

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

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

кафедра
ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

ХІІІ-а науково-практична конференція

“ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ
ЕЛЕКТРОНІКИ”

4 квітня 2019 року

МАТЕРІАЛИ
КОНФЕРЕНЦІЇ

(електронне видання)

Київ 2019

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

Голова

Оргкомітету:

Л.Д. Писаренко

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

Члени Оргкомітету:

Г.С. Воробйов

д.ф-м.н., проф. каф. Наноелектроніки, ЕЛІТ,
Сумського державного університету.

С.А. Воронов

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

С.В. Денбновецький

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

В.Й. Котовський

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

А.І. Кузьмичев

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

П.Г. Стахів

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

В.П. Дзюба

к.т.н., головний інженер, ДП завод "Генератор".

М.Ф. Карушкін

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

С.Р. Михайлов

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

О.В. Терлецький

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

***Вчений секретар
Оргкомітету:***

О.М. Бевза

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

4 квітня

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

10:00 – 11:00	реєстрація учасників конференції
11:00 – 11:30	відкриття конференції
11:30 – 14:00	слухання доповідей
14:30 – 18:00	слухання доповідей
18:00	підведення підсумків конференції

ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ

4 квітня

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

Відкриття конференції:

1. Вступне слово зав. кафедри ЕПП

– проф. Л.Д. Писаренко

Пленарне засідання

Керівник секції:

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

О.В. Терлецький

Регламент роботи:

Доповідь – по 15 хв.

ДОПОВІДІ

1. Герасименко Денис Олександрович
Датчик кутової швидкості об'єкта на поверхневих акустичних хвилях
2. Майкут Сергій Олексійович
Моделювання дугового розрядника з анодом у вигляді індуктора
3. Перевертайло Володимир Володимирович
Дослідження резонатора типу "Розрізане кільце" для застосування у плазмовій технології

12:30, корп. №12 КПІ ім. Ігоря Сікорського, ауд. 412.

Секція: «Електроніка інформаційних систем»

Керівник секції:

к.т.н., доц. кафедри ЕПП, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”

С.Р. Михайлов

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

4. Аршан Євгеній Віталійович
Розробка електронного стенду на основі мікроконтролера для налагодження програм

5. Коломієць Юрій Андрійович
Дослідження та розрахунок основних параметрів та характеристик для побудови лінії мобільного зв'язку стандарту LTE
6. Мігуш Максим Олександрович
Система збору даних
7. Молочко Олександр Сергійович
Система передавання даних
8. Роздорожнюк Денис Михайлович
Електронна система слідкування за положенням об'єкта
9. Странський Юрій Артурович
Модель похибок волоконно-оптичного гіроскопа
10. Черватюк Артем Віталійович
Натільні комп'ютерні мережі

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

Керівник секції

к.т.н.. проф. кафедри ЕПП, „КПІ ім. Ігоря Сікорського”
А.І. Кузьмичев

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

11. Андрієнко Ольга Володимирівна
Портативний цифровий тестер-осцилограф
12. Балашов Кіріл Євгенович
Відмова мікросхем у космосі
13. Бевза Ірина Олегівна
Лабораторний стенд для дослідження 3D сканера
14. Безугла Ярослава Володимирівна
Автоматична система керування освітленням
15. Божук Андрій Миколайович
Електронна система технічного зору для дефектоскопії при виробництві плат
16. Гайсін Артем Фанісович
Система автоматичного регулювання параметрів мікроклімату складських приміщень
17. Зелінський Дмитро Володимирович
Аналіз технології отримання вуглецевих плівок
18. Калачников Олександр Олександрович
П'єзоелектричні пристрої на плівках A2B6
19. Клименко Владислав Анатолійович
Дослідження п'єзоелектричних властивостей гетеропереходів на основі плівок A2B6
20. Курпас Денис Валерійович
Системи діагностики земної поверхні для наземних безпілотних транспортних засобів
21. Леоненко Олексій Миколайович
Частотно-селективні метаматеріали для STEALTH технології
22. Лізогуб Максим Валерійович
Метаматеріальні структури на основі газоплазмових утворень (стендова доповідь)
23. Любченко Валерій Сергійович
Світлодіодна система освітлення об'єкту в оптичному мікроскопі

24. Огуревич Ярослав Володимирович
Перетворювач частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях (стендова доповідь)
25. Скуратовський Владислав Ігорович
Аналізатор моніторингу серцебиття
26. Стеценко Віталій Анатолійович
Система безперервного моніторингу браслету антистатичного захисту
27. Тищенко Олексій Володимирович
Електронна система безконтактного вимірювання рівня рідини
28. Чирук Василь Миколайович
Еволюція датчиків зображення: КМОН-ФД і ПЗЗ-матриці
29. Шовкопляс Денис Ярославович
Метод вимірювання кількості перезаписів мемристора
30. Штикало Олександр Вікторович
Моделювання фізичних властивостей схем з феромагнетиками
31. Сусла Дмитро Олександрович
Вплив шарів CdS та $CdCl_2$ на параметри гнучких сонячних елементів $ITO/CdS/CdTe/Cu/Au$
32. Клименко Владислав Олегович
Моделювання процесів нагрівання за допомогою концентратора електромагнітної енергії

Підведення підсумків конференції
доц. Терлецький О.В.

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

УДК 621.37

Датчик кутової швидкості об'єкта на поверхневих акустичних хвилях

Герасименко Д.О., проф., д.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

Вступ

Технічні параметри вимірювальних систем фізичних величин (ФВ) на основі традиційних первинних перетворювачів (ПП) (резистивних, ємнісних, магнітоелектричних, електромагнітних, гальваномагнітних, фотоелектричних, акустооптичних та інших) практично досягли своїх граничних можливостей і подальше їх удосконалення можливо шляхом створення ПП з використанням нових фізичних явищ. Особливо зросла роль ПП при створенні сучасних інформаційно-вимірювальних і навігаційних комплексів, до яких висуваються жорсткі умови до метрологічних параметрів, маси і габаритів, розширення динамічного діапазону [1].

Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Відомий датчик для вимірювання кутової швидкості об'єктів, який містить: диск з

кодовою маскою у вигляді прозорих та непрозорих ділянок у відповідності з двійковим кодом, жорстко з'єднаного з валом об'єкта; джерела світла і фотоприймачів, вихідні сигнали яких створюють комбінацію електричних сигналів у вигляді цифрового коду і визначають кутове положення диску; електронний блок диференціювання цифрового коду, в результаті чого отримують кутову швидкість об'єкта [1].

Недоліками такого датчика є:

- великі габарити (наприклад, для 22-розрядного коду діаметр диску складає (200...300 мм);
- складність конструкції, яка передбачає велику кількість фотоприймачів (на один кодовий розряд необхідно мати один пристрій зчитування), що у свою чергу призводить також до труднощів налаштування датчика в робочий режим;

- операція диференціювання знижує швидкодію, а роздільна здатність змінюється зі зміною кутової швидкості;
- датчик має обмеження по верхній межі вимірювання кутової швидкості, приблизно, на рівні 3000 об/хв.

Мета і завдання дослідження

Метою є удосконалення конструкції датчика, що підвищить точність вимірювання кутової швидкості об'єкта.

Поставлена задача вирішується тим, що діелектричний хвилевід ПАХ з двома концентраторами ПАХ, на протилежних кінцях якого розміщені плівкові зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ та поглиначі ПАХ, а кільцевий п'єзоелектричний хвилевід ПАХ відокремлений від діелектричного хвилеводу ПАХ, при цьому наявний в конструкції електронний блок з'єднаний із виходом фільтра різницевої частоти та виходом фазометра, входи якого з'єднані із виходом генератора електричних коливань та вихідним зустрічно-штировим перетворювачем ПАХ.

Основна частина

Датчик містить (рис1.) діелектричну пластину 1 з діелектричним ПАХ-хвилеводом 2 з рупорними концентраторами ПАХ, на кожному концентраторі сформовані поглиначі ПАХ 3, вхідний 4 та вихідний 5

п'єзоелектричні плівкові зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ, а на відстані $d \ll \lambda_0$, де λ_0 – довжина ПАХ в кільцевому хвилеводі, від діелектричного хвилеводу розміщений кільцевий п'єзоелектричний хвилевід 6.

Над кільцевим хвилеводом на відстані $X \leq \lambda_0$ розміщена кільцева антена 7 у вигляді кільцевої металеві зустрічно-штирової решітки 8, яка розміщена на діелектричному диску 9, яка жорстко пов'язана із валом 10 об'єкта. Шини зустрічно-штирової решітки 8 з'єднані із кільцевими електродами 11 і 12. Період розміщення електродів W решітки 8 може змінюватись по колу решітки в залежності від заданого динамічного діапазону вимірювання кутової швидкості.

Над рухомою антеною 7 розміщено ємнісний знімач вихідного сигналу 13, що містить нерухомий діелектричний диск 14 з кільцевими електродами 15 і 16, які відповідно з електродами 11 і 12 і створюють ємнісний знімач вихідного сигналу антени ПАХ. Електрод 16 заземлено, а електрод 15 з'єднаний із входом високочастотного підсилювача 17, вихід якого з'єднано із першим входом змішувача сигналів 18, другий вхід якого з'єднано із виходом електричним генератором гармонічних коливань 19, який також з'єднаний з вхідним ЗШП 4, а вихід змішувача 18 з'єднано з входом фільтра різницевої частоти сигналів генератора та антени 20,

вихід якого з'єднано з першим входом електронного блоку обробки інформації 21, другий вхід якого

з'єднано з виходом фазометра 22, входи якого з'єднані з вихідним ЗШП 5 та генератором 19

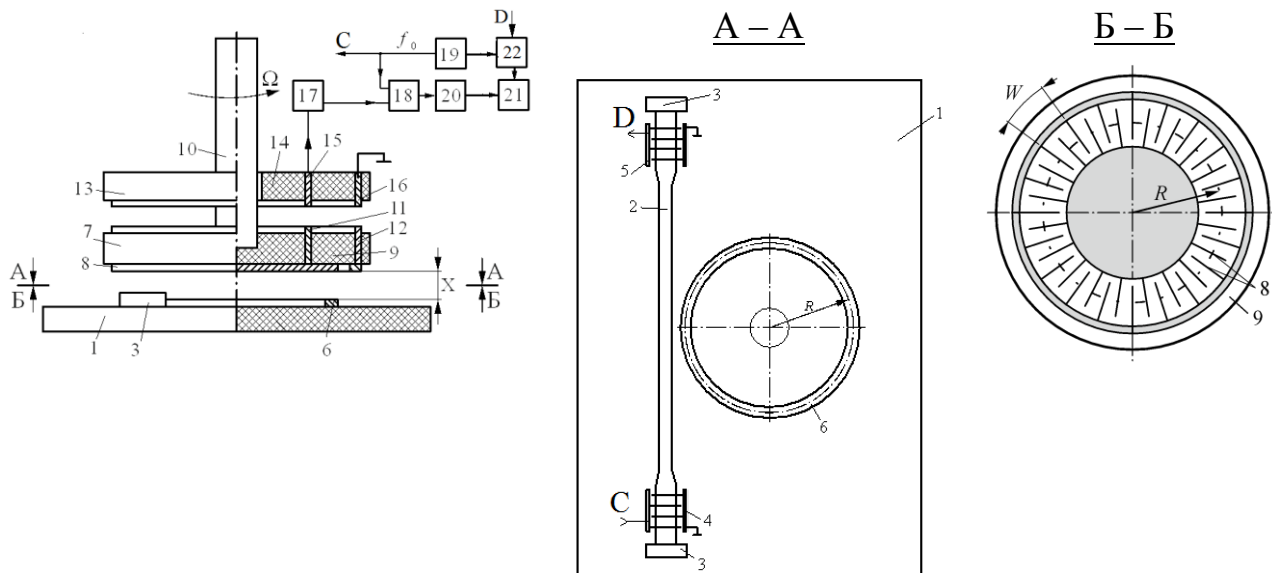


Рис1. Схема функціональна акустoeлектронного датчика на ПАХ

Амплітудно-частотну характеристику датчика кутової

швидкості можна представити у вигляді [4]:

$$K_{\Omega} = \gamma_{\text{вх}} \gamma_{\text{вих}} \gamma_k \gamma_p N M \frac{\sin(0.5 N \pi \delta)}{0.5 N \pi \delta} \cdot \frac{\sin(0.5 M \pi \delta)}{0.5 M \pi \delta} \exp \left[-\frac{2\pi}{\lambda_0} (1 - \delta) \right]$$

де $\gamma_{\text{вх}}$ та $\gamma_{\text{вих}}$ – відповідно коефіцієнти електромеханічного перетворення вхідним ЗШП та зустрічно-штировою решіткою антени; γ_k – коефіцієнт компресії акустичного потоку концентратором ПАХ; γ_p – коефіцієнт відгалуження акустичного потоку в кільцевий хвилевід; N – кількість електродів вхідного ЗШП; M – кількість електродів зустрічно-штирової решітки антени; X величина зазору між поверхнею кільцевого хвилеводу та антеною; $\delta = (f -$

$f_0)/f_0$ відносне частотне розстроювання.

На рис. 2. представлено теоретичні нормовані амплітудно-частотні характеристики датчика кутової швидкості при $N = 50$ та

$$M = 100; 200; 300$$

Електричне поле біжучої в кільцевому хвилеводі поверхневої акустичної хвилі, електричний потенціал якого змінюється від відстані X до поверхні п'єзoeлектричного хвилеводу за

формулою $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X/\lambda_0)$, де φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні хвилеводу, індуктує у кільцевій зустрічно-штировій решітці 8 антени, яка обертається з кутовою швидкістю Ω [рад./сек], змінний електричний сигнал на частоті f_2 :

$$u_2 = U_{m_2} \exp \left[-\frac{2\pi X}{\lambda_0} + j(2\pi f_2 + \psi_{02}) \right]$$

де

$$f_2 = f_0 \sqrt{\frac{1 \mp \Omega R/V_0}{1 \pm \Omega R/V_0}} = f_0 \sqrt{\frac{V_0 \mp 2\pi R n}{V_0 \pm 2\pi R n}}$$

$n = \Omega/2\pi$ – кутова швидкість в обертах за секунду; f_0 – частота генератора 19 (частота ПАХ у хвилеводі).

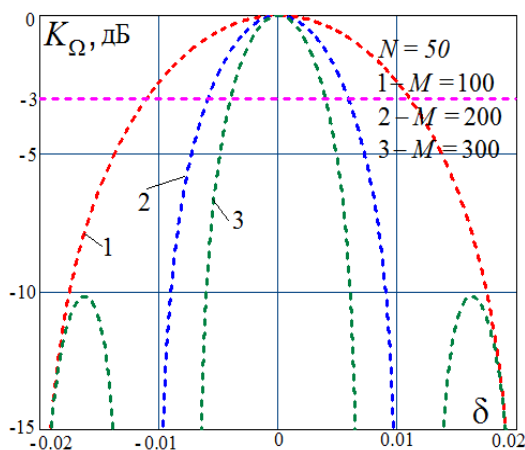


Рис.2 Амплітудно-частотні характеристики

Частота вихідного сигналу антени змінюється в залежності від кутової швидкості в результаті ефекту Доплера на величину:

$$F_D = f_2 - f_0 = f_0 \left[\sqrt{\frac{V_0 \mp 2\pi R n}{V_0 \pm 2\pi R n}} - 1 \right]$$

При обертанні антени у напрямку поширення ПАХ частота вихідного сигналу зменшується ($f_2 < f_0$), а при зворотному русі антени – збільшується ($f_2 > f_0$), що дозволяє визначати напрямок обертання об'єкту, що сполучений з антеною.

На рис. 3. зображені залежності приросту частоти F_D сигналу антени при її обертанні з кутовою швидкістю n над кільцевим п'єзоелектричним хвилеводом у напрямку поширення та у протилежному напрямку поширення ПАХ.

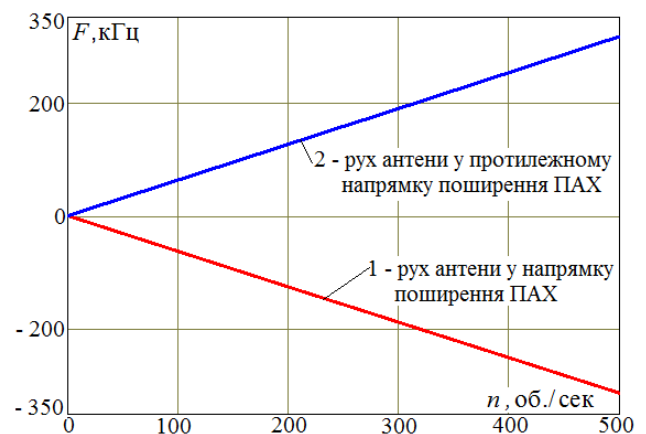


Рис.3. Приріст частоти сигналу

Вихідний сигнал антени з частотою $f_2 = f_0 \pm F_D$ після підсилення у високочастотному підсилювачі 17 та опорний сигнал генератора 19 з частотою f_0 поступають на змішувач 18, в результаті на виході змішувача виникає сигнал з частотою F_D , який після фільтра різницевої частоти 20

сигналів генератора та антени поступає в електронний блок 21, в якому здійснюється вимірювання частоти F_D і розраховується кутова швидкість антени за формулою:

$$n = \frac{\pm V_0}{2\pi R} \cdot \frac{f_0^2 - (f_0 + F_D)^2}{f_0^2 + (f_0 + F_D)^2}$$

На рис. 4. представлена залежність кутової швидкості від виміряної електронним блоком різницевої частоти F_D .



Рис.4 Залежність кутової швидкості від приросту частоти сигналу антени

Зміна конструктивних параметрів хвилеводу та частоти опорного генератора f_0 дозволяє керувати роздільною здатністю та діапазоном вимірювання кутової швидкості.

Для корегування результатів вимірювання кутової швидкості при зміні температури можна використати результати вимірювання фазометром 22 фазових зсувів ψ_0 при $T_0 = 20^\circ C$ та $\psi(T)$ при температурі T в лінії затримки, акустична довжина якої

дорівнює відстані між вхідним 4 та вихідним 5 зустрічно-штировими перетворювачами. При першому наближенні фазовий зсув можна представити у вигляді [5]:

$$\begin{aligned} \psi(T) &= \psi_0 \left[1 + \frac{1}{L_0} \frac{\partial L}{\partial T} dT - \frac{1}{V_0} \frac{\partial V}{\partial T} \right] = \\ &= \psi_0 [1 + \alpha \cdot dT - \beta \cdot dT] \end{aligned}$$

де $\alpha = \frac{1}{L_0} \frac{\partial L}{\partial T}$ - температурний коефіцієнт лінійного розширення діелектричної пластини з хвилевідною структурою; $\beta = \frac{1}{V_0} \frac{\partial V}{\partial T}$ - температурний коефіцієнт швидкості ПАХ; V_0 та L_0 - відповідно фазова швидкість ПАХ та акустична довжина лінії затримки між вхідним 4 та вихідним 5 зустрічно-штировими перетворювачами при $T = 20^\circ C$; $\psi_0 = \frac{2\pi f_0 L_0}{V_0}$ - фазове набігання ПАХ на акустичній довжині лінії затримки при $T_0 = 20^\circ C$.

Знаючи температурний коефіцієнт лінійного розширення підкладки (дані приводяться у довідниковій літературі) та фазову швидкість V_0 при $T_0 = 20^\circ C$ у хвилеводі, яка визначається попередньо експериментально при виготовленні датчика (наприклад, за допомогою лазерного зондування), в електронному блоці 21 здійснюється визначення відносної залежності фазової швидкості від температури:

$$\eta(T) = \frac{\Delta V(T)}{V_0} = 1 - \frac{\psi(T)}{\psi_0} + \frac{\Delta L(T)}{L_0}$$

Тоді співвідношення (6) та (7), із врахуванням температури, будуть мати вигляд:

$$F_{\eta} = f_0 \left[\sqrt{\frac{V_0(1+\eta) \mp 2\pi R n}{V_0(1+\eta) \pm 2\pi R n}} - 1 \right]$$

$$n_{\eta} = \frac{\pm V_0(1+\eta) f_0^2 - (f_0 + F_{\text{д}})^2}{2\pi R f_0^2 + (f_0 + F_{\text{д}})^2}$$

При зміні температури зовнішнього середовища в інтервалі $T = (-50 \dots +50)^{\circ}\text{C}$ слід очікувати відносну максимальну зміну фазової швидкості ПАХ

$$\eta = \frac{\Delta V}{V_0} = \pm(10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-3})$$

Відносне відхилення кутової швидкості від температурного параметра η представляється у вигляді:

$$\chi = \frac{(n_{\eta} - n)}{n} 100\%$$

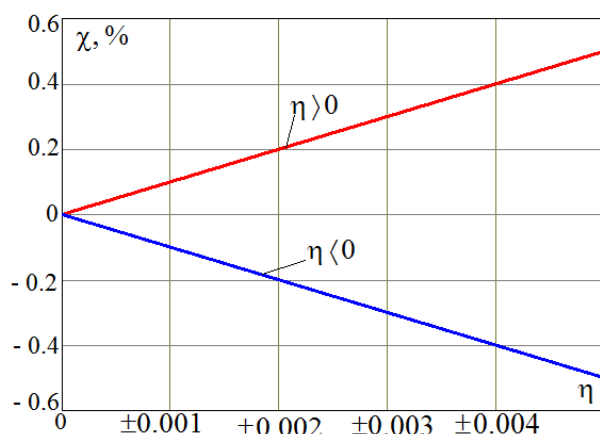


Рис.5. Відносне відхилення кутової швидкості від температурного параметра

На Рис. 5. представлено відносне χ відхилення кутової швидкості від температурного параметра η .

Висновок

Таким чином, у запропонованого датчика, на відміну від прототипу, в антені індуктується сигнал електричним полем ПАХ, що поширюється лише в кільцевому п'єзоелектричному хвилеводі, а вимірювання фази сигналу, що знімається з вихідного зустрічно-штирового перетворювача ПАХ, за допомогою фазометра та обробка результатів вимірювання в електронному блоці обробки інформації дозволяє враховувати вплив дестабілізуючих факторів на результати вимірювання кутової швидкості об'єкта.

Література

1. Юкиш М. Й., Кухарчук В. В., Білинський Й. Й. Оптико-електронні засоби контролю параметрів обертального руху на основі методу просторової модуляції. Монографія. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009. — 138 с.
2. Патент на корисну модель 115968 UA, МПК (2017.01), Н 03 Н 9/13 (2006.01), G 01 Р 3/00. Датчик для вимірювання кутової швидкості об'єктів / Жовнір М. Ф., Писаренко Л. Д., Іващук А. В., Олійник О. О., Бітов М. В., Плешка Т. Є., Законов Є. С. Заявл. №

- u201606028, заявл. 03.06.2016;
опубл. 10.05.2017, бюл. № 9.
3. Жовнір М.Ф. П'єзоелектричні
плівкові хвилеводи
поверхневих акустичних
хвиль / Журнал нано- та
електронної фізики. Суми:
Сумський державний ун-тет,
2016, том. 8, № 4(1) . - С.
04007-1- 04007-7.
4. Жовнір М.Ф. Математична
модель первинного
перетворювача кутових
переміщень з кільцевим
п'єзоелектричним хвилеводом
поверхневих акустичних
хвиль / Вісник НТУ "ХП".
Серія: Механіко-технологічні
системи та комплекси. Харків:
НТУ "ХП", 2016, № 49(1221).
– С. 42–51.
5. Морозов А.И., Проклов В.В.,
Станковский Б.А.
Пьезоэлектрические
преобразователи для
радиоэлектронных устройств.
– М.: Радио и связь, 1981. –
184 с.

