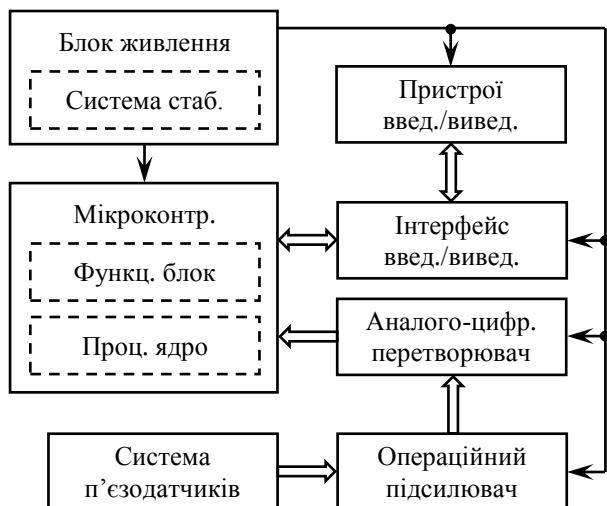


Рис. 1. Структурна схема локатора короткочасного механічного впливу.

Пріоритетною умовою вибору компонентної бази під час розробки пристрою є, по-перше, їх відповідність поставленим технічно-експлуатаційним вимогам, по-друге, можливість реалізувати за їх допомогою побудовану схему. Основними вимогами до локатора короткочасного механічного впливу, що розроблюється, є плоскість поверхні робочої області та однорідність за фізичними властивостями її матеріалу. Цьому задовольняє система з чотирьох п'єзодатчиків, розташованих в одній площині.

Слід зазначити, що локатор короткочасного механічного впливу може бути реалізовано за допомогою великої кількості сучасних стандартних електронних компонентів та мікросхем, параметри яких найбільшим чином обмежуються вимогами до точності визначення координат джерела впливу. Оскільки в пристрої, що розроблюється, обробка результатів базується на використанні

явища часової затримки поперечних акустичних хвиль [2], що більш детально розглянуто далі, для забезпечення сантиметрової точності визначення координат джерела впливу необхідно, щоб частота роботи кожного з п'єзодатчиків, операційних підсилювачів, аналого-цифрових перетворювачів, а також мікроконтролера складала, в залежності від матеріалу робочої області, не менш ніж 0,1 ... 1 МГц.

Побудова алгоритму роботи

Робота пристрою визначається перш за все функцією, яку він реалізує. Для локатора короткочасного механічного впливу такою функцією є реєстрація координат джерела впливу у заданій системі відліку. При цьому вихідними параметрами для визначення координат будуть як покази системи п'єзодатчиків, так і геометричні розміри робочої області, в межах якої реєструватиметься вплив, та фізичні параметри її матеріалу.

Найбільш наочним чином алгоритм роботи пристрою може бути представлений за допомогою блок-схеми, що наведено на рис. 2. На схемі процес визначення координат джерела впливу є зумовленими, оскільки він потребує попереднього визначення операцій для розрахунку.

Нехай система п'єзодатчиків пристрою, а отже й робоча область, має вигляд прямокутника із довільно заданими сторонами. В цьому випадку, джерело впливу можна вважати точкою, що лежить в обмеженій цим прямокутником площі. Припустимо також, що один з п'єзодатчиків є точкою відліку прямокутної системи координат.

Зазначені припущення зручно представити у вигляді схеми, що наведено на рис. 3. На схемі точки A , B , C та D відповідають п'єзодатчикам, а точка S – джерелу впливу.