УДК 621.385

Моделирование дугового разрядника с анодом в виде индуктора

*Дрозд И.М., д.т.н., проф. Кузьмичев А.И., Майкут С.О.,
к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.*

Вакуумные коммутаторы (ВК) это приборы на основе вакуумного-дугового разряда, используемые для прерывания тока в цепях импульсных генераторов и защиты от короткого замыкания [1,2]. Их разработка является актуальной задач вакуумной и плазменной электроники. На основе таких приборов конструируются высоковольтные электронные системы.

Для быстрого прерывания тока используются вакуумные лампы и полупроводниковые приборы, но недостатком вакуумных ламп является большое падение напряжения на них, а полупроводниковые коммутаторы рассчитаны на невысокое коммутируемое напряжение. На ВК на дуговом разряде в парах материала катода падает малый потенциал, около 10-30 вольт, т.е. такое же напряжение, как и в твердотельной электронике. При этом коммутируемые токи могут составлять десятки килоампер.

Эффективность ВК во многом определяется характеристиками управления и надёжного гашения вакуумной дуги. Один из способов

прерывания дуги основан на генерации в межэлектродном промежутке импульсного магнитного поля (МП), поперечного к электрическому [1,2]. Причём индукция МП должна быть достаточной для резкого возрастания импеданса замагниченной плазмы в дуговом разряде, а падение напряжения на дуге должно достигать уровня напряжения источника питания. Исследования подтвердили практическую эффективность импульсного магнитного способа управления разрядом [3]. Однако физические процессы гашения дуги в вакуумном коммутаторе ещё не до конца исследованы, в том числе процессы, которые могут приводить к повторному зажиганию дуги в период деионизации плазмы и конденсации пара в условиях нарастания напряжения на электродах [3].

Цель данной работы – физико-топологическое моделирование магнитной отсечки катодных электронов от анода. Процесс отсечки очень важен для заключительного этапа прерывания тока. Оно затруднено остаточной

термоэмиссией катода и вторичной γ -эмиссией при бомбардировке катода остаточными ионами.

В данной работе процесс отсечки электронов моделировали в системе с анодом в виде индуктора. При этом для создания МП используется ток пропускаемый через анод-индуктор. Такой подход позволяет эффективно генерировать магнитное поле, т.к. оно максимально приближено к поверхности анода [4].

Исследуемая система представлена на рис.1, где: 1 – катод (его коническая вершина служит эмитирующей поверхностью), 2 – анод (нижняя поверхность его нижнего витка служит коллектором электронов). Отметим, что в работе фактически моделируются процесс магнитной отсечки электронов именно от нижней поверхности анода.

Нижний виток анода одновременно защищает остальные витки от запыления металлическим конденсатом испаряющегося материала катода. Такая конструкция позволяет не вводить дополнительный электрод (индуктор) в конструкцию ВК.

На рис.1 приведены размеры элементов моделируемой системы

При расчётах определялись:

- величина и распределение токов в аноде;
- распределение магнитного поля в пространстве ВК;

- распределение электрического поля в пространстве ВК;
- траектории электронов, эмитированных катодом;
- условия прерывания тока.

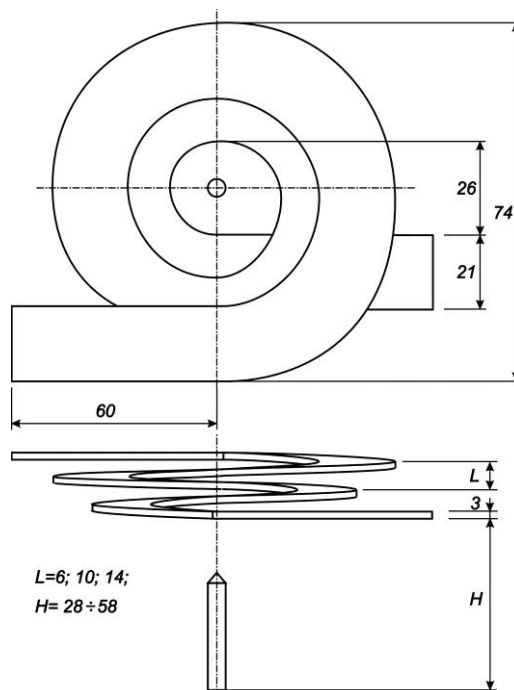


Рис. 1 – Конструкция электродов

Алгоритм расчётов параметров процессов в ВК реализован согласно физико-топологической модели, представленной на рис.2. Она включает математические модели электрического поля между анодом и катодом, магнитного поля индуктора, модель эмиссии электронов с поверхности катода и кинетическую модель движения электронов в электромагнитном поле. Исследования выполнены численным расчётом параметров по указанным на рис.2 моделям с использованием программного пакета COMSOL [5].

Физико-топологическая модель также учитывает влияние геометрических размеров всех элементов ВК, эмиссионные, электрические и магнитные свойства материалов, напряжение на электродах, токи анода.

Определение поля токов анода, конфигурации электрического и

магнитного полей производилось по математической модели, основанной на уравнениях Максвелла для вакуума и проводящей среды и граничных условиях, адаптированных к форме элементов ВК (здесь и далее использовались общепринятые обозначения векторов).

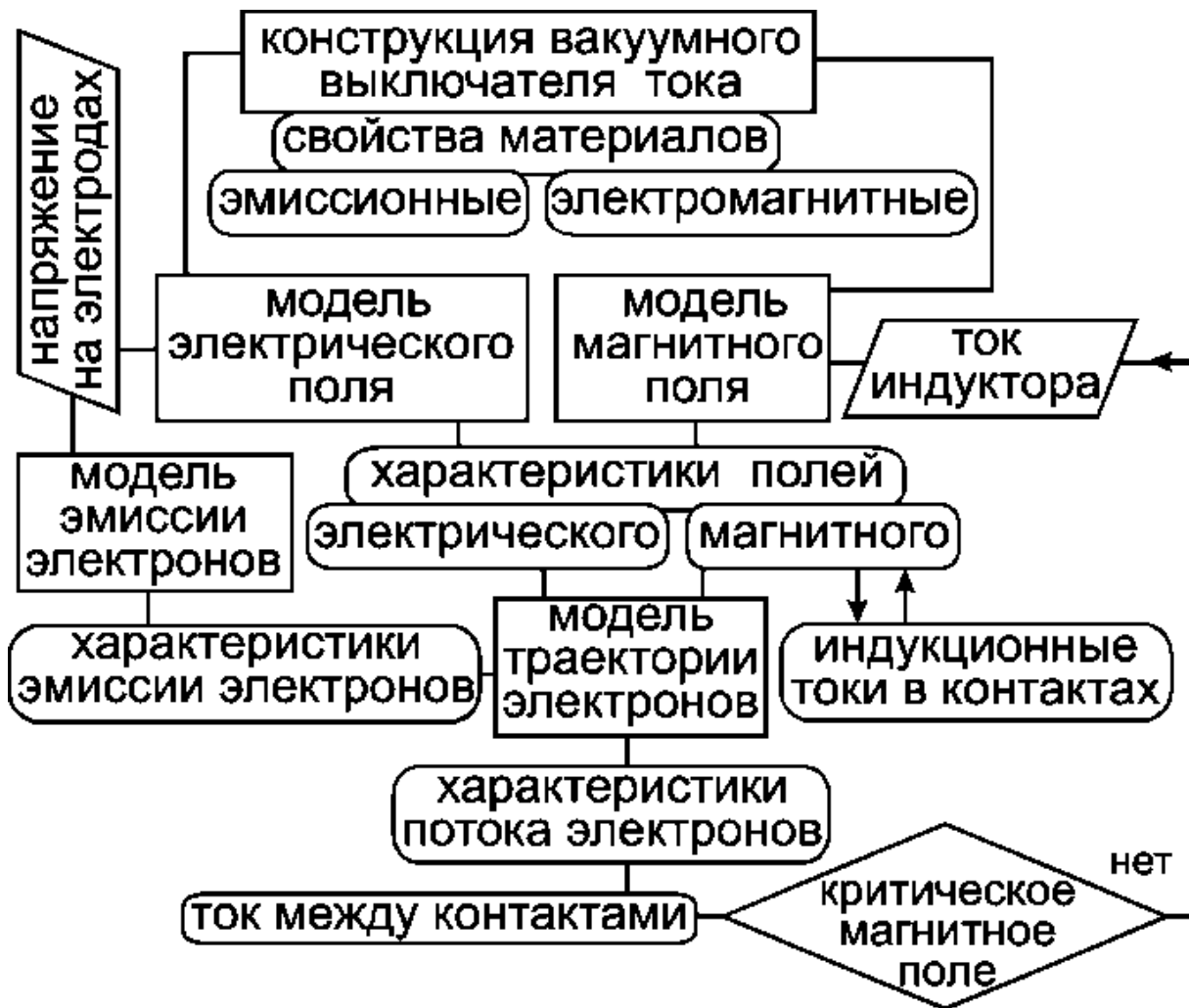


Рис. 2 – Физико-топологическая модель численного расчёта параметров ВК с учётом индукции вихревых токов на аноде

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J}; \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho = 0; \quad (3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4)$$

В уравнении (1) член $\partial \mathbf{D} / \partial t$ не учитывался вследствие низких рабочих частот (меньше 1 МГц), а в уравнении (3) не учитывался пространственный заряд из-за его незначительной роли при высоких напряжениях, применяемых в ВК.

Система уравнений (1)–(4) дополнялась материальными уравнениями:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \varepsilon_0 \mathbf{E}; \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) = \mu_0 \mathbf{H}; \quad (6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad (7)$$

где ε_0 – электрическая постоянная, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума и σ – электрическая проводимость материала анода (медь). Вектор электрической поляризации $\mathbf{P}$ и магнитный вектор $\mathbf{M}$ принимались равными нулю.

При решении системы уравнений Максвелла применялись общепринятые граничные условия.

Начальная кинетическая энергия электронов, эмитируемых с поверхности катода задавалась равной нулю. Направление вылета с поверхности определялось направлением силовых линий электрического поля. Эмиссия электронов задавалась равномерным распределением

точек эмиссии по поверхности катода.

Модель траектории электронов в электрическом и магнитном полях в пространстве ВК основана на втором законе Ньютона под действием силы Лоренца ($\mathbf{F}$):

$$\mathbf{F} = -e(\mathbf{E} + [\mathbf{v} \times \mathbf{B}]); \quad (8)$$

где e и $\mathbf{v}$ – заряд и скорость электрона, соответственно. Расчёт траекторий движения электронов по этой модели производился с учётом дифференциальных параметров предварительно вычисленных электрического и магнитного полей. Сила, действующая на электрон, определялась по значению векторов $\mathbf{E}$, $\mathbf{B}$ и $\mathbf{v}$ в точке пространства нахождения электрона. Затем по закону Ньютона определялось перемещение электрона в следующую точку, где расчёт повторялся. Дискретизация рассчитываемой траектории и структура полей оптимизировалась по математическим алгоритмам метода конечных элементов.

Расчёт траекторий выполнялся в квазистационарном приближении, т.е. в пренебрежении изменениями переменных полей за время пролёта электронов между электродами.

Как известно, при определённых напряжённости электрического и магнитного полей электроны не могут достигнуть анода под действием силы Лоренца, которая отклоняет электроны от направления действия силовой

линии электрического поля. Для этого индукция магнитного поля B должна быть больше некоторой критической величины $B_{кр}$ [3].

Система параметров исследуемого объекта приведена в табл. 1

Параметр	Величина
Длительность импульса	5-10 мкс
Ток индуктора	600 - 900 А
Количество витков	3
Шаг витка индуктора	6 - 14 мм
Расстояние анод-катод	43 - 58 мм
Радиус нижнего витка	32 мм
Диаметр катода	5 мм
Рабочее напряжение	10 кВ

Результаты и обсуждение

На рис.3 показано распределение электрического поля между электродами ВК. Симметрия поля в области анода-индуктора нарушается, вследствие несимметричной геометрии анода.

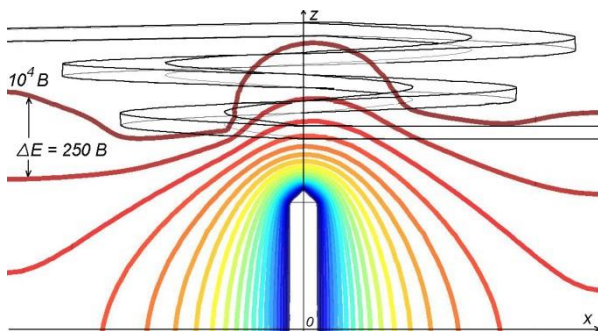


Рис. 3 – Распределение электростатического поля с шагом эквипотенциалов в 500 вольт для поперечного сечения

Распределение индукции магнитного поля вдоль оси анода-индуктора при токе анода 600 ампер представлено на рис.4.

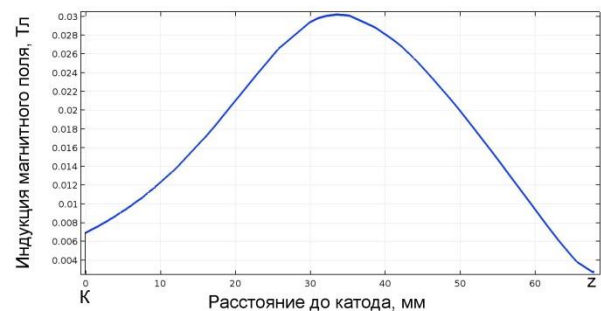


Рис.4 – Распределение индукции магнитного поля на оси анода-индуктора (K – остриё катода)

Полученные распределения полей позволяют определить траекторию электронов внутри анода-индуктора. При расчёте траектории (трассировке) заряд электрона округлялся до $1,6 \times 10^{-19}$ Кл и масса – до $9,1 \times 10^{-31}$ кг. Траектории рассчитывались для 300 частиц, равномерно эмитируемых с конической части катода (вершины). Для наглядности на рисунках показаны 30 траекторий частиц.

На рис.5 показаны траектории электронов в ВК по истечении одной наносекунды (10^{-9} с) импульса тока индуктора величиной 900 А. Расстояние катод-анод задано в 22 мм. Видно, что шаг спирали не оказывает существенного влияния на фокусировку электронов.

На рис.8 представлены траектории электронов в ВК при

токе индуктора 900 А и расстоянии катод-анод – 12 мм. Сравнение траекторий показывает, что расстояние от катода до анода существенно влияет на фокусировку электронов, т.е. на эффективность отсечения электронов от анода. Электроны, рассеянные в область катода (на

рисунках – вниз), по окончании импульса тока индуктора имеют вероятность вернуться на анод. Поэтому, фокусировка электронов над анодом является целью исследования влияния на неё конструктивных параметров ВК.

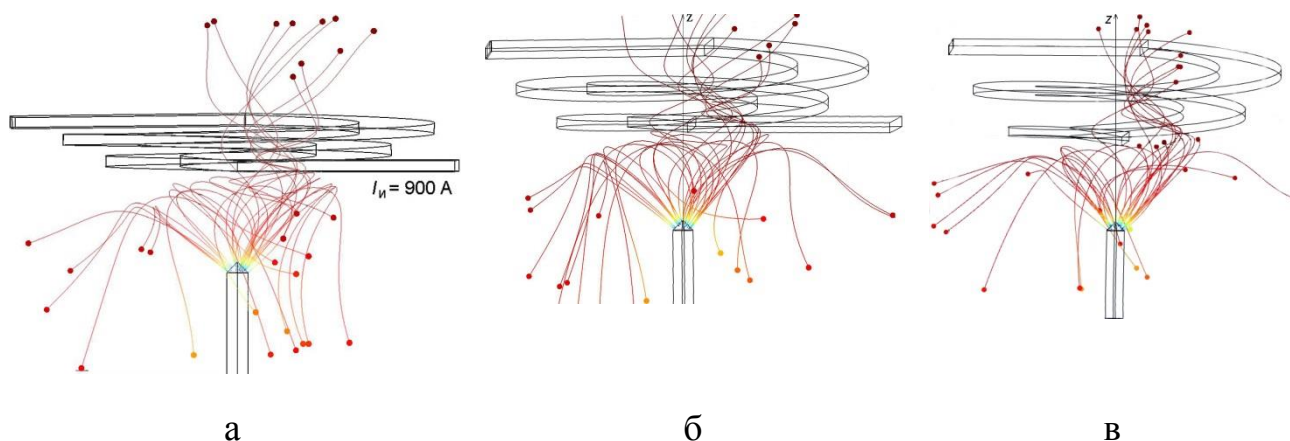


Рис.5 – Траектории электронов в ВК при расстоянии катод-анод 22 мм и разных шагах витков анода-индуктора: а – 6 мм; б – 10 мм; в – 14 мм

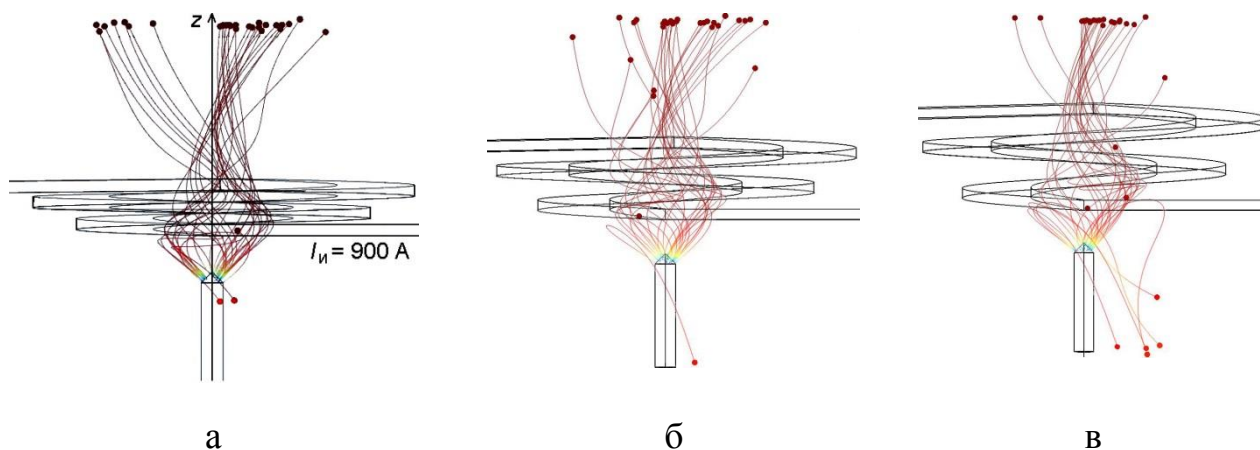


Рис. 6 – Траектории электронов в ВК при расстоянии катод-анод 12 мм и разных шагах витков анода-индуктора: а – 6 мм; б – 10 мм; в – 14 мм

Сравнение траекторий электронов на рис.7 и рис.6 б (ток анода-индуктора 600 А и 900 А соответственно) позволяет

определить достаточный ток эффективной отсечки электронов для выбранной конструкции. При импульсе тока в 600 А

длительностью 1 нс 30% электронов (9 из 30) не покинули область анода (рис.9), а при 900 А – только 1 (рис.8,б).

На рис.8 представлены результаты расчёта эффективности отсечки электронов ВК в зависимости от амплитуды импульса тока индуктора при различном шаге витков индуктора

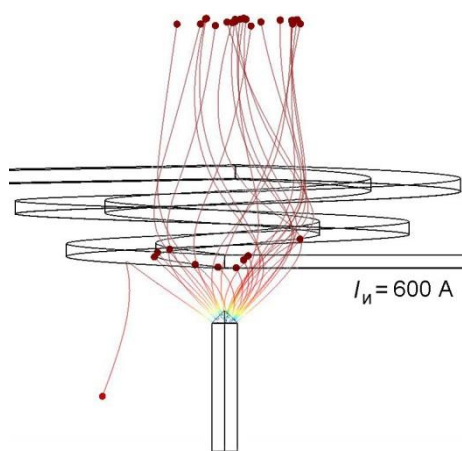


Рис. 7 – Траектории электронов в ВК при расстоянии катод-анод 10 мм

Уменьшение шага витков индуктора и амплитуды импульса тока в нём приводит к увеличению напряжённости магнитного поля в области катода, что улучшает фокусировку электронов. При шаге витков индуктора 6 мм и амплитуде импульса тока 900 А все эмитированные с катода электроны фокусируются за пределы анода. Сфокусированные электроны могут направляться на дополнительный конструктивный электрод (коллектор) или рассеиваться в дальнейшем, при выборе оптимальных режимов коммутации ВК.

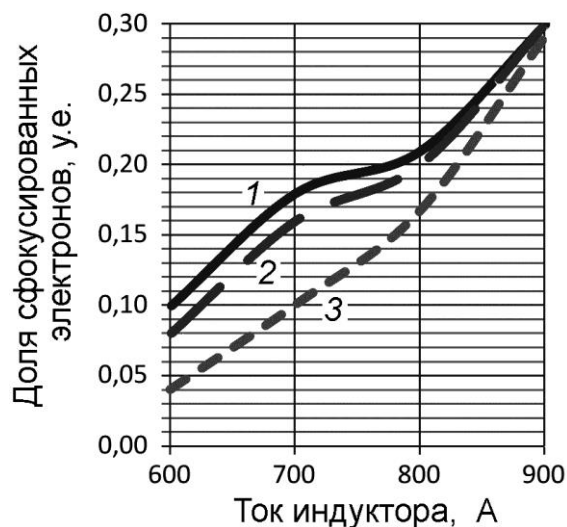


Рис. 8 – Зависимость доли сфокусированных электронов от тока индуктора при различном шаге витков индуктора: 1 – 6 мм, 2 – 10 мм, 3 – 14 мм

Уменьшение шага витков индуктора ограничено возможностью возникновения между витками разности потенциалов достаточной для электрического пробоя между ними. Оптимальный шаг витков индуктора должен выясняться в отдельном исследовании.

Расчёты показали, что снижение расстояния катод-анод ниже 12 мм приводит к ухудшению фокусировки электронов.

Выводы

Выполнено моделирование процесса магнитной отсечки электронов от анода в форме индуктора в осесимметричном МП.

Определено влияние конструктивных параметров на эффективность отсечки электронов.