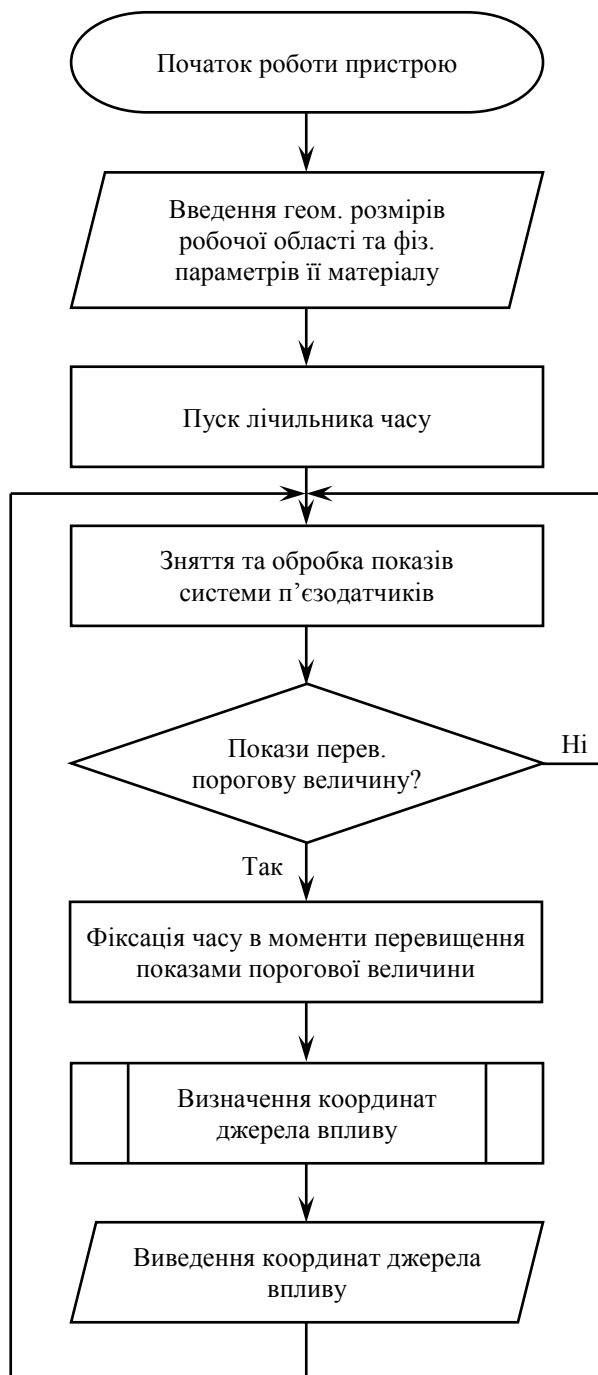


Рис. 2. Алгоритм роботи локатору короткочасного механічного впливу.

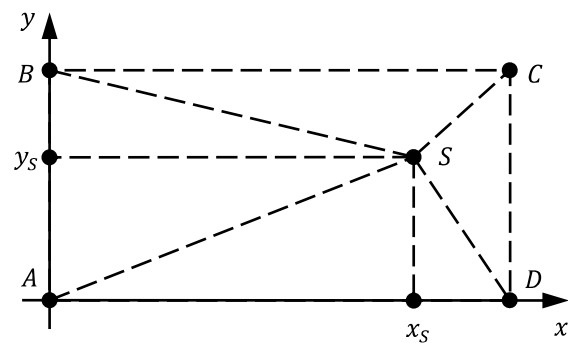


Рис. 3. Спрощене представлення системи п'єзодатчиків.

Нехай в певний момент часу від точки S в усіх напрямках почала поширюватись поперечна акустична хвиля. Якщо точка S є рівновіддаленою від точок A , B , C та D , хвиля досягне кожної з них одночасно. В іншому ж випадку для досягнення кожної з точок хвилі знадобляться різні проміжки часу t_A , t_B , t_C та t_D , відповідно [2].

Використання математичного апарату, щодо відстаней AS , BS , CS та DS , які пройде хвиля до кожної з точок, а також врахування геометричних розмірів та фізичних особливостей матеріалу робочої області пристрою, зокрема швидкості розповсюдження поперечної акустичної хвилі c_S , дають можливість отримати рівняння для наближеного визначення координат x_S та y_S джерела короткочасного механічного впливу:

$$x_S \approx \frac{1}{2AB(t_A - t_B + t_C - t_D)} \times \\ \times [(AB^2 - c_S^2(t_B - t_A)^2) \times \\ \times (c_S^2(t_C - t_D)^2(t_A + t_B - t_C - t_D)^2 - \\ - AB^2(t_A - t_B + t_C - t_D)^2)]^{\frac{1}{2}},$$

$$y_s \approx \frac{1}{2AD(t_A - t_B + t_C - t_D)} \times \\ \times [(AD^2 - c_s^2(t_D - t_A)^2) \times \\ \times (c_s^2(t_B - t_C)^2(t_A - t_B - t_C + t_D)^2 - \\ - AD^2(t_A - t_B + t_C - t_D)^2)]^{\frac{1}{2}}$$

Отримані рівняння дають уявлення також й про залежність похибки визначення координат x_s та y_s від точності вимірювання кожної з величин t_A , t_B , t_C та t_D , що спрощує побудову вимог до компонентної бази пристрою.

Висновки

Розроблений локатор короткочасного механічного впливу є важливою складовою систем автоматичного контролю та технічної діагностики пошкоджень зовнішньої поверхні корпусу різноманітних літальних апаратів авіації і космонавтики.

Простота конструктивного виконання розробленого пристрою дає можливість створювати на його основі більш складні системи для забезпечення локації короткочасного механічного впливу на просторових поверхнях.

Точність визначення координат джерела короткочасного механічного впливу залежить від багатьох факторів, серед яких найбільшу роль відіграють частотні властивості електронних компонентів та мікросхем пристрою, геометричні розміри його робочої області, а також величина співвідношення сигнал/шум [3].

Література

1. Сазонов А. А., Корнилов Р. В., Кохан Н. П. и др. Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники: Учеб. пособие для вузов по приборостр. спец. – М.: Высш. шк., 1991. – с 74-108.
2. Грінченко В. Т., Вовк І. В., Маципура В. Т. Основи акустики. Навч. посібн. – К.: Наукова думка, 2007. – с 215-288.
3. Денбновецький С. В., Лещишин О. В. Електронні системи: Навч. посібн. – К.: НТУУ «КПІ», 2011. – с 189-204.