Для исследуемой конструкции оптимальное расстояние катод-анод составило 12 мм. По результатам расчётов, снижение расстояния между витками индуктора повышает эффективность отсечки электронов, что подтверждает физическую адекватность математической модели и правильность расчётов.

В предложенной конструкции индуктора с тремя витками полная отсечка электронов, при напряжении анод-катод 10 кВ, происходила при импульсе тока индуктора – 900 А.

Полученные результаты могут использоваться при разработке конструкции ВК для систем с прерыванием тока вакуумно-дугового разряда.

Литература

1. Elektricheskie i elektronnye apparaty [Electrical and electron apparatuses]. Vol. 1. Electromechanical apparatuses / Ed. A.G. Godzhello, Yu. K.

Rozanov. Moscow: Publ. Center “Academia”, 2010. 352 p.

2. Markov A. M. Modern vacuum breakers // News of Pskov State University. Ser. Technical Sci. 2016. No. 6/ P. 110-116.
3. С. А. Майкут, И. М. Дрозд, А. И. Кузьмичев и Л. Ю. Цибульский, «Исследование отсечки электронов в плоском диоде магнитным полем плоского индуктора,» Электроника и Связь, т. 22, № 4, pp. 21-27, 2017.
4. Дрозд И. М., Вакуумно дуговой прерыватель тока. - Авт. Свид. СССР № 1274026, 1986. / И.М. Дрозд, В.И. Крижановский, А.И. Кузьмичев и др. - Бюл. №44, 1986.
5. COMSOL Multiphysics® Software URL: <https://www.comsol.com/>

УДК 621.38

Дослідження резонатора типу "Розрізане кільце" для застосування у плазмовій технології

Перевертайло В.В., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.

Можливості застосування плазми у наукових дослідженнях та промисловості охоплюють досить широкий діапазон, зокрема: хімічний синтез, видозміна поверхні матеріалів, контроль забруднень повітря та води, хіміко-фізичний аналіз та ін. Плазмові технології, як показав досвід, відзначаються істотними добре відомими перевагами [1].

Відомі різні методи отримання плазми. Перспективним є спосіб отримання – за допомогою НВЧ енергії [1-4]. Важливими особливостями методу є відсутність електродів, що контактують із реакційним газом, підвищення чистоти оброблюваної поверхні; можливість безпровідного підведення енергії; наявність промислових джерел НВЧ енергії; відносна простота конструкції НВЧ генераторів... Зазвичай застосовують хвильоводні резонаторні НВЧ системи. У хвильоводних пристроях енергія електромагнітного поля підводиться до газу за допомогою прямокутних або циліндричних хвильоводів, а також – за допомогою коаксіальних ліній.

Крім хвильоводних, великий інтерес представляють системи, побудовані на основі кільцевих резонаторів, тобто резонаторів типу "розрізане кільце" [2-4]. Їх особливістю є можливість концентрації електричного поля у області розрізу кільця, де вдається отримати велику напруженість поля. Це перспективно для роботи за високих тисків (~100 кПа), коли мають місце часті зіткнення електронів з нейтральним газом і потрібні високі напруженості електричного поля. Разом з тим високі тиски цікаві тим, що при них можна вести зручні технологічні процеси плазмової обробки. Резонатор типу "розрізане кільце" представлений на рис. 1, у нього виток – це індуктивність L , а розріз – ємність C , як у звичайного коливального контуру. Резонансна частота $f_{\text{рез}}$ визначається за відомою формулою у випадку нехтування хвиловими процесами:

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

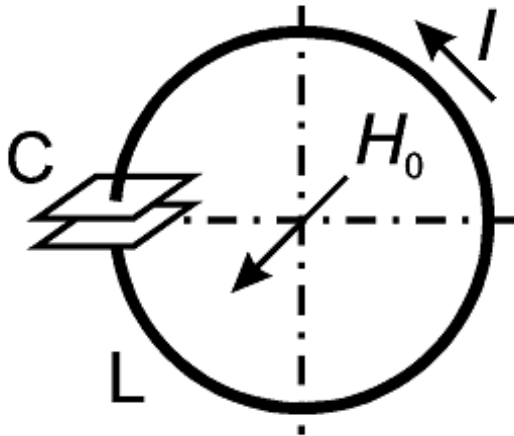


Рис. 1. Приклад найпростішого НВЧ резонатора типу "розрізане кільце"

Коливання у резонаторі можливо викликати магнітним полем H_0 , слові лінії якого перетинають площину витка, у якому виникає електричний струм I .

Зараз резонатор типу "розрізане кільце" починає широко застосовуватись не тільки для радіотехнічних цілей, але і у плазмовій техніці для генерації плазми [2-4]. Підвід енергії у відомих системах, описаних у [2-4], застосовувався електричний. Але на нашу думку це не є єдиним способом для підведення енергії, можливі і інші варіанти, зокрема, для випадку обробки матеріалів у газоплазмовому середовищі значного об'єму. Для цього необхідно створення об'ємної структури для генерації плазми з використанням великої кількості резонаторів, певним чином розміщених у НВЧ камері, та застосування одного джерела НВЧ енергії, який одночасно буде

збуджувати низку кільцевих резонаторів. І якраз цей метод, як нам відомо, поки що не вивчений та у літературі не представлений. Таким чином, новизна і мета нашої роботи – дослідження резонатора типу "розрізане кільце" для застосування у об'ємних плазмових технологічних пристроях із безпроводним підведенням НВЧ енергії.

Відповідно цьому система, у якій передбачається дослідження та використання резонаторів типу "розрізане кільце", повинна бути значного розміру (не менше 3-10 дм³) щоб у ній можна було розмістити певну кількість резонаторів. В такому випадку на частоті 2,45 ГГц буде реалізовуватися режим багатомодової НВЧ хвилі. З практичної точки зору для проведення наших досліджень відмінно підходить камера і НВЧ система печі «Електроника», до складу якої входить НВЧ генератор – магнетрон типу М105 потужністю 700 Вт. У подальшому на базі такої печі можна створити системи для об'ємної плазмової обробки.

Спочатку було проведено 3D моделювання поля у НВЧ печі «Електроника» у середовищі COMSOL Multiphysics® [5]. НВЧ хвиля, потрапляючи у НВЧ камеру за допомогою хвилеводного підводу енергії (див. рис. 2), створює електромагнітне поле, яке певним чином орієнтується в об'ємі (розміри НВЧ камери в сантиметрах та результати моделювання

представлені на рис. 2). Бачимо, напруженість електричного поля розподілялась неоднорідно, її середня напруженість поля була невисока, але, як пізніше показав експеримент, у таких умовах зосередженої напруженості поля в

області ємнісного зазору резонатора вдалось отримати достатньо для генерації плазми (фотографія представлена на рис. 7, на якому умовно штриховою лінією показано місце розташування досліджуваного резонатора).

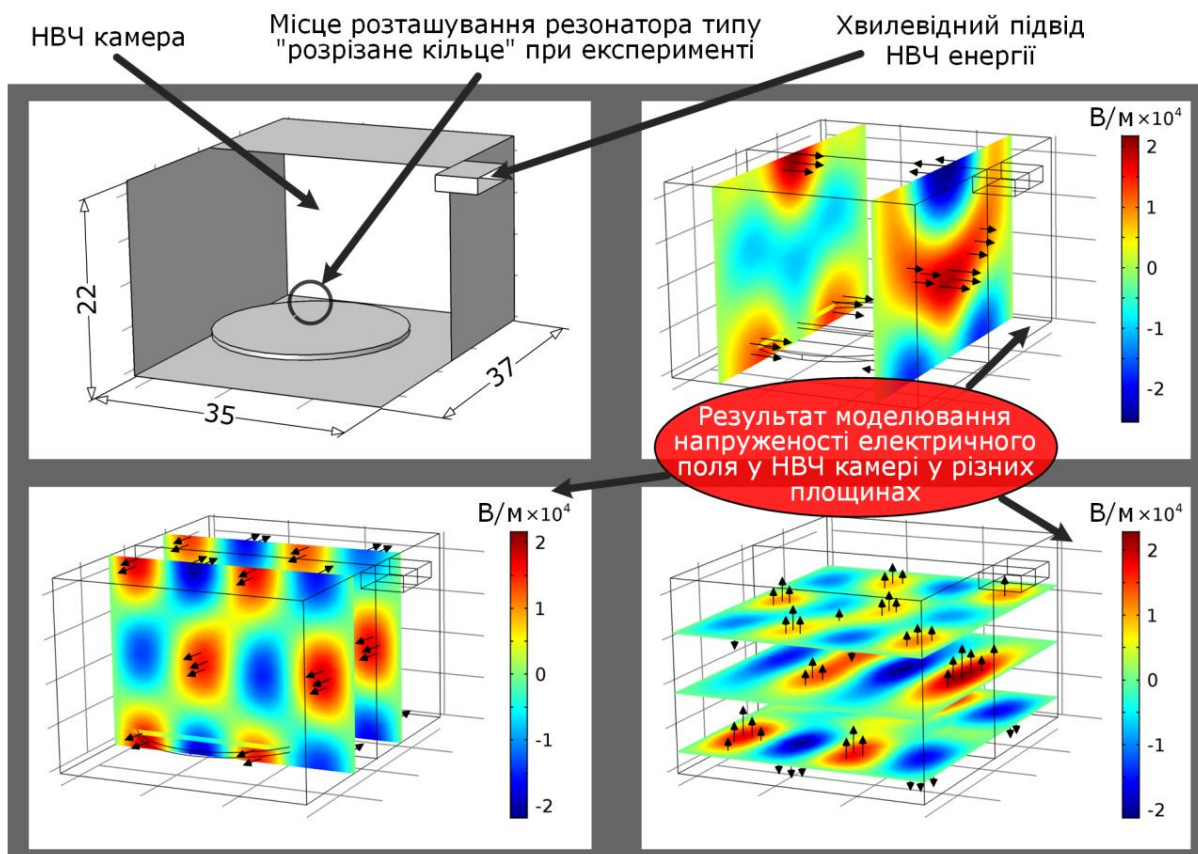


Рис. 2. Результат 3D моделювання напруженості електричного поля у НВЧ камері, у якій проводились дослідження по генерації плазми за допомогою резонатора типу "розрізане кільце". Розміри наведені в сантиметрах.

Далі розв'язувалося питання проектування резонаторів типу "розрізане кільце". Тільки після цього можна конструювати всю систему з камерою об'ємної обробки плазмою при атмосферному тиску на базі них.

Для дослідження резонаторів можна застосовувати різні підходи. У наш час загальноприйнято, що на ряду з експериментальними гарно

проводити дослідження у віртуальних лабораторіях, зокрема у програмному середовищі COMSOL Multiphysics® (в якому були отримані результати 3D моделювання напруженості електричного поля у НВЧ камері, які представлені на рис. 2).

Визначимо зв'язок геометрії кільця з його резонансною частотою. Спочатку визначимо

довжину провідника кільця. Вона напряму зв'язана із резонансною довжиною хвилі $\lambda_{рез}$, яка є максимальною довжиною хвилі, здатною поширюватись вдовж витка, у нашому випадку у повітряному середовищі чи вакуумі. Загальновідомо $\lambda_{рез}$ визначається наступним чином:

$$\lambda_{рез} = c / f_{НВЧ} = 2 \cdot l_{рез}$$

де c – швидкість світла ($\approx 3 \cdot 10^8$ м/с), $f_{НВЧ}$ – частота генератора НВЧ, $l_{рез}$ – довжина резонатора.

Наступним етапом було обчислення параметра S_{11} матриці розсіювання, яке проводилось у модулі електромагнітних хвиль COMSOL Multiphysics® (рис. 3). Діапазон частот розрахунку 1...4 ГГц. Потужність НВЧ 1 Вт. Середовище – вакуум. Матеріал резонатора – алюміній з електропровідністю $3,56 \cdot 10^7$ См/м. Розрахований $D_{теор.}$ (1,950 см, $l_{рез} = \pi \cdot D_{теор.}$) та уточнений в результаті моделювання D діаметр резонатора типу "розрізане кільце" показаний на рис. 4.

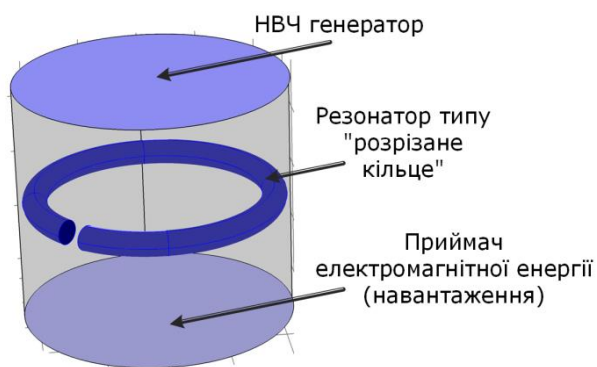


Рис. 3. Схема досліджень резонатора

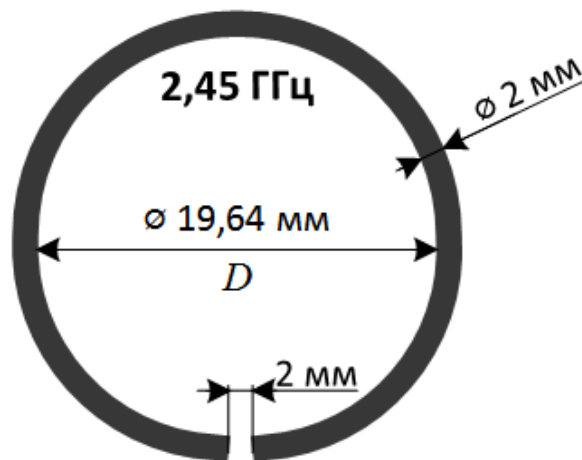


Рис. 4. Геометричні розміри резонатора для частоти 2,45 ГГц

Параметр S_{11} матриці розсіювання визначається як відношення амплітуди відбитої хвилі (від резонатора назад у сторону НВЧ генератора) до амплітуди хвилі, що надходить від НВЧ генератора (за умови узгодженого навантаження, тобто за умови, що відбиття хвилі після резонатора немає – повне поглинання приймачем, див. рис. 3). На резонансній частоті відбувається поглинання електромагнітної хвилі резонаторною структурою, що можна бачити на графіку рис. 5 – значення менші 0 дБ. На базі отриманих результатів бачимо, що при наближенні до резонансної частоти проявляється умова поглинання енергії електромагнітної хвилі.

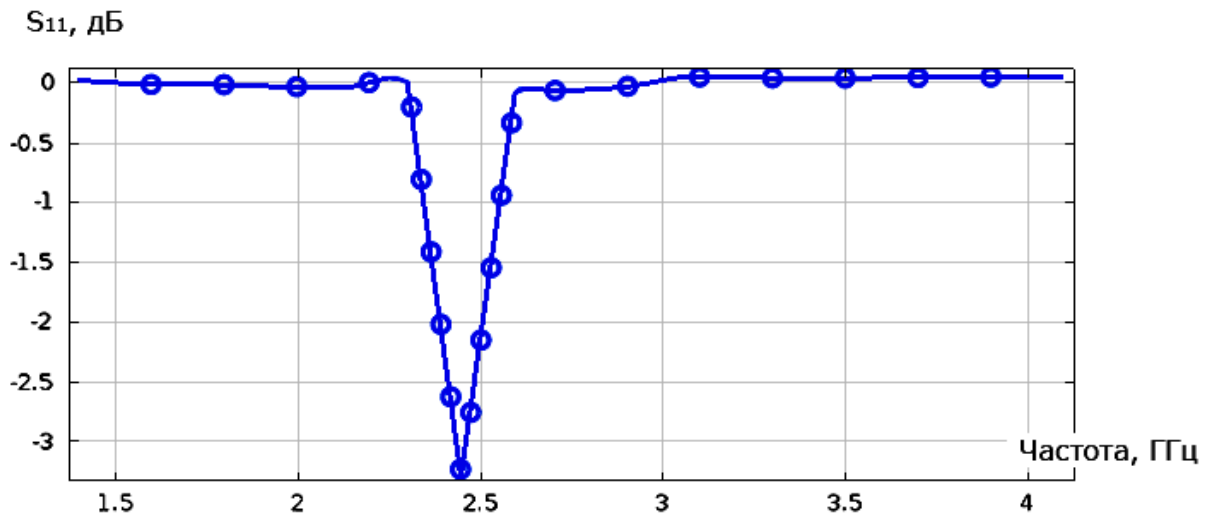


Рис. 5. Параметр S_{11} для резонатора (розрахованого під частоту 2,45 ГГц) для $D = 19,64$ мм

Результати розрахунку напруженості електричного поля у ємнісному зазорі резонатора, максимальна величина якого

становить 50 кВ/м при заданій нами потужності збудження кільцевого резонатора, представлена на рис. 6.

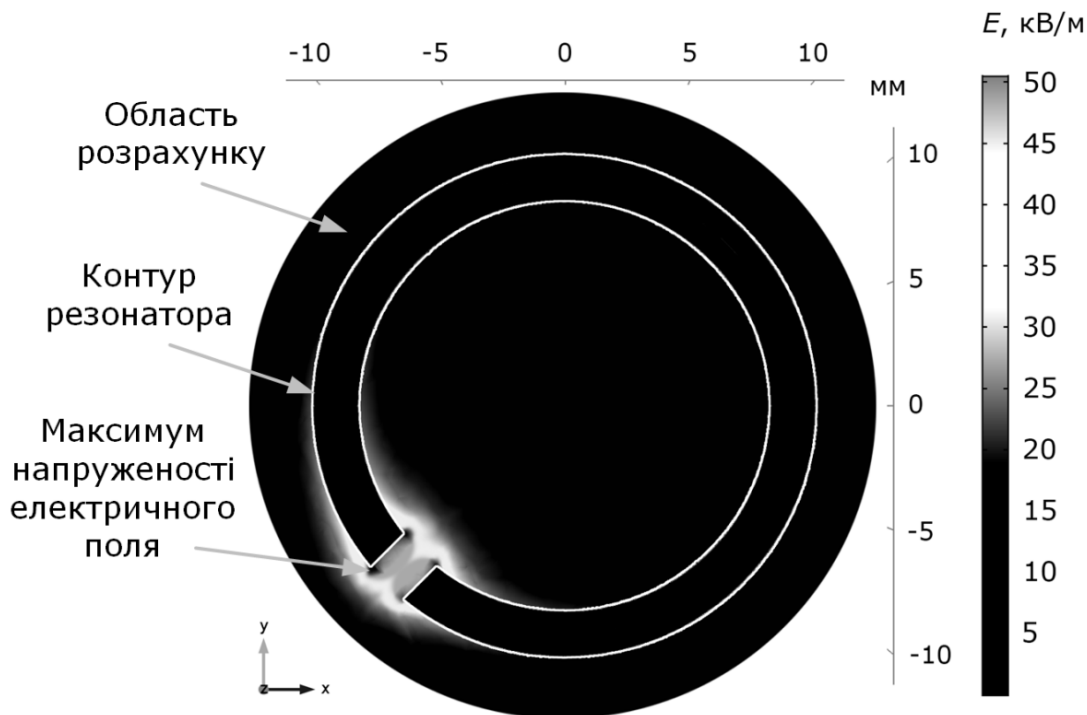


Рис. 6. Розрахунок напруженості електричного поля за частоти 2,45 ГГц

Апробація ініціювання плазموутворення у системі розподіленого електромагнітного поля здійснювалось у камері НВЧ печі "Електроника". Візуально було підтверджено можливість генерації плазми за допомогою резонатора типу "розрізане кільце" (рис. 7) за умови об'ємного неоднорідного НВЧ поля в системі.

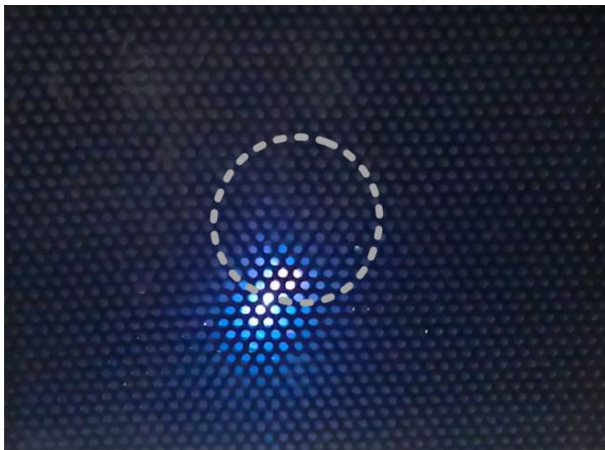


Рис. 7. Фотографія плазموутворення в області ємнісного зазору резонатора типу "розрізане кільце"

Висновки

Було змодельовано об'ємне електромагнітне поле у НВЧ камері та апробовано програмне середовище COMSOL Multiphysics® для проектування резонаторів типу "розрізане кільце", розміри якого набагато менше камери, в якій в подальшому може розмішуватиметься серія таких резонаторів. Для перевірки резонаторів на практиці була вибрана камера НВЧ піч

"Електроника", яка створює умови тотожні тим, які моделювались.

Показано, що в системі з об'ємним неоднорідним електромагнітним полем та безконтактним збудженням одновиткового резонатора типу "розрізане кільце" можливо створити умови для генерації плазми.

Наразі стоїть питання розробки технологічної НВЧ установки на базі кільцевих резонаторів для практичного дослідження плазмової обробки поверхонь матеріалів.

Література

1. Максимов А.И. Плазмохимия неравновесных процессов. – Иваново: Иван. гос. хим.-технол. ун-т, 2010. – 114 с.
2. Felipe Iza and Jeffrey A. Hopwood. Low-Power Microwave Plasma Source Based on a Microstrip Split-Ring Resonator. IEEE Transactions On Plasma Science, Vol. 31, No. 4, August 2003, pp. 782-787.
3. Mazdak Taghioskoui, Joshua Perlow, Mona Zaghloul and Akbar Montaser. Generation of ultrahigh frequency air microplasma in a magnetic loop and effects of pulse modulation on operation. Applied Physics Letters 96, 191502 (2010).

4. Mazdak Taghioskoui and Mona Zaghloul. U-Shaped Ultrahigh Frequency Atmospheric Pressure Plasma Jet With Magnetic Loop Antenna. IEEE Transactions On Plasma Science, Vol. 45, No. 1, January 2017, pp. 43-53.

5. Веб-сайт COMSOL Multiphysics®, URL: www.comsol.com (дата звернення: 10 березня, 2019).

УДК 004.31; 004.3'12; 621.37; 621.382

Розробка електронного стенду на основі мікроконтролера для налагодження програм

¹Аршан Є.В., к.т.н., ^{1, 2} Семікіна Т.В.

¹Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

²Інститут фізики напівпровідників імені В. Є. Лашкарьова НАН України

Анотація: В роботі представлено конструкторську документацію електронного стенду на основі мікроконтролера. Даний стенд розроблений для візуальної перевірки коректної роботи програм, написаних для виконання певних дій електронними пристроями, зняття показників датчиків, виконання світлової індикації. Електронний стенд дає можливість підключення додаткових зовнішніх периферійних пристроїв для виконання конкретних задач.

Вступ

Мікропроцесори та похідні від них – мікроконтролери – є широко поширеним елементом інфраструктури сучасного суспільства, заснованого на електроніці і комунікаціях.

За останні роки мікроконтролери AVR придбали велику популярність, залучаючи розробників досить вигідним співвідношенням «ціна/швидкодія/ енергоспоживання», зручними режимами програмування, доступністю програмно-апаратних засобів підтримки і широкою

номенклатурою випущених кристалів. Мікроконтролери (МК) цієї серії є чудовим інструментом для створення сучасних високопродуктивних і економічних контролерів багатоцільового призначення [1].

Сучасна стратегія модульного проектування забезпечує споживача різноманітністю моделей МК з одним і тим же процесорним ядром. Така структурна і різноманітність відкриває перед розробником можливість вибору оптимального МК. Програмування мікроконтролерів здійснюється різними шляхами:

1. Шляхом тестування на симуляторах;
2. Розробка макетів.

Але в цих двох методах є суттєві недоліки: робота в симуляторі часто відрізняється від роботи з електронними пристроями, при збиранні на макетній платі можна зробити помилку і вивести контролер з ладу або підключити невірно.

Відмінним рішенням для усунення цих проблем є налагоджувальна плата. Це плата, де

вже все правильно підключено і розведено. Функціонування електронних пристроїв можна перевірити на еталонній демопрограмі, а вбудовані системи діагностики і прошивки дозволяють записати нову прошивку в мікроконтролер одним рухом. Залишається тільки експериментувати, не відволікаючись на сторонні фактори.

Також налагоджувальна плата служить зручним засобом для швидкого створення прототипів та обкатки вузлів, перевірки ідей і методів. Зібрати на демоплаті, перевірити, що ідея працює, як потрібно відкоригувати, а після вже налагоджений код використати в реальному проєкті.

Світові фірми пропонують широкий вибір налагоджувальних плат, які мають більше можливостей, але вартість таких плат є дуже високою. Найбільш відомими брендами в області виробництва налагоджувальних плат і модулів розширення є наступні компанії: Atmel, Digilent, Embest, Freescale, Future Technology, IAR Systems, Microchip, mikroElektronika, Olimex, Seeed Studio, ST Microelectronics, ST Microelectronics, Texas Instruments, Waveshare. Заводські прототипи налагоджувальних плат та електронних стендів на основі мікроконтролера для налагодження програм є електронними пристроями для візуальної перевірки коректності роботи програм. Але такі електронні стенди виходять на ринок продажу в стандартних комплектаціях в

залежності від рівня складності системи. Це обумовлює високу ціну так як для виконання різних типів завдань потрібно купляти новий електронний стенд який буде відповідати вимогам певного проєкту для якого розроблене конкретне програмне забезпечення яке потрібно перевірити на коректність.

При всій різниці у найменуваннях, всі налагоджувальні плати виконують одну функцію: зменшують ймовірність непрацездатності програми через неправильне функціонування апаратної частини проєкту – «заліза». Розробник як би відсувається від апаратної частини проєкту, і концентрує свої зусилля на процесі написання і налагодження програми.

В даній роботі вирішується задача розробки електронного стенду на основі мікроконтролера для подальшого налагодження роботи програм. Програма зв'язує мікроконтролер з певними виконавчими елементами, наприклад: таймер, світлофор, світлова індикація. Робота таких програм перевіряється за допомогою електронного стенду, котрий підключається безпосередньо до підсистеми. Розроблений та представлений в цій роботі електронний стенд відрізняється від вже існуючих аналогів тим, що стандартна комплектація не вміщує в себе нічого зайвого, що обумовлюватиме низьку ціну і високу практичну цінність. Мультизадачність електронного стенду обумовлена можливістю підключення додаткових підсистем, що потрібні для візуальної

перевірки роботи конкретної програми, в вигляді периферійних пристроїв, до вільних портів мікроконтролера.

Стенд можна використовувати для лабораторних робіт по вивченню роботи мікроконтролерів.

1. Експериментальна частина

1.1. Розробка схеми електричної принципової та друкованої плати стенду

В роботі було розроблено конструкторську документацію

необхідну для виготовлення стенду. Для цього було застосовано програми Splan та Sprint–Layout.

Програмне середовище Splan – простий і зручний інструмент для креслення електронних і електричних схем, дозволяє легко переносити стандартні позначення електро-радіо елементів (EPE) та символи з бібліотеки елементів на схему і прив'язувати їх до координатної сітки. Електрична схема, зроблена за допомогою цієї програми представлена на рис.1.

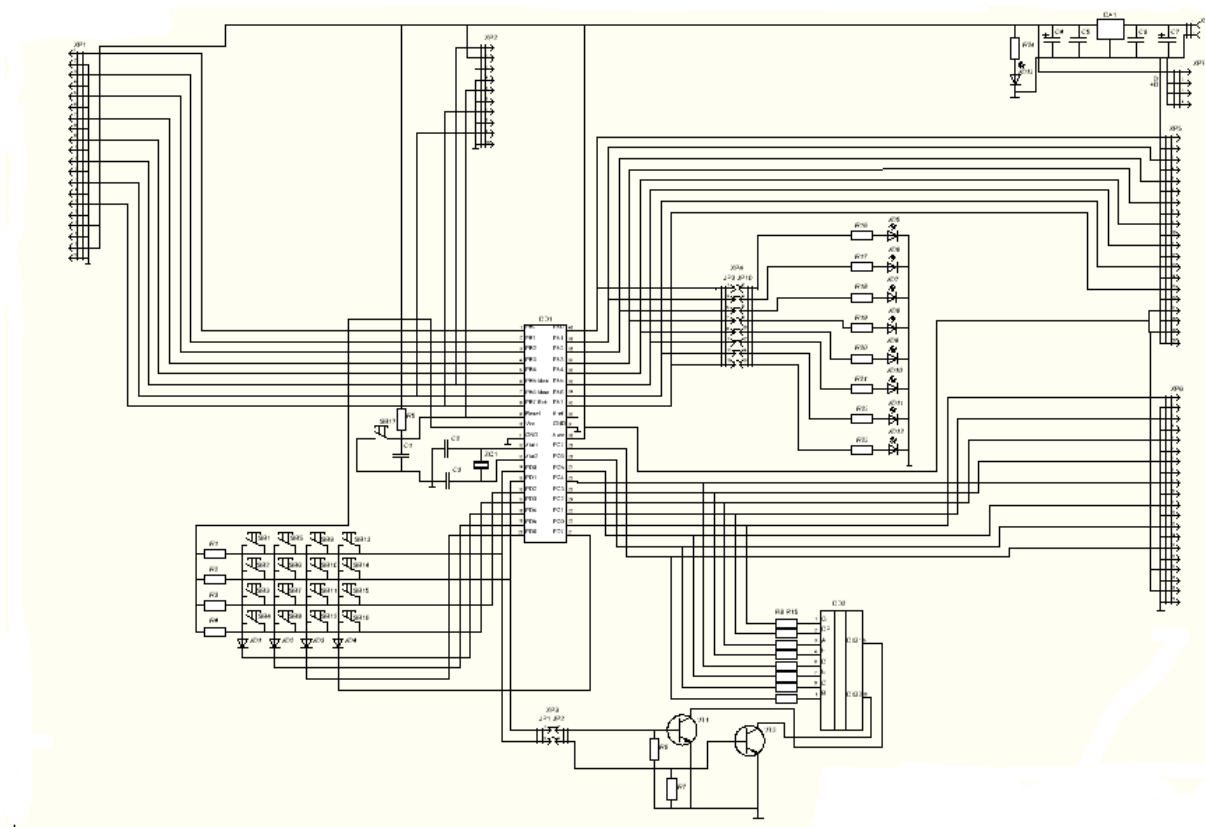


Рис 1. Схема електрична принципова.

При розробці друкованої плати було використано програму Sprint–Layout.

Sprint–Layout - це просте і дуже зручне програмне забезпечення для розробки одно- та двосторонніх

друкованих плат, розміри яких не перевищують 300×300 мм.

Розробка креслення друкованої плати починалася з нанесення координатної сітки. За основний крок координатної сітки приймається 2,54 мм. Креслення друкованої плати – містить всі відомості, необхідні для її виготовлення і контролю: зображення друкованої плати з боку друкованого монтажу; розміри, граничні відхилення всіх її елементів (отворів, провідників), а також розміри відстаней між ними; необхідні технічні вимоги, відомості про матеріал. При розробці друкованої плати було враховано ширину друкованих провідників, отворів для свердління та розміри кожного елемента, щоб відповідати правилам оптимальної конфігурації. Креслення друкованої плати представлено на рисунку 2.

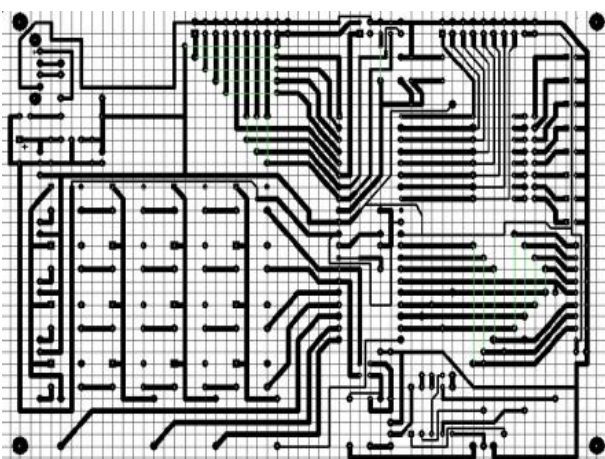


Рис 2. Креслення друкованої плати.

Після створення схеми електричної принципової, переліку елементів та креслення друкованої плати було зроблено монтаж пристрою.

Розробка пристрою була проведена з урахуванням таких вимог:

- простота схеми (мінімальна кількість компонентів);
- функціональна насиченість, різноманіття регульованих параметрів;
- стійкість до змін напруги, довговічність;
- можливість керування мінімум чотирма функціями;
- низьке енергоспоживання.

При розробці конструкції виробу зроблено:

- було спроектовано схеми лабораторного стенду на основі мікроконтролера ATmega32A;
- було вибрано радіоелементи, що забезпечують надійну і стійку роботу схеми;
- було досягнуте оптимальне співвідношення ціни та якості вибраних електро-радіо елементів (ЕРЕ).

1.2. Характеристики мікроконтролера

В роботі використовується 8 - розрядний мікроконтролер сімейства AVR ATmega32A. Цей мікроконтролер виготовлений по кремній-метал-окисел-напівпровідник (КМОП) - технології, яка в поєднанні з RICS архітектурою дозволяє досягти найкращого співвідношення показників швидкодія/енергоспоживання. Вони популярні завдяки низькій ціні,

наявності технічної документації, простоті програмування і легкості монтажу.

Основні характеристики мікроконтролера що лежить в основі стенду [2]:

- має 131 потужну інструкцію, більшість з яких виконуються за один машинний цикл;
- має 32×8-розрядних регістрів загального призначення і регістри управління вбудованою периферією;
- повністю статична робота;
- продуктивність до 16 мільйонів в секунду операцій при тактовій частоті 16 МГц;
- має вбудований помножуючий пристрій що виконує множення за 2 машинних цикли;
- має шістнадцять кбайт внутрішньосистемної перепрограмованої флеш-пам'яті;
- пам'ять даних (оперативна пам'ять (ОЗП)) 512 байт;
- пам'ять даних (EEPROM) 512 байт;
- програмований захист коду програми;
- два 8-розрядних таймера-лічильника з роздільними подільниками і режимами порівняння;
- є один розширений 16-розрядний таймер-лічильник з окремим подільниками, режимом порівняння і режимом захоплення;
- лічильник реального часу з окремим генератором;
- є два 8-разрядних канали широтно-імпульсної модуляції (ШІМ);
- є модулятор виходів порівняння;
- є 8 мультиплексованих каналів 10-розрядного аналогово-цифрового перетворення;
- є двопровідний послідовний інтерфейс, орієнтований на передачу даних в байтовому форматі;
- є послідовний інтерфейс SPI з підтримкою режимів ведучий / підлеглий;
- є програмований сторожовий таймер з вбудованим генератором;
- є вбудований аналоговий компаратор;
- скидання при подачі живлення і програмована схема скидання при зниженні напруги живлення;
- є вбудований калібрований RC-генератор;
- є зовнішні та внутрішні джерела переривань;
- є програмний вибір тактової частоти;

- напруга живлення $4,5 \div 5,5$ В;
- струм при частоті 8МГц, при температурі 25 °С і напрузі живлення 5В рівний 13 мА. [3]

Однак досить часто бувають випадки, що потужності такого мікроконтролера для вирішення поставленої задачі недостатньо. Крім швидкості, восьмирозрядні мікроконтролери мають і інші обмеження, наприклад, в багатьох моделях AVR всього один апаратний послідовний порт, що не дозволяє отримувати інформацію від зовнішнього пристрою і одночасно пересилати результати її обробки споживачеві. Наприклад, виведення інформації на графічний індикатор потребує великих ресурсів як швидкості, так і пам'яті [4].

Але розроблений виріб призначений для використання у навчальних цілях і вирішення задач, які не потребують для свого виконання великих потужностей.

Переваги розробленого стенду:

- зручність виконання лабораторних робіт, які пов'язанні із програмуванням мікроконтролерів сімейства AVR;
- можливість удосконалення;
- низький рівень енергоспоживання;
- можливість виконання в одному комплексі декількох задач;
- низька собівартість.

Основними характеристиками розробленого виробу є:

- напруга живлення $9 \div 12$ В – підключення через зелену клему, 5 В – підключення за допомогою USB;
- використовується мікроконтролер сімейства AVR ATmega32A;
- передбачене під'єднання периферійного обладнання;
- безпосередньо до МК під'єднані світлодіоди (8 штук), семисегментний індикатор та матриця кнопок 4x4;
- передбачена можливість перепрограмування МК за допомогою SPI інтерфейсу.

1.3. Характеристика лабораторного стенду

В своєму складі лабораторний стенд має таку елементну базу: резистори, конденсатори, діоди, стабілізатор, фотодіоди, мікроконтролер, транзистри, кварц, кнопки, штекерні роз'єми, семисегментний індикатор та USB-штекер, що використовується як допоміжне джерело живлення. Усі перелічені електро-радіо елементи є стандартними, тобто вони є покупними, що значно збільшує технологічність виробу. Семисегментний індикатор і світлодіоди потрібні для світлової індикації в залежності від потрібної програми. Підключати світлодіод безпосередньо, без резистора, можна тільки до джерела живлення, що має

великий внутрішній опір. У всіх інших випадках обмеження струму необхідно для запобігання виходу діода з ладу. Для цього ми ставимо по резистору на кожен вивід індикатора (крім 5 і 10 виводу) і по одному резистору на катод світлодіода. Чотири резистора по 10 кОм, чотири діоди і 16 кнопок формують матрицю кнопок, що в подальшому буде потрібна для задання програми. Транзистори потрібні для створення динамічної індикації, що дозволить не перенавантажувати мікроконтролер. Штекерні виводи потрібні для відключення додаткових периферійних плат.

МК виготовлений з використанням технології незалежної пам'яті високої щільності фірми Atmel. Використана технологія Flash дозволяє пам'ять програми перепрограмувати в системі через послідовний інтерфейс SPI, за допомогою звичайної незалежної пам'яті, або за допомогою завантаження програми на чип що працює на ядрі AVR [5].

Програма завантаження може використовувати будь-який інтерфейс для завантаження прикладної програми в Flash-пам'яті. Програмне забезпечення в розділі BootFlash буде продовжувати працювати в той час як розділ застосування флеш оновлюється, забезпечуючи справжню операцію читання. Об'єднуючи 8-розрядний RISC-процесор з системою самообслуговування, програмованою флеш-пам'яттю на монолітному чипі, Atmel ATmega32A являє собою потужний мікроконтролер, який

забезпечує високо гнучке і економічно ефективне рішення для багатьох вбудованих додатків управління.

Розроблений стенд працює на основі кварцового генератора, який призначений для отримання коливань фіксованої частоти з високою температурною та часовою стабільністю, низьким рівнем фазових шумів. В результаті генератор забезпечує високу точність вимірювань.

1.4. Робота стенда

Щоб почати роботу із стендом, потрібно подати напругу від 9 В до 12 В на клему XS1, на виході стабілізатора DA1 отримаємо 5В для живлення МК та інших елементів плати.

Проте конструкція стенду дозволяє подати напругу +5 В від ПК за допомогою USB-подовжувача. Про наявність напруги +5В буде свідчити випромінювання світло діода «Живлення» VD1.

Програми можна розробляти для роботи світлодіодів VD2-VD9, які під'єднані до порту А мікроконтролера, індикатора DA2, що під'єднаний до порту С, або матриці кнопок, яка під'єднана до порту D. Є можливість вивести результати кожної обробки МК на периферійні прилади, що можливо під'єднати за допомогою роз'ємів XP1, XP4, XP5 .

Порти введення/виведення AVR мають число незалежних ліній "вхід / вихід" від 3 до 53. Кожна лінія порту може бути запрограмована на вхід або на вихід. Потужні вихідні драйвери

забезпечують струмову навантажувальну здатність 20 мА на лінію порту при максимальному значенні 40 мА, що дозволяє, наприклад, безпосередньо підключати до мікроконтролера світлодіоди і біполярні транзистори. Загальне струмове навантаження на всі лінії одного порту не повинне перевищувати 80 мА.

В стенді розташований кварц ZQ1, що дозволяє працювати МК на частоті 8МГц (за замовчуванням МК працює на базі внутрішнього RC-кола з частотою 1МГц). Генератор виробляє імпульси для синхронізації роботи всіх вузлів мікроконтролера. Внутрішній тактовий генератор AVR може запускатися від декількох джерел опорної частоти (зовнішній генератор, зовнішній кварцовий резонатор, внутрішній або зовнішній RC-ланцюги).

Джампера JP1-JP10 дають можливість від'єднання світлодіодів VD2-VD9 від порту А, та індикатора DA2 від порту С, для вільного керування периферійними пристроями під'єднаними до цього порту.

Таким чином, за рахунок джамперів, роз'ємів досягається функціональність, гнучкість та універсальність мікропроцесорної систем.

Висновки

Було розроблено електронний стенд на основі мікроконтролера ATmega32A. Даний стенд дозволяє проводити перевірку коректної роботи

програм. Стандартна комплектація стенду забезпечує низьку вартість, простоту в використанні, та багатофункціональність, яка реалізується завдяки можливості підключення додаткових підсистем в ролі периферії.

Література

1. Баландин В. Отладочная плата для микроконтроллеров PIC [Електронний ресурс] http://www.labkit.ru/html/programators_shm?id=444 – Назва з екрана.
2. ATMEGA16A-PU DATASHEET <http://datasheet.su/datasheet/Atmel/ATMEGA32A-PU> – [Електронний ресурс] – Назва з екрана.
3. Ревич Ю.В. Практическое программирование микроконтроллеров Atmel AVR на языке ассемблера/ Ревич Ю. В.. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 384 с.
4. Бойко В.І. Схемотехніка електронних систем. Мікропроцесори та мікроконтролери: підручник/ Бойко В. І., Гуржій А.М., Жуйков В.Я. – К.: Вища шк., 2004. – 399с.
5. Голубцев М.С. Микроконтроллеры AVR: от простого к сложному/ Голубцев М.С. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 288 с.

УДК 681.3.06

Дослідження та розрахунків основних параметрів та характеристик для побудови лінії мобільного зв'язку стандарту LTE

Коломієць Ю.А., д.т.н., проф. Денбовецький С.В.

Постановка проблеми. Сучасну людину складно уявити без використання послуг мобільного зв'язку, до основних переваг якого відносять: мобільність, простоту користування, швидкість зв'язку, відносну дешевизну, можливість передавання письмової (SMS) та графічної (MMS) інформації на велику відстань. Сучасний рівень розвитку ринку послуг мобільного зв'язку, якісні зміни в засобах і способах їх надання, підвищення обсягу інформації висунули проблему вдосконалення якості та універсальності цих послуг, так як темпи зростання послуг і абонентів, дозволили стерти кордони між телекомунікаційними та інформаційними каналами, тому відбувається їх конвергенція, збільшення кількості послуг, що надаються супроводжує розширення смуги пропускання в каналах передачі даних, використання ефективного кодування і правильний розподіл всього діапазону частот.

Виходячи з цього, метою даної статті є надання абонентам сучасних мультисервісних послуг за допомогою технології бездротового

широкопasmового доступу стандарту LTE з дослідженням основних параметрів та характеристик лінії мобільного зв'язку, які забезпечують якісний та стабільний сигнал.

Виклад основного матеріалу.

LTE (Long Term Evolution) - це глобальний стандарт для четвертого покоління мобільних мереж (4G). LTE є вдосконаленим продовженням технологій третього покоління CDMA і UMTS (3G). Швидкість передачі даних в мережах LTE досягає 173 Мбіт / с на прийом і 58 Мбіт / с на передачу. Архітектура мережі LTE розроблена таким чином, щоб забезпечити підтримку пакетного трафіку з так званою "гладкою" ("безшовною", seamless) мобільністю, мінімальними затримками доставки пакетів і високими показниками якості обслуговування.[3] Технологічно 4G дозволяє мережі пропускати набагато більше даних одночасно. Лінія зв'язку, яку раніше одночасно могли використовувати тільки два абонента, в четвертому поколінні стає доступною для багатьох учасників. Швидкість обміну даними в мережі поліпшена ще й "розумними" антенами, які можуть відправляти і

отримувати відразу кілька потоків інформації.

Обчислення числа сот в планованій мережі LTE. Для того щоб обчислити кількості сот в мережі слід розрахувати загальна кількість каналів, що виділяються для розгортання проектованої мережі LTE. **Загальна кількість каналів N_k** обчислюється відповідно до наступної формули:

$$N_k = \text{int} (\Delta f / f_k)$$

де, Δf – виділена смуга частот для роботи мережі, яка рівна 80 МГц; f_k – смуга частот одного каналу.[4]

У мережах LTE під радіоканалом мається на увазі такий термін, як ресурсний блок (РБ), який володіє шириною 180 кГц,.

$$N_k = \text{int} (80 \cdot 10^6 / 180 \cdot 10^3) \\ = 444 \text{ каналів}$$

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right) \exp \left[\frac{\gamma^2 (\alpha^2 - \alpha_e^2)}{2} \right]$$

$$\alpha_p^2 = \alpha^2 + \alpha_e^2$$

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{\gamma^2} \ln \left\{ [1 + \exp(\gamma^2 \alpha^2) - 1] \frac{\sum_{i=1}^2 \beta_i^2}{(\sum_{i=1}^2 \beta_i)^2} \right\}$$

$$\text{де, } \gamma = 0.02 \ln 10 = 0.046$$

Розглянемо випадок для направленої антени, де $\varphi = 120^\circ$, $N_s=3$, $\beta_1 = (q + 0.7)^{-4}$, $\beta_2 = q^{-4}$. Виберемо $C=3$. $q = \sqrt{3 \cdot 3} = 3$

Визначення розмірності кластера.