ЗМІСТ

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ.....	2
ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ.....	3
ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ.....	4
МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ	7
Клод Шеннон та його внесок у розвиток теорії інформації, д.т.н., доц. Мельник І.В.	7
Управляющие параметры энергоинформационного комплекса на базе стратосферного беспилотного дирижабля д.т.н., проф. Писаренко Л.Д., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.	12
Оцінка можливостей застосування тасітронів в системах електроживлення імпульсних плазмових пристроїв Горбенко О.А., Мумладзе А.В., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.	18
Современные микроволновые синтезаторы частоты. аналитический обзор Грамарчук Ю.А., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.	23
Интегральный приемник субмиллиметрового диапазона Май А.В., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.	27
Моделювання плазмових джерел швидких нейтралів Перевертайло В.В., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.	33
Анализ моделей мемристора Артюхова А.В., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.	41
Позиціонування мікрооб'єктів за допомогою лазерного випромінювання Андріянов В.Ю., к.т.н., доц. Чадюк В.О.	47
Моделювання системи транспортування імпульсного електронного пучка з низького в високий вакуум в еквіпотенційному каналі Бандура В.А., д.т.н., доц. Мельник І.В.	50
Система ідентифікації з безпроводними пасивними радіомітками на поверхневих акустичних хвилях Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.	54
Електронна система підвищення стабільності вимірювання магнітоопору в плівкових матеріалах Волков С.О., д.ф.-м.н., доц. Одноворець Л.В.	61
Високочастотний генератор на поверхневих акустичних хвилях Законов Є.С., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.	63
Позиціонування мікророзмірних та нанорозмірних об'єктів за допомогою лазера Зімоверх І.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.	69

Особенности оптоволокна как канала передачи информации	
Клебан Я.В., к.т.н., доц. Чадюк В.О.....	73
Моделирование МЕМС-акселерометра	
Компель М.О., Капелюшний В.Д.....	79
Цифровая система керування електронною гарматою	
Коротков М.І., к.т.н. Тугай С.Б.....	84
Графенові біосенсиори та їх застосування	
Ксенофонтова А.А., к.т.н., доц. Чадюк В.О.	88
Исследование параметров ондуляторов в лазерах на свободных электронах	
Кутиченко Я.В., к.т.н., доц. Чадюк В.А.....	92
Система контроля качества собирающих линз	
Кушнарёв М.Р., Бевза О.М.....	97
П'єзоелектричні хвилеводи для вимірювальних перетворювачів на поверхневих акустичних хвилях	
Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.	101
Спостереження мікрооб'єктів за допомогою лазерного випромінювання	
Поздняков Д.С., к.т.н., доц. Чадюк В.О.....	107
Вплив концентрацій домішок на параметри коротко канального МОН транзистора	
Редько С.О., к.т.н. Короткий Є.В.	111
Термоэлектрический генератор на элементе Пельтье	
Ромадин Л.В., к.т.н., доц. Терлецкий А.В.	115
Перетворювач акустичних сигналів на базі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль	
Скочок Д.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.....	121
Мульти катодна магнетронна система	
Тихановський М.С., Лихтин Р.А., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І.	125
Електронна гармата високовольтного тліючого розряду для плавлення металів	
Чернятинський І.С., д.т.н., доц. Мельник І.В.....	133
Система параметрів стільникового зв'язку стандарту GSM-1900 для міських умов	
Бойко Р.О., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В.....	137
Термоелектронний інтегральний перетворювач	
Вілінський О.О., к.т.н., доц. Цибульський Л.Ю.	146
Система керування відеопроцессором на мікроконтролері STM-32	
Волощенко В.В., к.т.н., доц. Терлецький О.В.....	150

Особливості цифрової системи мобільного зв'язку

Гажур А.О., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В. 155

Автоматизований програмно-апаратний комплекс для дослідження тензорезистивних властивостей наноструктурованих плівкових матеріалів у магнітному полі

Говорун М.В., Великодний Д.В., Проценко І.Ю. 163

Цифровий сигнальний процесор на програмованій логічній інтегральній схемі

Городецький Б.М., к.т.н., доц. Терлецький О.В. 165

Пріоритетна обробка інформації

Дзеканюк О.В., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А. 171

Мобільний прилад з зарядовим зворотнім зв'язком

Казьмірук Г.С., д.т.н., проф. Денбновецкий С.В. 176

Система обробки інформації за пріоритетом

Кириченко Р.М., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А. 181

Мікроконтролерний прилад вимірювання параметрів навколишнього середовища

Пштика С.М., к.т.н., доц. Михайлов С.Р. 185

Вирішення проблем розмірності ентропії дискретного джерела інформації

Сидоренко Я.С., Олійник О.О., к.т.н., проф. Циганок Б.А. 188

Діелектрична функція плазмонної частинки різних еліпсоїдних форм

Шмиговський А.Л., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д. 194

Локація короткочасного механічного впливу як засіб автоматичного контролю та технічної діагностики

Щербіна В.С., к.т.н., доц. Кузьмичев А.І. 199