Для визначення необхідної розмірності кластера використовують відношення

$$p(C) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_1}^{\infty} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx \right] \cdot 100$$

де, $p(C)$ - відсоток часу, за який відношення сигнал/шум на вході приймача знаходиться нижче захисного відношення P_0 . [4] Інтеграл представляє собою табульовану Q-функцію

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_1}^{\infty} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx$$

Нижня границя цього інтегралу

$$X_1 = \frac{10 \lg \left(\frac{1}{\beta} \right) - \rho_0}{\alpha_\rho} \text{ виражені в дБ}$$

$$\text{Знайдемо } \alpha_e^2$$

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{0.046^2} \ln \left\{ [1 + \exp(0.046^2 5^2) - 1] \frac{\sum_{i=1}^2 \beta_i^2}{(\sum_{i=1}^2 \beta_i)^2} \right\} = 15.265 \text{ дБ}$$

$$\text{Звідси } \alpha_e = \sqrt{15.265} = 3.907 \text{ дБ,}$$

$$\alpha_p = \sqrt{5^2 - 3.907^2} = 3.12 \text{ дБ}$$

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^2 \beta_i \right) \exp \left[\frac{0.046^2 (5^2 - 3.907^2)}{2} \right] = 0.0215 \text{ дБ}$$

Знайдемо **нижню границю Q-функції**

$$X_1 = \frac{10 \lg \left(\frac{1}{0.0215} \right) - 10}{3.12} = 2.11$$

Цьому значенню в таблиці відповідає величина, яка рівна 0.0178. Отримуємо $p(C) = 0.0178 \cdot 100 = 1.78$ Дане значення трішки менше $P_c/P_{\text{ш}}(\rho_0)$, значить даний тип антени є найбільш оптимальним.

Розрахунок пропускної здатності мережі

Пропускна здатність або ємність мережі ґрунтується на середніх значеннях спектральної ефективності стільники в конкретних обставинах.

Спектральна ефективність визначає швидкість передачі даних у встановлених смузі частот. Спектральна ефективність систем мобільного зв'язку представляє собою коефіцієнт, що розраховується як відношення швидкості передачі даних на 1 Гц смуги частот (біт / с / Гц), що споживається. Ширина смуги частот для частотного виду дуплексу FDD в основі 3GPP Release 9 для різноманітних конфігурацій MIMO

дорівнює 20 МГц.[4] Середня спектральна ефективність для мережі LTE, представлена в таблиці 1.

Таблиця 1 - Середня спектральна ефективність для мережі LTE

Лінія	Схема MIMO	Середня спектральна ефективність (біт/с/Гц)
UL(висхідна)	1×2	1,254
	1×4	1,829
DL(низхідна)	2×2	2,93
	4×2	3,43
	4×4	4,48

Середню пропускну здатність одного сектора базової станції для системи FDD можна отримати шляхом множення ширини каналу на спектральну ефективність каналу: $R = S \times W$

де, S –середня спектральна ефективність (біт/с/Гц); W – ширина каналу (МГц); W = 10 МГц.

Для лінії DL:

$$R_{DL} = 3,43 \times 10 = 34,3 \text{ Мбіт/с.}$$

Для лінії UL:

$$R_{UL} = 1,829 \times 10 = 18,29 \text{ Мбіт/с.}$$

Для того щоб обчислити пропускну здатність базової станції R_{eNB} , помножимо кількість секторів базової станції на пропускну здатність одного сектора, в одній базовій станції eNB число секторів дорівнює трьом, формула буде виглядати наступним чином:

$$R_{eNB} = R_{DL/UL} \times 3$$

Для лінії DL:

$$R_{eNB DL} = 34,3 \times 3 = 102,9 \text{ Мбіт/с.}$$

Для лінії UL:

$$R_{eNB UL} = 18,29 \times 3 = 54,87 \text{ Мбіт/с.}$$

Після встановимо **кількість каналів $N_{k.сек}$, необхідних для обслуговування абонентів в 1-му секторі 1-го стільника:**

$$N_{k.сек} = \left\lceil \frac{N_k}{(N_{kl} \times M_{сек})} \right\rceil,$$

де, N_k – загальна кількість каналів; N_{kl} – розмірність кластера, встановлюється з урахуванням кількості секторів eNB, виберемо рівним 3; $M_{сек}$ – кількість секторів eNB, прийmemo рівним 3.

$$N_{k.сек} = \left\lceil \frac{444}{(3 \times 3)} \right\rceil \approx 49 \text{ каналів}$$

Обчислимо кількість каналів трафіку в одному секторі однієї стільники $N_{kt.сек}$, яке розраховується за формулою

$$N_{kt.сек} = N_{kt1} \times N_{k.сек},$$

де, N_{kt1} – кількість каналів трафіку в одному радіоканалі, яке встановлюється стандартом радіодоступу (для OFDMA $N_{kt1} = 1 \dots 3$), для LTE виберемо $N_{kt1}=2$.

$$N_{kt.сек} = 2 \times 49 = 98 \text{ каналів}$$

Відповідно до моделі Ерланга (Рис. 1), відображеної у вигляді графіка на малюнку, встановимо номінальне навантаження в секторі однієї стільники $A_{сек}$ при можливому значенні ймовірності блокування дорівнює 2% і обчисленим вище значенні $N_{(kt.сек)}$. Встановимо, то що $A_{сек} = 84 \text{ Ерл}$

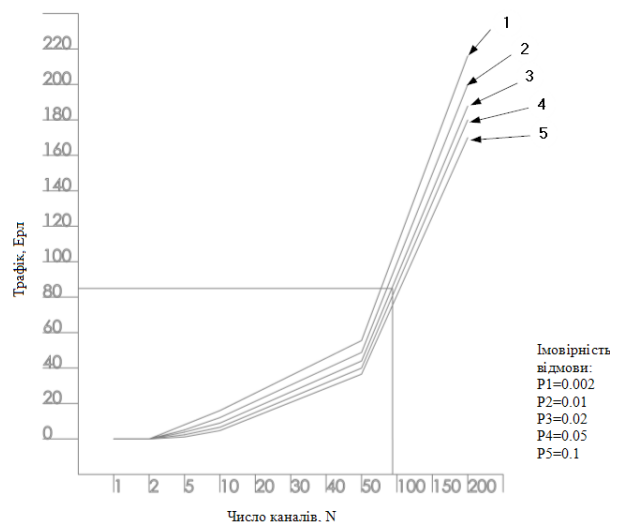


Рис.1. – Залежність допустимого навантаження в секторі від числа каналів трафіку і ймовірності блокування

Розрахунок кількості потенційних абонентів.

Кількість абонентів, яке буде обслуговуватися однією базовою

станцією, розраховується за такою формулою:

$$N_{аб.еNB} = M_{сек} \times \left[\frac{A_{сек}}{A_1} \right],$$

де, A_1 - середня за всіма видами трафіку абонентське навантаження від одного абонента, значення A_1 може становити (0,04 ... 0,2) Ерл. Так як проєктована мережа планується використовуватися для високошвидкісного обміну інформацією, то значення A_1 прийемо рівним 0,2 Ерл. Таким чином: $M_{сек}$ - кількість секторів на одній базовій станції; $A_{сек}$ - номінальне навантаження в секторі одного стільника. [2]

$$N_{аб.еNB} = 3 \times \left[\frac{84}{0.2} \right] = 1260 \text{ абонентів}$$

Таблиця 2. Основні параметри системи GSM типу LTE

Ширина каналу	10 МГц
Тк	10 мс
Максимальна потужність сигналу $P_{с.мах}$	-30 dBm=1мкВт
Мінімальна потужність сигналу $P_{с.мін}$ (при якій забезпечується нормальна робота)	-85 dBm=3,16 пкВт
Середня потужність сигналу $P_{с.сер.}$	-50 dBm=0,01 мкВт
Відношення максимальних значень	30 dB

корисного сигналу до шуму $P_{с.мах}/P_{ш.мах}$	
Відношення мінімальних значень корисного сигналу до шуму $P_{с.мін}/P_{ш.мін}$	10 dB
Відношення середніх значень корисного сигналу до шуму $P_{с.сер}/P_{ш.сер}$	20 dB
Максимальна кількість абонентів $n_{аб.мах}$	1260
Частота викликів $F_{викл}$	2-20
Середньої тривалості кожного повідомлення $\tau_{с.}$	100 мс
Швидкість передачі по нисхідних потоках	102,9 Мбіт/с
Швидкість передачі по висхідних потоках	54,87 Мбіт/с

Канал зв'язку характеризується трьома параметрами:

1. **ефективно переданою смугою частот каналу Π_k** , яку канал здатний пропустити з виконанням вимог до якості передачі сигналів;
2. **часом T_k** , протягом якого канал надано для передачі сигналів або повідомлень;
3. **динамічним діапазоном каналу**

$$D_k = 10 \lg \frac{P_{к.макс}}{P_{к.мін}}$$

де, $P_{к.макс}$ – максимальна мінімальна потужність сигналу, при неспотворена потужність, яка може якій забезпечується необхідна бути передана по каналу; $P_{к.мін}$ - захищеність від перешкод.[1]

$$D_k = 10 \lg \frac{P_{к.макс}}{P_{к.мін}} = 10 \lg \frac{1 \times 10^{-6}}{3,16 \times 10^{-12}} = 55 \text{ dB}$$

Очевидно, що передача сигналу з ефективно переданою смугою частот P_c , тривалістю T_c і динамічним діапазоном D_c по каналу з параметрами P_k , T_k і D_k можлива за умови

$$P_k > P_c; T_k > T_c; D_k > D_c. [1]$$

Добуток трьох параметрів каналу $V_k = P_k T_k D_k$ називається **ємністю каналу**. [1]

$$V_k = P_k T_k D_k = 10 \times 10^{-3} \times 10^7 \times 55 = 5,5 \text{ МГц}$$

Канал характеризується захищеністю $A_k = 10 \lg \frac{P_{к.мін}}{P_{к.пер}}$, [1]

де, $P_{к.пер}$ - потужність перешкод в каналі. $A_k = 10 \lg \frac{P_{к.мін}}{P_{к.пер}} = 10 \lg 10 = 10$

Пропускна здатність каналу зв'язку, що представляє максимально можливу для даного каналу швидкість передачі інформації, описується наступним виразом:

$$I_k = 3,32 P_k \lg \left(1 + \frac{P_{к.сер}}{P_{к.пер}} \right)$$

де, $P_{к.сер}$ - середня потужність переданого по каналу сигналу. [1]

$$I_k = 3,32 P_k \lg \left(1 + \frac{P_{к.сер}}{P_{к.пер}} \right) = 3,32 \times 10^7 \times \lg 101 = 66,4 \text{ Мбіт/с}$$

Якість будь-якої мережі зв'язку з комутацією каналів визначається ймовірністю (успішністю) проведених з'єднань, що залежить від:

- **кількості абонентів** $n_{аб}$ (рухомих пристроїв в радіомережі);
- **частоти викликів** $F_{викл.}$, що представляє кількість дзвінків, що припадають на одного абонента в годину;

– **середньої тривалості кожного повідомлення** τ_c . [1]

Зайнятість будь-якої мережі змінюється в залежності від часу доби. Тому продуктивна мережа повинна пропускати потік даних під час найбільшої завантаженості. **Зайнятість каналу** оцінюють в «годину пік» в процентному відношенні по формулі

$$Y [\%] = \frac{n_{аб} F_{викл} [1/год] \tau [c]}{36} = \frac{1260 \times 20 \times 100 \times 10^{-3}}{36} = 70\%$$

Зайнятість може бути також виражена в Ерлантах (Ерл). В цьому випадку за 1 Ерл прийнята 100% зайнятість каналу безперервним потоком. Зайнятість менше, ніж 100%, виражається десятковим дробом, наприклад, 30% зайнятості становить 0,3 Ерл.

$$Y [\%] = \frac{n_{аб} F_{викл} \left[\frac{1}{год} \right] \tau [c]}{36} = T.$$

Трафік, що створюється одним джерелом, дорівнює середньому числу одночасних занять протягом однієї години і може бути розрахований за формулою

$$Y[Ерл] = \frac{n_{викл} \tau_c}{T},$$

де, $n_{викл}$ - кількість викликів за час

$$Y[Ерл] = \frac{n_{викл} \tau_c}{T} = \frac{20 \times 100 \times 10^{-3}}{3600} = 0,000556 \text{Ерл} = 0,0556\%$$

Висновки.

Спроектовано стільникову систему радіозв'язку стандарту LTE-1800. Система має більш високу швидкість, чим попередники, а отже більш висока пропускна здатність з більшою кількістю каналів для однієї BTS і меншою можливістю переривання виклику. Стандарт LTE має велику ємність мережі з високою захищеність каналу, що важливо для великих міст з високою скупченістю людей. Менша зайнятість каналу зв'язку в час пік в порівнянні з попередниками, наприклад зайнятість каналу для GSM-1800 становить 91%. Система параметрів більш надійна. Розрахована система має стійкі характеристики та забезпечує надійне покриття в швидку передачу даних.

Література

1. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM / В.И. Попов.- М.: Эко-Трендз, 2005 - 296 с.
2. Денбовецький С.В. Електронні системи [Текст] : навч. посіб. / С.В. Денбовецький, О.В. Лецишин.- К.: НТУУ «КПІ», 2011.- С.205-276.
3. LTE [Електронний ресурс].— Режим доступу: <https://uk.wikipedia.org/wiki/LTE> —Назва з екрана.
4. Сакалема Д.Ж. Подвижная радиосвязь / Под ред. профессора О.И. Шелухина.-М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 512 с.: ил.

УДК 534.24

Система збору даних

Мігуш М.О., Молочко О.С., Бевза О.М.

ВСТУП

Сучасний світ розвивається швидкими темпами. Електронне обладнання та об'єкти автоматизації стають все більш складними і дорогими. Розвиток технологій і мікропроцесорної техніки дозволяє вирішити більшу частину проблем, пов'язаних з продуктивністю, точністю, ефективністю роботи обладнання. Разом з тим, більш актуальною стала проблема якісного та безперервного функціонування об'єктів виробництва, оскільки непередбачені розлади в системі зводять практично до нуля всі інші досягнення. З розширенням виробничих площ усе частіше виникає потреба в керуванні або контролі роботи віддалених інженерних систем. Частиною цього процесу є збір інформації. В роботі розглянута система збору цифрової інформації, що надходить по 8 каналам, яка є частиною загальної системи керування промисловим обладнанням.

2. Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Системи збору даних діляться на одно каналні та багатоканальні. Багатоканальні в свою чергу можна поділити на 4 типи:

- мультиплексні;
- паралельні;
- мультипліковані.

Кожен з цих типів систем збору даних має свої особливості. Так, скануючі системи використовують для отримання поля розподілу параметрів. В паралельних системах кожен канал має свій АЦП, при необхідності, свій процесор обробки даних. Мультиплексні системи мають окремі тільки блоки аналогової обробки даних, всі інші блоки системи загальні для всіх каналів. Найбільше розповсюдження останнім часом отримали мультиплексні системи збору даних [1].

2.1 Мета і завдання розробки

Згідно завданню, інформація до системи, що розробляється, надходить з промислового обладнання вже у цифровому вигляді по 8 каналам та має розрядність в 8 бітів. Це суттєво спрощує систему. Найбільше для обробки даної інформації підходить мультиплексна система збору даних [2].

Вхідні сигнали мають амплітуду до 24 В, та максимальну частоту вхідного каналу 1 МГц

- скануючі;

3. Розробка системи збору даних:

На Рис. 1 приведено структурну схему системи збору даних, що розробляється. Система складається з 8 каналної гальванічної розв'язки, джерела живлення та мікроконтролера.

До входу системи по кожному з 8 каналів поступає цифровий вхідний сигнал з амплітудою до 24В. Через 8-ми каналну гальванічну розв'язку сигнал поступає на мікроконтролер де відбувається попередня обробка інформації та підготовка її для передачі на систему обміну інформацією. Вузли системи потребують різні напруги живлення, які забезпечує блок «Джерело живлення» [3].



Рис. 1. Структурна схема приладу

3.1 Принципова схема

Для передачі сигналу, взаємодії між автоматами та калібрування лінії використовується 8-бітний інтерфейс. Такого каналу даних, в даній системі, з надлишком вистачає для взаємодії як між автоматами, так і системами збору даних.

3.2 Гальванічна розв'язка

Технічним завданням дано умову, що система має бути гальванічно розв'язаною. Існує багато видів гальванічних розв'язок, наприклад: індуктивна розв'язка, оптоелектронна розв'язка, діодна оптопара, та транзисторна оптопара. Використання індуктивної гальванічної розв'язки стає неможливим, через великі габаритні розміри трансформаторів, частотна модуляція гальванічної розв'язки обмежує частоту пропускання, на якість вихідного сигналу впливають перешкоди вхідного сигналу, дія трансформаторної розв'язки можлива тільки за змінної напруги. Діодну гальванічну розв'язку вирішено не використовувати, через малий ККД, та через неможливість керування підвищеними струмами без допоміжних елементів. Таким чином, вирішено використовувати транзисторну оптопару. Дана гальванічна розв'язка має декілька ключових переваг:

- Широкий інтервал напруг розв'язки (до 0,5 кВ). Це відіграє велику роль в проектуванні систем введення інформації.

- Може функціонувати з високою частотою, що досягає декількох десятків МГц.
- Компоненти схеми такої розв'язки мають незначні габаритні розміри.

Оптопарі типу H11L1 мають параметри, що відповідають поставленим задачам (Рис. 2).

Вхідний сигнал, що має напругу до 24В, подається на вхід оптопарі через обмежувальний опір, для приведення значення вхідного струму до оптимального для оптопарі значення. Після проходження оптопарі сигнал надходить до мікроконтролера, що обробляє його. Після обробки сигнал передається в систему передачі даних.

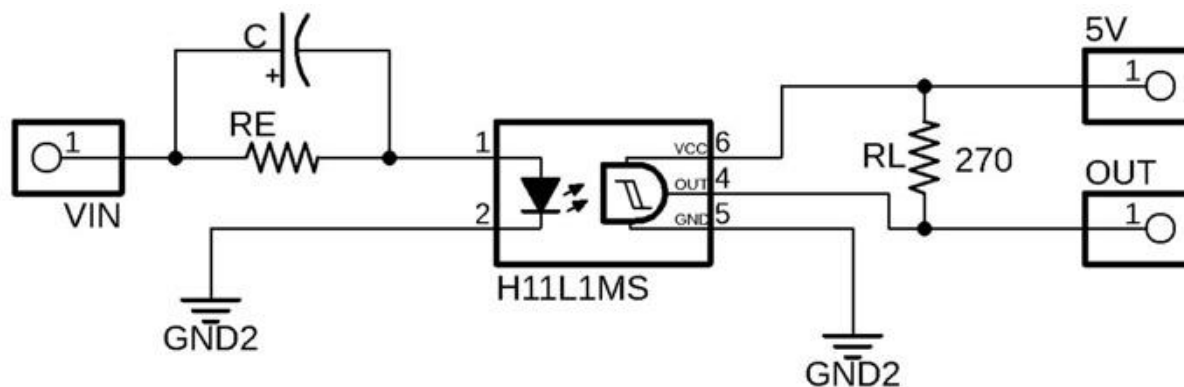


Рис. 2. Схема включення оптичної розв'язки

Максимальний струм спрацювання 1,6 мА, мінімальний струм вимкнення оптопарі 0,3 мА. Для коректної роботи оптопарі потрібно понизити максимальний вхідний струм до 1,6 мА, що вирішується ввімкненням обмежувального опору (рис. 2). Для підрахунку потрібного номіналу обмежувального опору використовується формула, наведена нижче:

$$R = U / I = 24V / 1,6mA = 15 \text{ k}\Omega.$$

Даний резистор входить до ряду E12.

З сімейства оптопар серії H11L1 найбільш точно технічним параметрам системи відповідає мікросхема H11L1MS, через її високу завадостійкість. Обрана оптопара

повністю задовольняє технічне завдання.

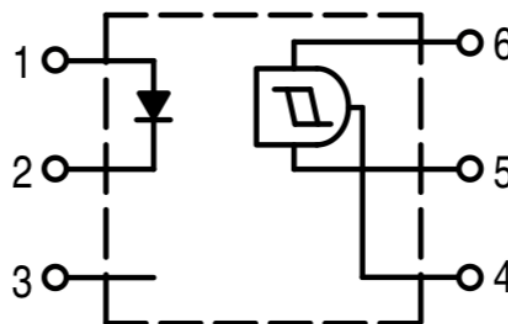


Рис.3. Мікросхема H11L1MS

1. Анод
2. Катод
3. Не використовується
4. Відкритий вихід колектора
5. Заземлення

6. Живлення

H11L1MS (Рис.3) має арсенід-галієвий інфрачервоний діод, який оптично зв'язаний з високошвидкісним інтегрованим детектором з вихідним тригером Шмітта. Призначений для додатків, що вимагають електричної ізоляції, малого часу відгуку, завадостійкості та сумісності з цифровою логікою. Діапазон напруги живлення від 3В до 16В, вихідний діапазон напруги від 0В до 16В. Для даних оптопар використовується напруга живлення 5В. Час комутації – $1.2 \mu\text{C}$. Максимальна робоча частота – 1МГц.

3.3. Перетворювач сигналу

Якщо уявити всі типи сучасних мікроконтролерів (МК), то можна здивуватися величезною кількістю різноманітних приладів цього класу, доступних споживачеві. Однак всі ці прилади можна розділити на наступні основні типи:

- Вбудовуванні (embedded) 8-розрядні МК;
- 16- і 32-розрядні МК;
- Цифрові сигнальні процесори.

Основне призначення вбудованих мікроконтролерів - забезпечити за допомогою недорогих засобів гнучке (програмований) управління об'єктами і зв'язок із зовнішніми пристроями. Ці мікроконтролери не призначені для реалізації комплексу складних функцій, але вони здатні забезпечити ефективне управління в багатьох областях застосування [4].

Мікроконтролери з зовнішньою пам'яттю призначені для інших застосувань, ніж вбудовані мікроконтролери. Ці застосування зазвичай вимагають великого обсягу пам'яті (RAM) і невеликої кількості пристроїв (портів) введення-виведення. Для мікроконтролерів з зовнішньою пам'яттю найбільш підходящими є додатки, в яких критичним ресурсом є пам'ять, а не число логічних входів-виходів загального призначення, тоді як для вбудованих мікроконтролерів має місце протилежна ситуація [5].

Цифрові сигнальні процесори (DSP) - відносно нова категорія процесорів. Призначення DSP полягає в тому, щоб отримувати поточні дані від аналогової системи і формувати відповідний відгук. DSP і їх арифметично-логічний пристрій, який є апаратним засобом для виконання обчислень, працюють з дуже високою швидкістю, що дозволяє здійснювати обробку даних в реальному масштабі часу.

Саме тому, через велику швидкодію, великий ККД, малі габарити, простоту використання і був обраний мікроконтролер ATMEGA16 [6].

Мікроконтролер ATMEGA16 (Рис.4) 8-розрядний АЦП як з несиметричними, так і з диференціальними входами. Має 32 програмовані лінії введення / виводу з рівнями ТТЛ; на ці лінії виведена також підтримка периферійних функцій; напруга живлення 2.7 ... 5.5 В. AVR RISC-архітектура -

архітектура високої продуктивності та малого споживання. Є можливість програмування безпосередньо в цільовій системі через послідовні інтерфейси SPI і JTAG. Тактова частота – 16МГц [7].

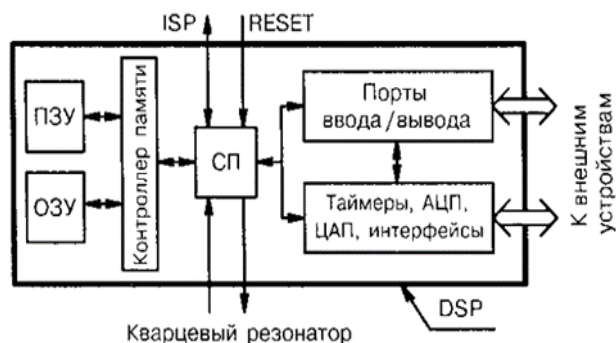


Рис.4. Схема перетворювача сигналу

3.4. Джерело опорного живлення

Згідно технічного завдання зовнішня напруга живлення складає 36В. Для живлення системи необхідно понизити напругу живлення до 5В, тому доцільно використовувати перетворювач напруги LM317. Мікросхема LM317 є регульованим стабілізатором напруги. Схема приведена на Рис. 5 може підтримувати струм у навантаженні до 1,5А і регульовану напругу в діапазоні від 1.2В до 37В. Номінальна вихідна напруга встановлюється шляхом розрахунку резистивного дільника. У стабілізатора є два важливих параметри: опорна напруга і струм, який виникає в результаті підстроювання [8].

Величина опорної напруги може змінюватися від екземпляра до екземпляра, від 1,2 до 1,3В, а в середньому становить 1,25В. Опорна

напруга - це та напруга, яку мікросхема стабілізатора прагне підтримувати на резисторі R1. Таким чином, якщо резистор R2 замкнути, то на виході схеми буде 1,25 В. За умови збільшення падіння напруги на R2, пропорційно збільшуватиметься напруга на виході. Виходить, що 1,25 В на R1 в сумі з падінням на R2 утворює вихідну напругу. Дільник розраховується за формулою:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{оп}}} - 1 \right)$$

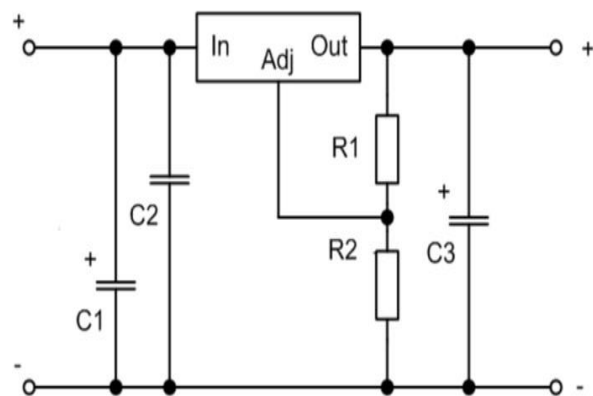


Рис.5. Принципова схема перетворення напруги

У результаті обчислень отримуємо такі опори резисторів $R_1 = 120\Omega$, $R_2 = 360\Omega$. Вони відносяться до номінального ряду E12. За умови використання дільника напруги, стає можливим зменшення напруги до необхідного рівня.

У результаті перетворень на виході отримуємо 5В, які необхідні для живлення оптопар.

Висновки

Розроблена система збору даних може використовуватися на

виробничому обладнанні на якому встановлені цифрові датчики, з метою його безперервного контролю. Перевагами є її простота при виробництві та експлуатації, висока стійкість до перешкод. Розроблена система має гальванічну розв'язку з зовнішніми колами. Система може живитись від зовнішньої мережі з напругою від 5В і до 36В, вхідний цифровий сигнал може сягати від 3В і до 24В Розроблений прилад відповідає поставленому завданню на розробку.

Література

1. Крюков В. В. 3. Системы сбора данных // Информационно-измерительные системы. — Владивосток: ВГУЭС, 2000. — 93 с.
2. Даташит мікросхеми H11L1M [Електронний ресурс]: — Режим доступу: https://cdn.datasheetspdf.com/pdf-down/H/1/1/H11L1M_FairchildSemiconductor.pdf — Назва з екрану.
3. Дитрих Д., Артемов Н.И., Низамутдинов О.Б., Белковский С.В. Fieldbus-концепция построения систем промышленной автоматизации // Приборы и системы. Управление, Контроль, Диагностика, 11/2000. — С. 35-38.
4. Микропроцесорна техніка: Підручник / Ю.І. Якименко, Т.О. Терещенко, Є.І. Сокол, В.Я. Жуйков, Ю.С. Петергеря / За ред. Т.О. Терещенко. — К.: Видавництво “Політехнік”, 2002. — 439 с
5. Спеціалізовані і промислові мікропроцесорні системи. Конспект лекцій для студентів напрямку підготовки 6.050802 — «Електронні пристрої та системи». Спеціальність 7(8).05080202 — «Електронні системи». Розділ 1 . Розподілені мікроконтролерні системи - К.: НТУУ “КПІ”, 2013. —149
6. Жуйков В.Я., Терещенко Т.О., Петергеря Ю.С. і ін «Мікропроцесори і мікроконтролери» [Електронний ресурс]: (Електронний підручник) — Режим доступу: <http://www.kaf-re.ntu-kpi.kiev.ua/> - Назва з екрану.
7. . Відомості про ATMEGA 16 [Електронний ресурс]: — Режим доступу: <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/Atmel/micros/avr/atmega16.htm> — Назва з екрану.
8. Даташит мікросхеми LM317 [Електронний ресурс]: — Режим доступу: https://eandc.ru/pdf/mikroskhema/lm117_lm317.pdf — Назва з екрану.

УДК 534.24

Система передачі даних

Молочко О.С., Мігуш М.О., Бевза О.М.

Вступ

Система передавання даних (СПД) складається з кількох компонентів, що визначаються залежно від вирішуваних завдань. Їх далеко не повний перелік - комутатори, маршрутизатори, міжмережеві екрани і мости, мультиплексори, різні конвертери фізичного середовища і інтерфейсів передачі даних, точки бездротового доступу, клієнтське обладнання, програмне забезпечення (ПЗ) управління обладнанням - показує складність, різноманіття архітектури системи в цілому. Також практично всі сучасні інженерні системи мають у своєму складі вбудовані компоненти для організації передачі різноманітних даних (службовий "горизонтальний" трафік між пристроями, дані управління між центром управління та пристроями, мультимедійний трафік), що мають безпосереднє відношення до СПД. [1]

Розроблена система призначена для віддаленого моніторингу та керування промисловим обладнанням.

Постановка проблеми

Була поставлена задача організувати передачу даних з промислового обладнання на виробничій лінії для подальшої її

обробки та прийняття рішень по організації роботи даного обладнання.

Лінії зв'язку можуть бути **провідними** і **бездротовими** (радіозв'язок). У свою чергу дротовий зв'язок може реалізовуватися електричним кабелем та оптоволоконною лінією. Бездротовий зв'язок також поділяється на декілька видів.

Існують такі типи бездротових мереж:

- Персональні бездротові мережі.
- Бездротові сенсорні мережі.
- Малі локальні бездротові мережі.
- Великі локальні бездротові мережі.

Виходячи з умов експлуатації та технічної задачі в даному проекті буде доцільно використання малих локальних бездротових мереж.[2]

Мета та завдання дослідження

Проаналізувавши переваги та недоліки існуючих на даний момент методів передачі даних, було прийнято рішення розробляти комбіновану систему. Вона буде поєднувати в собі декілька методів

передачі даних, які виключають недоліки один одної [3].

Для провідного з'єднання основним недоліком є необхідність в прокладці ліній зв'язку між обладнанням. При цьому потрібно враховувати, що сигнальні лінії зв'язку не повинні проходити поряд з силовими кабелями.

При безпроводній передачі кожна одиниця обладнання повинна мати прилади для обміну інформацією по бездротовому інтерфейсу, а саме для обробки отриманих та кодування даних для відправки. Ще одним недоліком бездротового методу передачі є, обмеженість діапазону зв'язку.

Розробка системи передачі даних

Порівнявши існуючі методи передачі даних, їх переваги, недоліки,

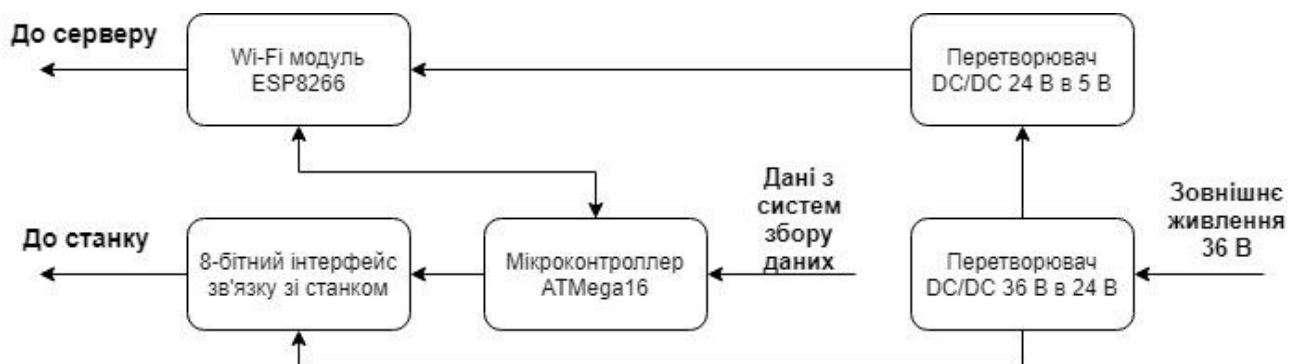


Рис.1 Структурна схема приладу

Інтерфейсом для взаємодії з комп'ютеризованими системами збору, обробки та сортування інформації, був обраний інтерфейс Wi-Fi.

Мікроконтролер взаємодіє з Wi-Fi модулем через послідовну шину

особливості взаємодії та технічні характеристики кожного з типів, доступних для використання в промисловому обладнанні та системах збору даних, було розроблено структурну схему передачі даних (рис. 1.). Система передачі даних живиться від мережі, що має напругу 36 В, що подається на блок «Перетворювач напруги DC/DC 36В в 24В». Стабілізовані 24В поступають на блок «8-бітний інтерфейс взаємодії зі станком» та на блок «Перетворювач напруги DC/DC 24В в 5В» який забезпечує живлення мікроконтролера та Wi-Fi модуля. За допомогою блока «Мікроконтролер ATmega16» відбувається контроль блоків передачі даних в залежності від даних отриманих від систем збору даних.

UART, а контроль 8-бітного інтерфейсу зв'язку зі станком відбувається за рахунок 8-ми цифрових виводів мікроконтролера. А саме: при отриманні даних мікроконтролером вони обробляються за заданою програмою та передаються

на Wi-Fi модуль для передачі на сервер та обробки та в залежності від програми на 8-бітний інтерфейс для взаємодії з автоматами та їх керуванням. Джерелами живлення для даних модулів служать стабілізатори напруги LM7824 та LM317 спеціально обраховані для даної напруги зовнішнього живлення.

В якості модуля, для реалізації Wi-Fi інтерфейсу даного приладу, використовується ESP8266. Даний модуль підтримує Wi-Fi стандарту 802.11n, що має максимальну пропускну здатність в 150 Мбіт/с, яка повністю задовольняє потреби в пропускній здатності каналу для даної цілі. З'єднання реалізовано за рахунок прозорого TCP-UART мосту, між модулем та мікроконтролером, який виконує обробку та форматування даних для передачі на один з інтерфейсів або обидва. Однак, в даній схемі існує суттєвий недолік, якій полягає в тому, що пропускну здатність Wi-Fi обмежується пропускну здатністю uart інтерфейсу мікроконтролера. Саме тому при виборі мікроконтролера потрібно враховувати пропускну здатність UART інтерфейсу для отримання оптимальних параметрів швидкодії приладу.

8-бітний інтерфейс використовується для передачі сигналу для взаємодії між автоматами та взаємного калібрування лінії. Даного каналу даних з надлишком вистачає для взаємодії, як між автоматами, так і з системами збору даних.

Так як, рівень вхідного сигналу відповідно до технічного завдання лежить в межах 0 – 24В, то дана шина реалізована за допомогою транзисторних ключів з зовнішнім джерелом опорного живлення 24 В.

За основу для реалізації збільшення амплітуди вихідного сигналу використовуються транзистори BCP54TA в корпусі SOT-223, це зроблено для зменшення габаритних розмірів готового виробу та спрощення монтажу. Дані транзистори мають діапазон напруг та струмів які значно перевищують потрібні вихідні параметри. А саме, Діапазон вихідних напруг даного транзистора від 1 до 45 В, та струму від 100 мА до 1 А в тривалій роботі та 2 А в імпульсному режимі. Робоча частота даного транзистора рівна 150 МГц, що задовольняє потреби в пропускній здатності каналу передачі даних, так як частота роботи обраного мікроконтролера.[4]

В якості джерел напруг (Рис.2) для живлення модуля esp8233 та 8-бітного інтерфейсу використовуються стабілізатори напруги на lm7824 та lm317, які забезпечують напругу в 24 та 5 В.

Мікросхема LM317 є регульованим стабілізатором напруги. Дана схема може підтримувати струм у навантаженні до 1,5А і регульовану напругу в діапазоні від 1,2В до 37В. Номінальна вихідна напруга вибирається за допомогою резистивного дільника. У стабілізатора є два важливих параметри: опорна напруга і струм,

який виникає у результаті підстроювання.

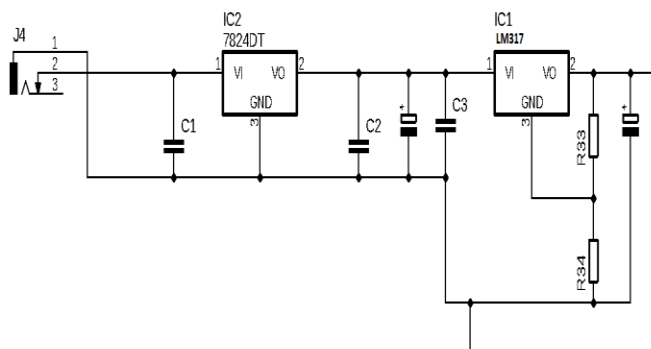


Рис.2 Схема джерел живлення

Величина опорної напруги може змінюватися від екземпляра до екземпляра, від 1,2 до 1,3В, а в середньому становить 1,25В. Опорна напруга - це та напруга, яку мікросхема стабілізатора прагне підтримувати на резисторі R1. Таким чином якщо резистор R2 замкнути, то на виході схеми буде 1,25 В, а чим більше буде падіння напруги на R2 тим більшою буде напруга на виході. Виходить що 1,25 В на R1 складатися з падінням на R2 і утворює вихідну напругу. Дільник рахується за формулою:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\left(\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{оп}}} \right) - 1 \right)$$

В результаті обрахунку отримуємо такі опори резисторів $R_1 = 120\Omega$, $R_2 = 360\Omega$. [5]

В результаті перетворень на виході отримуємо 5В, які необхідні для живлення як модулю WiFi.

Мікросхема LM7824 є стабілізатором напруги. Дана схема може підтримувати струм у

навантаженні до 3А і напругу в до 24 В. У стабілізатора є два важливих параметри: опорна напруга і струм, який виникає у результаті підстроювання.

Величина опорної напруги може змінюватися від екземпляра до екземпляра, від 1,2 до 1,3В, а в середньому становить 1,25В.

В результаті перетворень на виході отримуємо 24 В, які необхідні для живлення 8- бітного інтерфейсу.

Висновки

Розроблена система передачі даних може використовуватися на виробничих лініях для збору даних, контролю та управління обладнанням. Даний прилад може передати цифровою шиною в виводі від 0 до 255 за один такт, максимальну швидкість зв'язку з сервером через Wi-Fi в 150 Мбіт/с, діапазон вихідних напруг від 1 до 45 В, та струму від 100 мА до 1 А та невеликі розміри. Розробка зроблена з максимальною доступністю для виготовлення та простоти експлуатації.

Література

1. Основи передавання даних у комп'ютерних мережах. **[Електронний ресурс]**: – Режим доступу: <https://posibnyky.vntu.edu.ua/azarova/p5.html>. – Назва з екрана.
2. Методи бездротової передачі даних. **[Електронний ресурс]**: – Режим доступу: <http://ua.automation.com/content/obzor-sredstva-besprovodnoj->

- peredachi-informacii-v-sistemah-asu-tp. – Назва з екрана.
3. Передача даних. Способи передачі даних між процесами. **[Електронний ресурс]:** – Режим доступу: http://oleksandr-myronchuk.blogspot.com/2017/08/blog-post_39.html. – Назва з екрана.
4. Даташит транзистора BCP54. **[Електронний ресурс]:** – Режим доступу: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/16136/PHILIPS/BCP54.html>. – Назва з екрана.
5. Даташит мікросхеми LM317. **[Електронний ресурс]:** – Режим доступу: https://eandc.ru/pdf/mikroskhema/lm117_lm317.pdf. – Назва з екрана.

УДК 621.316.933.3

Електронна система слідування за положенням об'єкта

Роздорожнюк Д.М., к.т.н., доц. Кобак М.М.

Анотація – Пропонується розглянути методи з пошуку об'єктів на зображенні, структура пристрою, схема підключення та програмне забезпечення.

Abstract - It is proposed to consider methods for finding objects in the image, the structure of the device, the scheme of connection and software.

Ключові слова – OpenCV, пошук об'єктів.

1. ВСТУП

Безліч практичних завдань від автоматизації контролю на виробництві до конструювання роботизованих автомобілів безпосередньо пов'язані із завданням пошуку об'єктів на зображенні. Для її вирішення можна застосовувати дві різні стратегії, які залежать від умов зйомки - моделювання фону і моделювання об'єкта.

Моделювання фону - цей підхід можна застосовувати якщо камера нерухома, тобто ми маємо фон, який мало змінюється, і таким чином можна побудувати його модель. Всі точки зображення, які істотно відхиляються від моделі фону, вважаємо об'єктами переднього плану. Таким чином можна вирішувати

завдання виявлення і супроводу об'єкта.

Моделювання об'єкта - цей підхід більш загальний, дозволяється застосовувати у випадках коли фон постійно і істотно змінюється. На відміну від попереднього випадку, тут нам необхідно знати що саме ми хочемо знайти, тобто необхідно побудувати модель об'єкта, а потім перевірити точки картинки на відповідність цієї моделі.

Іноді умови задачі дозволяють комбінувати обидва підходи, це може істотно поліпшити результати.

Далі будемо розглядати застосування другої стратегії, тобто моделювання об'єкта пошуку.

2. ОГЛЯД МЕТОДІВ

Кольорові фільтри - якщо об'єкт суттєво виділяється на тлі за кольором, то можна підібрати відповідний фільтр.

Виділення і аналіз контурів - якщо ми знаємо, що об'єкт має форму, наприклад, кола, то можна пошукати окружності на зображенні.

Якщо об'єкт на тлі за кольором істотно не виділяється і має складний окрас, то застосування методу кольорових фільтрів не дасть гарних результатів. В цьому випадку можна

спробувати застосувати метод виділення та аналізу контурів. Для цього ми виділяємо межі на зображенні. Межі - це місця різкої зміни градієнта яскравості, їх можна знайти з допомогою методу Canny [3]. Далі ми можемо перевірити виділені лінії - межі щодо відповідності геометричним контурам об'єкта, це можна зробити застосувавши метод Хафа (Hough Transform) [3], наприклад ми можемо пошукати в межах окружності.

Зіставлення з шаблоном - у нас є зображення об'єкта, шукаємо в іншому зображенні області збігаються з цим зображенням об'єкта.

Якщо зображення має безліч дрібних деталей то аналіз контурів може бути неефективним. В цьому випадку можна застосувати метод зіставлення з шаблоном (template matching). Він полягає в наступному - беремо картинку з об'єктом і шукаємо на великому зображенні області які збігаються із зображенням об'єкта.

Робота з особливими точками - на зображенні з об'єктом шукаємо особливості (наприклад кути), які намагаємося зіставити з такими особливостями на іншому зображенні.

Метод зіставлення з шаблоном шукає точні співпадіння точок шаблону з точками зображення. Якщо зображення повернуто чи зміннені розміри щодо параметрів шаблону то цей метод працює погано. Для подолання цих обмежень застосовують методи засновані на так званих - особливих точках. Особлива точка (key point) - це невелика

область, яка істотно виділяється на зображенні. Існує кілька методів визначення таких точок, це можуть бути кути (Harris corner detector) або БЛОБ (blob, крапля), тобто невеликі області однакової яскравості, з досить чіткою межею, що виділяються на загальному тлі.

Для особливої точки обчислюють так званий дескриптор - характеристику особливої точки. Дескриптор обчислюють за заданою околицею особливої точки, як напрямки градієнтів яскравості різних частин цієї околиці. Існує кілька методів розрахунку дескрипторів для особливих точок: SIFT, SURF, ORB і ін. Треба зазначити, що деякі методи розрахунку дескрипторів є запатентованими (наприклад SIFT) і їх комерційне використання обмежене

Особливі точки можна застосовувати для пошуку об'єкта на зображенні. Для цього нам необхідно мати зображення об'єкта який ми розшукуємо і далі виконати наступні дії.

На зображенні з об'єктом шукаємо особливі точки об'єкта і обчислюємо для них дескриптори.

На зображенні який ми аналізуємо теж шукаємо особливі точки і обчислюємо для них дескриптори.

Порівнюємо дескриптори особливих точок об'єкта та дескриптори особливих точок, знайдених на зображенні.

Якщо знайдено достатню кількість відповідностей то помічаємо область з відповідними точками.

Методи машинного навчання - навчаємо класифікатор на картинках з об'єктом, деяким способом поділяємо зображення на частини, перевіряємо класифікатором кожену частину на наявність об'єкта.

Метод пошуку об'єктів шляхом порівняння наборів особливих точок має свої недоліки, один з них це погана узагальнююча здатність. Якщо у нас стоїть завдання, наприклад, виділення осіб людей на фото, то по особливих точках наш метод буде шукати одну конкретну фотографію. Ту фотографію, на якій були виділені особливі точки, інші особи будуть виділятися гірше, тому як їм, швидше за все, відповідають інші набори особливих точок.

Результати можуть бути ще гірше якщо змінити ракурс зйомки. Для вирішення цих проблем нам вже необхідні методи машинного навчання і не одна картинка з об'єктом але цілі навчальні набори з сотень (а в деяких випадках - сотень тисяч) різних картинок із зображенням об'єкта в різних умовах.

Якщо розглядати задачу пошуку об'єктів на відео, то її можна розділити на три підзадачі - виявлення, розпізнавання та супроводження.

1. виявлення (detection) - виділяємо області на зображенні, які можуть містити цікаві для нас об'єкти.

2. розпізнавання (recognition) - уточнюємо типи знайдених об'єктів,

3. супроводження (tracking) - локалізація на наступних кадрах розпізнаних об'єктів.

Машинне навчання можна застосовувати, принаймні, для вирішення завдань виявлення і розпізнавання, які зводяться до побудови класифікатора зображень.

Класифікатор зображень складається з двох частин: метод вилучення ознак (feature extractor) і власне класифікатор.

Далі ми розглянемо різні способи побудови класифікатора зображень за допомогою методів вилучення ознак

Гістограми спрямованих градієнтів (HOG)

Гістограма спрямованих градієнтів (Histogram of Oriented Gradients, HOG) [1] - метод вилучення ознак із зображень, який дуже схожий на метод обчислення дескрипторів SIFT [2] для особливих точок, тільки обчислюємо його не для межі особливої точки, але для всього зображення. Загальна схема обчислення HOG виглядає наступним чином. Картинка розділяється на частини (осередки), для кожного осередку будуємо гістограму напрямків градієнта яскравості, далі гістограми осередків нормуються по контрасту і об'єднуються.

Ознаки Хаара

Ознака Хаара (Haar-like features) [8] обчислюється таким чином:

- Вибираємо прямокутну область на зображенні,
- розбиваємо її на кілька суміжних прямокутних частин,
- в кожній частині підсумовуємо яскравість точок,
- після чого обчислюємо різницю між цими сумами.

Ця різниця і буде значенням ознаки.



Рис. 1. Признаки Хаара

На основі ознак Хаара побудований метод Віоли-Джонса, який часто використовують для локалізації зображення осіб на фотографіях. Він об'єднує в собі ознаки Хаара, класифікатор AdaBoost і метод ковзного вікна для поділу картинки на частини

3. СТРУКТУРА ПРИСТРОЮ

Тут знадобляться тільки два пристрої:

3.1. Raspberry Pi:

Це остання версія Raspberry Pi (рис. 2). У ній вбудовані Bluetooth і Wi-Fi, раніше доводилося використовувати Wi-Fi свисток в одному з портів USB. Всього в RPI3 40 контактів. З 40 контактів 26 є контактами GPIO.

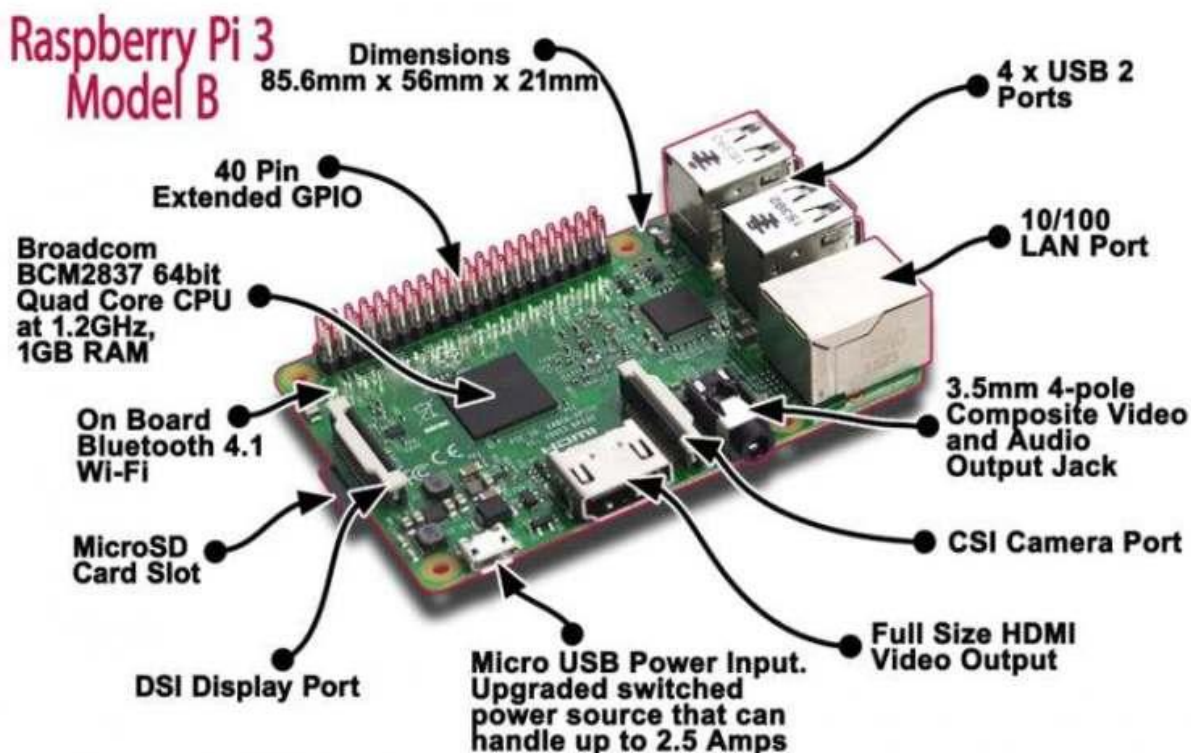


Рис. 2. Плата Raspberry Pi

Є 4 порту USB і 1 слот Ethernet, один порт HDMI, 1 порт аудіовиходу і 1 порт micro usb, а також багато іншого. Є один слот для карт micro sd, в якому ми повинні встановити карту micro sd з рекомендованою операційною системою. Існує два способи взаємодії з вашим Raspberry Pi. Ви можете безпосередньо взаємодіяти через порт HDMI, підключаючи кабель HDMI до VGA, а також клавіатуру і мишу, а також ви можете взаємодіяти з будь-якою системою через SSH (Secure Shell). (Наприклад, через putty ssh.).

3.2. Raspberry Pi Camera:

Модуль камери Raspberry Pi (рис. 2, 3) можна використовувати для зйомки відео у високій якості, а також фотографій нерухомих зображень. Його легко використовувати новачкам, але також є багато можливостей які модуль може запропонувати продвинутих користувачам. Існує безліч прикладів онлайн-користувачів, які використовують його для time-lapse, slow-motion відео та інших проектів. Ви також можете використовувати бібліотеки, пов'язані з камерою, для створення ефектів.



Рис. 2. Модуль камери Raspberry Pi

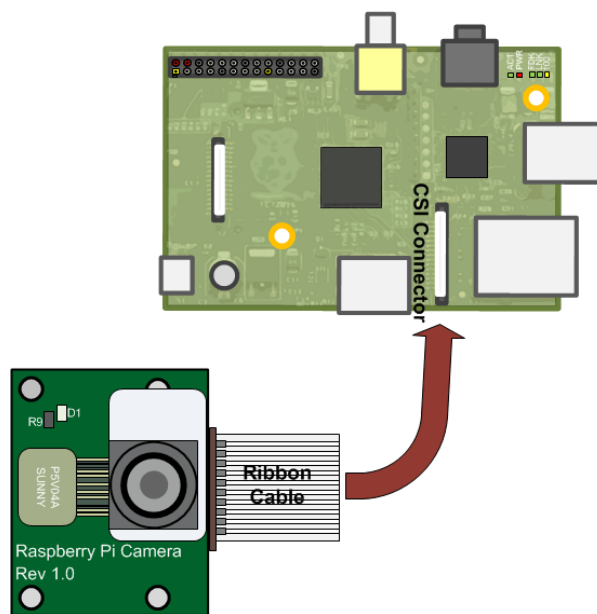


Рис. 3. Схема підключення модуля камери Raspberry Pi

ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

OpenCV:

OpenCV (Open Source Computer Vision Library) являє собою бібліотеку програмного забезпечення для комп'ютерного зору і машинного навчання з відкритим вихідним кодом. OpenCV була створена для забезпечення загальної інфраструктури додатків для комп'ютерного зору і прискорення використання сприйняття машини в комерційних продуктах. Будучи ліцензованим BSD продуктом, OpenCV спрощує для бізнесу використати або відредагувати код. У бібліотеці є понад 2500 оптимізованих алгоритмів, які включають в себе повний набір класичних і сучасних алгоритмів комп'ютерного зору і машинного навчання. Ці алгоритми можуть використовуватися для виявлення і розпізнавання осіб, ідентифікації об'єктів, класифікації дій

людини в відео, відстеження руху камери, відстеження рухомих об'єктів і вилучення 3D-моделей об'єктів.

4. ВИСНОВОК

Даний проект можна покращити додавши лазерний далекомір для уточнення відстані до об'єкта, тим самим додаючи третю координату завдяки чому проект працюватиме у тривимірному просторі.

Література

1. Е.С.Борисов Детектор объектов для неподвижных камер. - <http://mechanoid.kiev.ua/cv-backgr.html>
2. Е.С.Борисов Детектор объектов для неподвижных камер. - <http://mechanoid.kiev.ua/cv-backgr.html>
3. Е.С.Борисов Детектор объектов для неподвижных камер. - <http://mechanoid.kiev.ua/cv-backgr.html>
4. Антон Конушин Компьютерное зрение (2011). Лекция 3. Простые методы анализа изображений. Сопоставление шаблонов. - <http://www.youtube.com/watch?v=TE99wDbRrUI>
5. OpenCV documentation: Harris Corner Detection - http://docs.opencv.org/3.0-beta/doc/py_tutorials/py_feature2d/py_features_harris/py_features_harris.html
6. Wikipedia: Blob_detection - http://en.wikipedia.org/wiki/Blob_detection
7. Антон Конушин Компьютерное зрение (2011). Лекция 5. Локальные особенности - <http://www.youtube.com/watch?v=vFseUICis-s>
8. Wikipedia: Histogram of oriented gradients - http://en.wikipedia.org/wiki/Histogram_of_oriented_gradients
9. Wikipedia: Scale-invariant feature transform - http://en.wikipedia.org/wiki/Scale-invariant_feature_transform
10. Антон Конушин Компьютерное зрение (2011). Лекция 8. Поиск и локализация объектов. - <http://www.youtube.com/watch?v=I1AiFF6ZkaE>
11. Wikipedia: Haar-like features - http://en.wikipedia.org/wiki/Haar-like_features
12. P. Viola, M. Jones Robust Real-Time Face Detection - <http://www.vision.caltech.edu/html-files/EE148-2005-Spring/pprs/viola04ijcv.pdf>
13. Е.С.Борисов Бустинг композиции классификаторов - <http://mechanoid.kiev.ua/ml-adaboost.html>

УДК 550.34

Модель похибок волоконно-оптичного гіроскопа

Странський Ю.А., к.т.н., доц., Шмирьова Л.М.

Одним з найважливіших аспектів проектування інерціальних навігаційних систем без платформи (БІНС) є вироблення вимог до чутливих елементів, зокрема до датчиків кутової швидкості. При проектуванні БІНС, виходячи з вимог забезпечення заданого рівня точності у виробленні параметрів орієнтації та навігації об'єкта, у багатьох випадках обмежуються спрощеними моделями похибок чутливих елементів, приймаючи їх за квазіпостійні величини, не розглядаючи динаміку їх зміни. В даний час одним із шляхів підвищення рівня точності є детальний опис моделі похибок чутливих елементів і ретельний аналіз їх впливу на точності характеристики БІНС. Докладний аналіз можна здійснити за допомогою імітаційного моделювання алгоритмів роботи БІНС. Мета цієї роботи: побудова математичної моделі похибок волоконно-оптичного гіроскопа (ВОГ), яка буде враховувати не тільки структуру шумів, але і залежність вихідного сигналу від впливу зовнішніх факторів, таких як температура і швидкість її зміни. В роботі наведено порівняння реальних сигналів ВОГ, виробництва АТ «Електроприлад», і вихідних характеристик з використанням

математичної моделі, побудованої для цих же гіроскопів. Показано відповідність моделі.

Технічні характеристики гіроскопа

В основі роботи інтерференційного волоконно-оптичного гіроскопа (ВОГ) лежить ефект Саньяка, сутність якого полягає у виникненні різниці часів обходу оптичного контуру електромагнітними хвилями (світлом), що поширюються по контуру в протилежних напрямках, якщо він обертається в інерціальному просторі. В результаті різниця часів трансформується в різницю фаз цих хвиль. Завдяки цьому ВОГ відрізняється від класичних типів гіроскопів тим, що не має обертових частин. Тому даний тип датчиків відноситься до числа найбільш надійних приладів при їх експлуатації в системі. До інших переваг ВОГ слід віднести невеликі габарити і відносно невисоку вартість. При проектуванні підсистеми гіростабілізації була обрана модель ВОГ ВГ910Q, виробництва АТ «Електроприлад», параметри якого відповідали вимогам, що пред'являються до проектованої системи.

Технічні характеристики гіроскопа:

- діапазон вимірюваних швидкостей - 150 град / с,
- масштабний коефіцієнт (МК) $k(T)$ - 7 мВ / град / с,
- робоча смуга частот - 0 ... 0,45 кГц,
- кутовий випадковий дрейф - 0,04 град / $\sqrt{ч}$,
- дрейф нуля (1σ) - 10 град / ч,
- стабільність МК (1σ) - 0,1%.

Математична модель

Вихідний сигнал ВОГ, як і будь-якого іншого датчика кутової швидкості, можна описати наступною моделлю:

$$u(\omega, T) = S(\omega, T) \cdot \omega + u_0(T) + \eta_u, (1)$$

де u -вихідний сигнал ВОГ, ω -діюча кутова швидкість, u_0 - зміщення нульового сигналу ВОГ, S -масштабний коефіцієнт (МК) ВОГ, η_u -складова білого шуму.

Із формули (1) можна виразити кутову швидкість $\omega = M(u - u_0 - \eta_u)$, де $M = S^{-1}$

Коефіцієнти моделі похибок M і u_0 (2) визначаються в ході калібрування; при цьому експеримент необхідно організувати таким чином, щоб виключити вплив інших зовнішніх факторів на вихідний сигнал. За знайденими величинам відновлюється діюча кутова швидкість ω :

$$\omega' = M'(u - u'_0), (3),$$

знак ' означає що величини отримані в ході калібрування. Похибка

визначення кутової швидкості $\delta \omega$ може бути отримана як різницю діючої ω і обчисленої ω' кутових швидкостей:

$$\delta \omega = \omega - \omega' = M(u - u_0 - \eta_u) - M'(u - u'_0) (4)$$

Враховуючи, що $\Delta M = (M - M')/M$, $\Delta u_0 = u_0 - u'_0$ і не беручи величини 2 порядку, можна отримати:

$$\delta \omega = -M' \Delta u_0 + \Delta M \cdot M'(u - u'_0) - M' \eta_u (5)$$

Вводячи позначення $\Delta \omega_0 = -M' \cdot \Delta u_0$, $\eta_\omega = -M' \eta_u$, приходимо до моделі похибки що аналогічна (2)

$$\delta \omega = \Delta \omega_0 + \Delta M \cdot \omega' + \eta_\omega, (6)$$

де $\Delta \omega_0$ - помилка визначення зміщення нуля і його нестабільність при пуску;

ΔM - похибка визначення і нестабільності пуску МК, яка вносить вклад пропорційний вимірюваній кутовій швидкості;

η_ω - шумова складова, що характеризує флуктуаційні похибки гіроскопа.

У цій роботі покладається, що нестабільність зміщення нуля і МК в пуску викликана зміною температури, вплив інших зовнішніх факторів не розглядалася.

Ідентифікація структури шумів за допомогою варіацій Аллана

Структура і характер шумових складових в каналі вимірювання істотно впливають на достовірність оцінки самої вимірюваної величини. Класичні методи дослідження випадкових процесів (вибіркова

дисперсія, спектральна щільність) не завжди дозволяють ідентифікувати джерело похибок і їх кількісний вклад в загальну статистику шуму [3]. Для вирішення подібних завдань широко використовується варіація Аллана [3 - 7]. За характерними нахилам на графіку варіації Аллана судять про наявність різних шумових складових в сигналі. Інтенсивність цих складових визначають шляхом апроксимації кривої Аллана поліномом [4, 5, 7]. Шумову складову похибки ВОГ розглянемо як сукупність випадкових процесів, склад яких будемо визначати, розраховуючи варіації Аллана за результатами вимірювань. Випадковий розкид по кутовий швидкості, мерехтіння шуму і шум відходу можуть, як одночасно бути присутнім в датчику, так і бути відсутнім зовсім. ВОГ встановлювався на нерухому підставу для визначення структури шумів η_{ω} вихідного сигналу. Вихідні дані при цьому фіксувалися протягом доби, після чого з використанням розробленої власними засобами програми будувалася варіація Аллана. На рис. 1 наведені варіації Аллана для вихідного сигналу ВОГ, побудовані для чотирьох добових реалізацій. За графіком видно, що в отриманих реалізаціях присутні три нахили -1, -1/2 і 1/2. Коефіцієнти полінома, що характеризують білий шум і шум квантування, завжди постійні, а ось коефіцієнт, що характеризує випадкове блукання, відрізняється. Це викликано тим, що під час випробувань температура навколишнього середовища

змінювалася по-різному, і можна зробити висновок, що цю складову варто віднести до нестабільності зсуву нуля, викликану зміною температури.

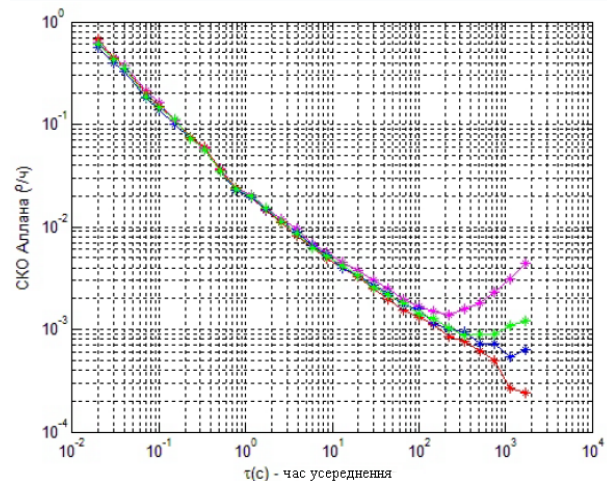


Рис. 1. Варіація Аллана для вихідного сигналу ВОГ

Залежність коефіцієнтів моделі похибок від температури

Незважаючи на те, що фірми-виробники постійно покращують технології створення ВОГ, удосконалюючи елементну базу, одним з головних чинників, що обмежують точність ВОГ, є температурна нестабільність. Температурну помилку в вихідному сигналі викликають три фактори: величина температури, швидкість зміни температури і температурний просторовий градієнт. Температурний просторовий градієнт і швидкість зміни температури надають значно більший ефект на вихідний сигнал ВОГ, побудованого за схемою зі зворотним зв'язком, ніж просто абсолютне значення температури [8]. Похибку вихідного сигналу ВОГ, викликану температурою, можна

розділити на дві частини: мультиплікативну (похибка МК) і аддитивну (похибка зміщення нуля) [9, 10]. По кореляції МК і дрейфу нуля ВОГ з даними про величину температури і швидкість її зміни, будувалися моделі залежності МК і зміщення нуля такого вигляду:

$$\Delta M = (1 + K_T(T))(1 + K_{dT}(dT)) \quad (7)$$

$$\Delta w_0 = k_T(T) + k_{dT}(dT) \quad (8)$$

де $K_T(T)$ - залежність похибки МК від температури, описана поліномом третього порядку; $K_{dT}(dT)$ - залежність похибки МК від швидкості зміни температури, описувана поліномом першого порядку; $k_T(T)$ - залежність похибки зміщення нуля від температури, описувана поліномом третього порядку; $k_{dT}(dT)$ - залежність похибки зміщення нуля від швидкості зміни температури, описувана поліномом першого порядку.

Імітаційна модель похибок ВОГ

Для створення імітаційної моделі похибок ВОГ було використана графічне середовище моделювання Simulink. На базі моделі похибок (6) з урахуванням (7), (8) і структури шумів засобами Simulink була розроблена імітаційна модель похибок ВОГ, наведена на рис.2. Розроблена модель

похибок ВОГ включає в себе блок формування діючої кутової швидкості, блок формування зміни температури, передавальну функцію, яка характеризується постійною часу прогріву приладу. У блоці Scale Factor формуються значення МК, в блоці Bias - зміщення нуля вихідного сигналу ВОГ. Вхідною інформацією для обох блоків служать значення температури, похідною за часом від температури, а також коефіцієнтів, що характеризують залежність МК і зміщення нуля від температури, знайдені в попередньому пункті. Шумова складова ВОГ формувалася з трьох складових: шум квантування, білий шум і випадковий розкид вихідного сигналу, інтенсивності яких розраховувалися шляхом апроксимації варіації Аллана, отриманої за реальними даними. Випадковий процес формується шляхом проходження одиничного білого шуму через формуючий фільтр [11, 12]. Для перевірки точності розробленої моделі результати імітаційного моделювання порівнювалися з сигналом реального гіроскопа. За графіками, наведеними на рис.3. видно, що вони збігаються з високою точністю, із чого можна зробити висновок про адекватність розробленої моделі похибок вихідного сигналу ВОГ.

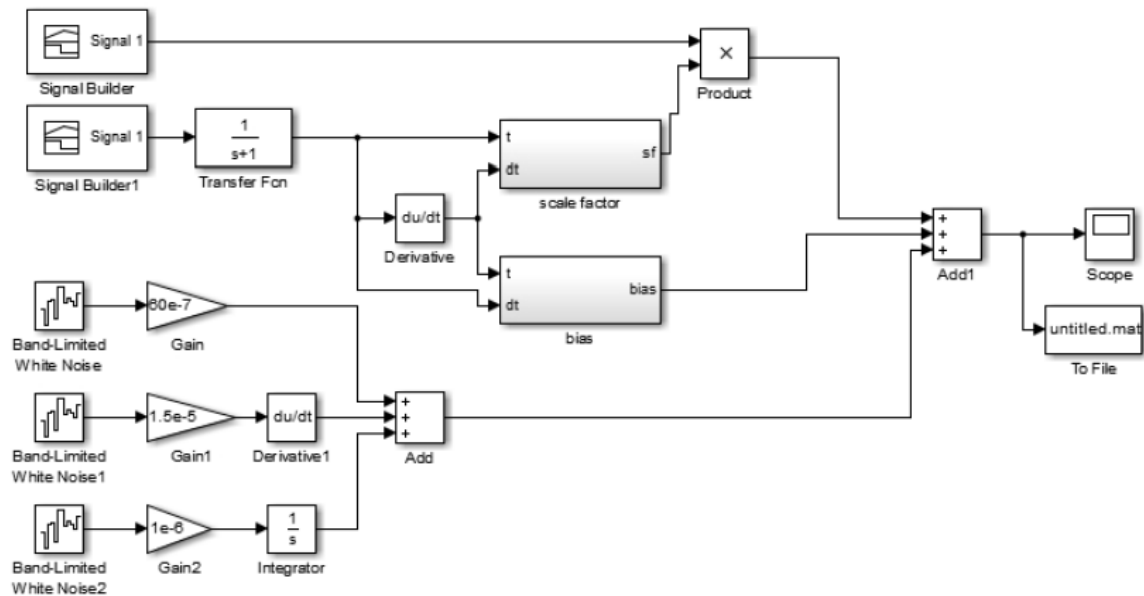


Рис.2. Імітаційна модель похибок ВОГ

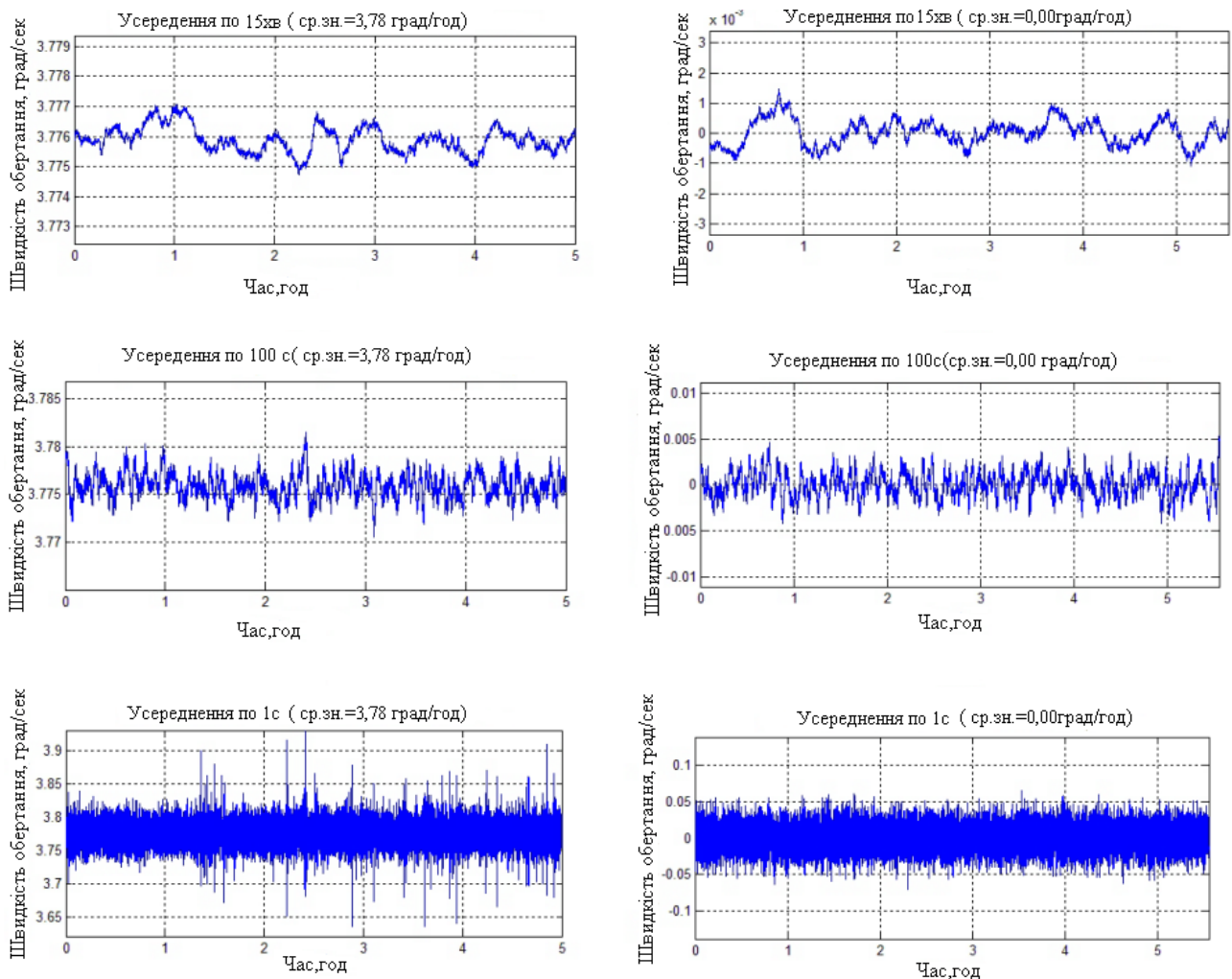


Рис. 3. Зовнішній вигляд вихідного сигналу з різними інтервалами усереднення:

1 с, 100 с, 15 хв. Зліва - реальний, праворуч - отриманий шляхом моделювання

Висновок

На підставі результатів експериментальних досліджень ВОГ представлена модель похибок, що враховує структуру шумової складової вихідного сигналу і його залежність від температури і швидкості її зміни. Дослідження шумової складової вихідного сигналу ВОГ проводилися за допомогою варіацій Аллана. Порівняльний аналіз вихідних характеристик ВОГ, отриманої на основі цієї моделі, з реальними даними, підтвердив точність запропонованої моделі.

Література

1. Драницына Е.В., Егоров Д.А., Унтилов А.А., Дейнека Г.Б., Шарков И.А., Дейнека И.Г. Снижение влияния изменения температуры на выходной сигнал волоконно-оптического гироскопа / Гироскопия и навигация. – 2012. – № 4 (79). – С. 10-20.
2. Кутовой Д.А., Ситников П.В. Некоторые практические

вопросы использования вариации Аллана при исследовании бесплатформенного инерциального блока. Ракетно-космическая техника. Сер.11. Системы управления ракетных комплексов. - ФГУП НПОА, 2013.- Вып.1.-С.55-64.

3. Graizer V.M. Effect of tilt on strong motion data processing, Soil Dynamics and Earthquake Engineering, 25, 197–204, 2005.
4. Степанов О.А., Челпанов И.Б., Моторин А.В. О точности оценивания постоянной составляющей погрешности датчиков и ее связи с вариацией Аллана / Сборник материалов XXII. Санкт-Петербургской международной конференции по интегрированным навигационным системам – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электронприбор». 2015. С. 485-491.

УДК 621.391

Натільні комп'ютерні мережі

Черватюк А.В., Цибульський І.Л., Полторак В.П.

Натільні комп'ютерні мережі, як чинник інноваційного розвитку бездротових мереж. Запропоновано архітектуру натільної комп'ютерної мережі, виокремлено три чинники, які відрізняють натільні комп'ютерні мережі від інших видів бездротових мереж. Описано різні типи топологій, які використовуються в системі зв'язку для різних цілей і відповідно до різних потреб. Перелічено головні переваги Body Area Network. Здійснено порівняння методів підключення датчиків та наведено сфери застосування натільних комп'ютерних мереж.

Зв'язок по тілу (Intrabody Communication, IBC) вперше був запропонований Циммерманом в 1996 році в якості нової технології зв'язку для обміну даними між електронними пристроями в натільних мережах [1]. Його застосування не обмежується передачею даних і поширюється на передачу електроенергії. Електронні пристрої приймають енергію, необхідну для роботи одночасно з даними. Також він може бути використаний для зв'язку між предметами одягу та пристроями в навколишньому середовищі. Зв'язок по тілу є надійним методом для підключення мобільних пристроїв зовні і всередині тіла людини і має багато переваг у порівнянні з традиційними підходами радіозв'язку.

Зв'язок натільні комп'ютерні мережі по тілу розширив межі застосування у різних галузях:

1. Медична сфера

З винаходом нової технології і швидкої обробки, також виникла можливість ефективного моніторингу здоров'я. Отже, за допомогою натільної мережі стало можливим і легко здійснювати дистанційне спостереження за станом здоров'я пацієнта.

2. Спортивна сфера

Виникла можливість моніторингу стану здоров'я спортсменів, надавати тренерам і спортсменам точну і ясну картину, щоб вони могли визначити свої слабкі і сильні сторони. Натільні комп'ютерні мережі можуть використовуватися для вимірювання необхідних факторів стану здоров'я під час змагань. Цей вид спостереження можна проводити де завгодно, і немає необхідності кожного разу ходити в лабораторію для отримання показників.

3. Сфера розваг

Натільні комп'ютерні мережі можуть використовуватися для розваги також. Вони можуть бути використані для ігор, мультимедійних додатків, 3D відео і відео буферизації, тощо.

! Бездротова натільна мережа здатна встановити бездротовий зв'язок, що

складається з невеликих інтелектуальних пристроїв, імплантованих або прикріплених до тіла. Ці пристрої можуть забезпечувати безперервний моніторинг стану здоров'я і забезпечують зворотний зв'язок з медичним персоналом або користувачем в режимі реального часу. Вимірювання можуть бути записані і використані протягом тривалого періоду часу.

Архітектура запропонованої натільної комп'ютерної мережі, яка показана на рисунку 1, складається з наступних елементів:

- датчики: використовуються для безперервного збору даних з різних частин тіла або одягу і передачі цих даних на головний датчик.
- головний датчик: головні датчики збирають дані від інших датчиків і об'єднують їх. Потім вся інформація передається координатору.
- координатор: координатор аналізує дані і пропонує відповідні дії, якщо це встановлено алгоритмом, в протилежному випадку виводить дані на ноутбук користувача.
- ноутбук або смартфон: пристрої, які отримують, обробляють за програмою та накопичують дані по мережі.

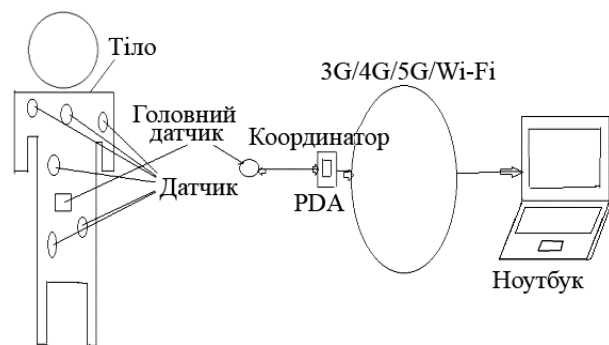


Рис. 1. Архітектура натільної комп'ютерної мережі [2]

Ядро мережі, як показано на рисунку 2, складається з декількох мініатюрних датчиків тіла (BSU - Body Sensor Units) і одного блоку управління (BCU - Body Central Unit) [3].

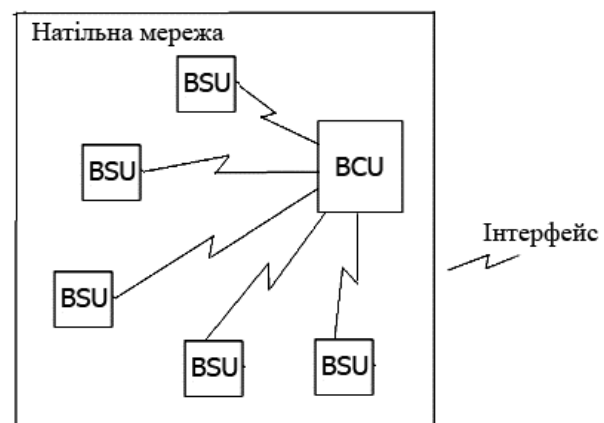


Рис. 2. Ядро системи

Мережі області тіла особливо цікаві в медичній галузі. Ці системи включають в себе електронні датчики, які контролюють пацієнтів для різних медичних умов. Наприклад, датчики, які прикріплені до пацієнта, можуть контролювати, чи не впав він раптом на землю, і повідомляти про цю подію станцію моніторингу. Мережа також може відстежувати частоту серцевих скорочень, кров'яний тиск і інші життєво важливі показники пацієнта.

Відстеження фізичного місцезнаходження лікарів в лікарні також допомагає реагувати на надзвичайні ситуації.

В побудові натільної мережі можуть використовуватися два типи пристроїв: датчики і виконавчі механізми. Внутрішні або зовнішні датчики імплантуються на тілі для вимірювання важливих параметрів людського тіла. Це може бути також температура тіла, параметри серцебиття або запис ЕКГ. Виконавчі механізми можуть робити деякі необхідні дії відповідно до даних, отриманих від датчиків. Наприклад, виконавчий механізм з вбудованим резервуаром, вводить пацієнту з діабетом необхідну для прийому дозу інсуліну, ґрунтуючись на вимірах датчиками рівня глюкози.

Сформулюємо чинники, які відрізняють натільні комп'ютерні мережі від інших видів бездротових мереж:

- пристрої з малим споживанням електроенергії, тобто невеликими батареями, бо для роботи в натільних мережах потрібно значно нижчий рівень потужності, ніж в інших мережах. Wi-Fi і навіть Bluetooth не доцільно використовувати в таких мережах: бо зазвичай вони споживають в десять разів більше енергії, ніж потрібно для інших пристроїв;
- для натільних пристроїв, особливо тих, які використовуються в медичних цілях, необхідний надійний

зв'язок. Перебої в громадських точках бездротового доступу, домашніх мережах і в мережах загального користування можуть бути небезпечними для життя;

- перешкоди в бездротовому сигналі між пристроями та іншими видами бездротових мереж також створюють особливі проблеми. Пристрої можуть бути розташовані в безпосередній близькості від інших пристроїв і, будучи природно мобільними, переносяться в різноманітні електромагнітні умови, де вони повинні співіснувати з усіма видами іншого бездротового трафіку;
- натільні пристрої експлуатуються в різних атмосферних умовах та середовищах: можуть попадати під дію прямих сонячних променів, льоду і, як правило, більш екстремальних температур, ніж в традиційних мережах;
- дані від натільних датчиків повинні бути захищені від сторонніх осіб, як в реальному часі, так і під час зберігання у базах даних;
- сама натільна мережа повинна бути захищена від використання сторонніми особами та програмами: ідентифікація, трафік і місцезнаходження повинні бути надійно захищені.

З наведеного витікають особливості натільної мережі, які створюють систему вимог до неї, такі як:

- низька споживана потужність;
- надійність;
- електромагнітна сумісність;
- висока якість датчиків;
- безпека даних (через шифрування);
- малий час передачі даних;
- різні швидкості передачі даних;
- портативність.

Наведемо порівняння параметрів мереж з різними лініями зв'язку датчиків, що використовуються тепер (табл. 1.).

Таблиця 1 – Порівняння параметрів мереж з різними лініями зв'язку датчиків.

Параметр / тип мережі	Дротова мережа	Бездротова мережа	Натільна мережа
Низьке енергоспоживання	-	-	+
Відсутність втрат при передачі (надійність)	+	-	+
Висока швидкість	+	+	-
Простота налаштування	+	-	+
Відсутність дротів	-	+	+

Розглядаємо подання системи передачі даних на базі технології LoRa, як системи масового

обслуговування (СМО), для фрагменту мережі LoRa, що складається з двох вузлів: передавача і приймача. Приєднання натільних мереж до технології LoRa (Long Range) компанії Semtech за протоколом LoRaWAN [4] має сенс, але потребує розробки специфікацій саме для натільних мереж.. Стоїть завдання передати зображення від передавача до приймача по повільному каналу. З огляду на те що пропускна здатність каналу обмежена, розглянемо два випадки.

1. Передача даних від передавача до приймача здійснюється по одному каналу. Розмір одного пакета становить 225 байт (220 байт - корисна інформація, 5 байт - службова інформація). Це зумовлює постійний час передачі, де L – довжина пакету, b – швидкість передачі.

Для підвищення пропускної здатності каналу кожен з чергових пакетів даних порівнюється з попереднім переданим пакетом. Результат порівняння характеризує інформативність пакету. Передача пакету проводиться тільки коли об'єм нової інформації в пакеті перевищує задане граничне значення. Коли інформація в пакеті практично незмінна протягом будь-якого випадкового інтервалу часу, потік пакетів по каналах LoRa буде носити випадковий характер (для тестування, наприклад). Потік створюють тільки пакети, що містять порогові (задані) зміни інформації. Потік таких пакетів розглядається як найпростіший. Загальну структуру системи передачі

пакетів на базі технології LoRa можна уявити як СМО (Рисунок 3).

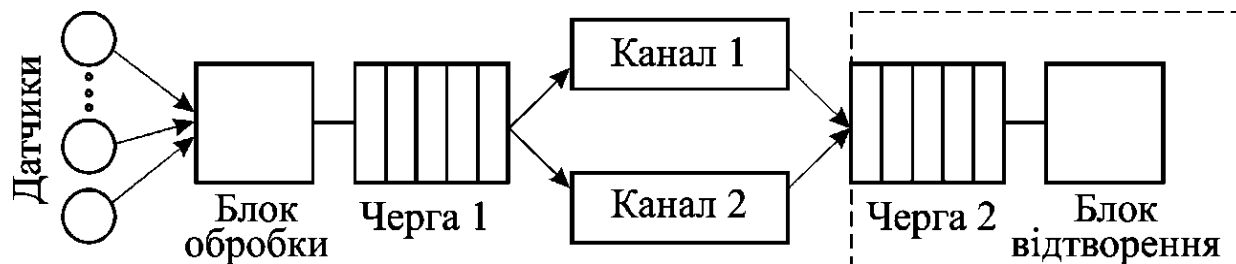


Рис. 3. Подання системи передачі зображень як СМО

За теорією масового обслуговування, наведену систему можна представити як модель M/D/1 (Рисунок 4).

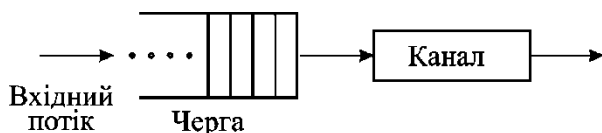


Рис. 4. Одноканальна система обслуговування передачі даних

2. У систему вводиться додатковий канал, який дозволить збільшити пропускну здатність, передати більше пакетів даних в одиницю часу. Блок обробки передає однакову кількість пакетів в кожен з двох каналів. Дану систему можна представити як модель СМО M/D/2. На рисунку 5 показана двоканальна система обслуговування передачі даних.

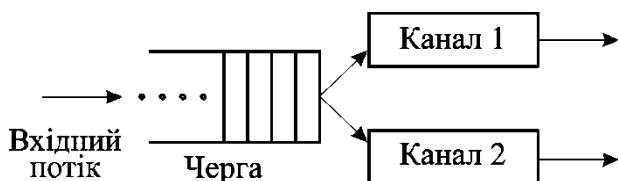


Рис. 5. Двоканальна система обслуговування передачі даних

Розглянемо наступні параметри СМО:

– середній час очікування пакета в черзі;
 – середню довжину черги;
 – середній час, який пакет проводить в системі обслуговування: час очікування плюс час обслуговування. Пакети, які формуються після фрагментації пакету даних, надходять в буфер в порядку черги і чекають передачі в канал. Пріоритет в черзі визначається за принципом FIFO (First In, First Out – "першим прийшов – першим пішов"). Якщо час обробки даних в пристрої знехтуване малий, програмне забезпечення обробляє пакети даних без затримок. Швидкість роботи системи залежить від інтенсивності з якою надходять пакети на вхід λ_n і інтенсивності обслуговуючих пакетів μ_n , тому для моделі M/D/1, якою можна уявити розглянуту систему, середній час очікування в черзі розрахується за формулою (1):

$$\bar{W} = \frac{\rho_k \bar{t}}{2(1 - \rho_k)}, \quad (1)$$

де $\rho_k = \frac{\lambda_n}{\mu_n}$ – навантаження каналу передачі даних, $\bar{t}$ – час передачі

Середній час доставки визначається за формулою :

$$T = \bar{W} + \bar{t} = \frac{\rho_k \bar{t}}{2(1 - \rho_k)} + \frac{L}{b}, \quad (2)$$

де L – довжина пакету, b – швидкість передачі.

Середня довжина черги пакетів даних:

$$L = \frac{\lambda_n^2}{2\mu_n(\mu_n - \lambda_n)} = \frac{\rho_k^2}{2(1 - \rho_k)} \quad (3)$$

На рисунку 6 наведено залежність середнього часу доставки пакетів даних від їх інтенсивності λ_n на вході одноканальної СМО, для інтенсивності обслуговуючих пакетів $\mu_n = 10^8$ біт/с і різної швидкості передачі даних.

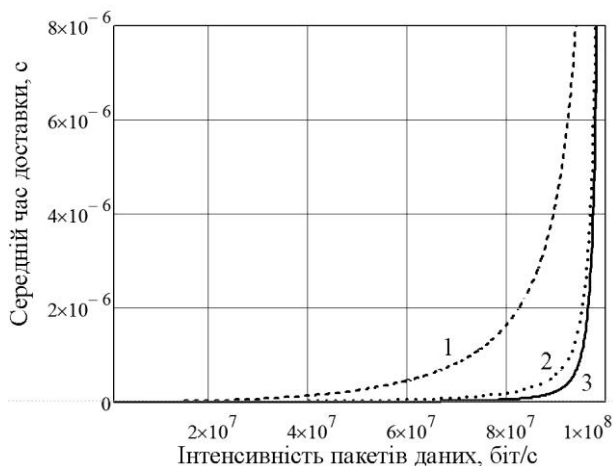


Рис. 6. Залежність середнього часу доставки пакетів T від їх інтенсивності λ_n , при різній швидкості передачі даних: 1 – $b = 10^6$ біт/с; 2 – $b = 10^7$ біт/с; 3 – $b = 10^8$ біт/с.

Інтенсивність пакету даних визначається кількістю датчиків та їх інформативністю. Як видно з графіку, реально перевантажити сучасні системи обробки інформації одна натільна мережа не здатна, якщо до неї не включати системи запису

зображень та відеоканали високої чіткості. Така ситуація може виникнути при оснащенні натільною мережею сучасного військового, до знаряддя якого можуть включатися системи відеоспостереження в різних діапазонах бачення.

При зменшенні швидкості передачі даних b зростає середній час доставки пакетів даних, як видно з рисунку 6. Але найбільш суттєво впливає зростання інтенсивності пакетів даних до деякої критичної величини. При наближенні λ_n до значення 10^8 біт/с середній час доставки стрімко прямує вгору за гіперболічною залежністю, що вказує на критичне перевантаження каналу.

Висновки

У рамках роботи проаналізовано стан сучасних натільних комп'ютерних мереж, їх правове, організаційне та матеріальне забезпечення.

Запропоновано архітектуру натільної комп'ютерної мережі, виокремлено чинники, які відрізняють натільні комп'ютерні мережі від інших видів бездротових мереж. Описано різні типи топологій, які використовуються в системі зв'язку для різних цілей і відповідно до різних потреб. Перелічено головні переваги Body Area Network. Здійснено порівняння методів підключення датчиків та наведено сфери застосування натільних комп'ютерних мереж.

Запропонована і досліджена модель натільної мережі в якості одно

канальної системи масового обслуговування (СМО). Проаналізовано вплив швидкодії різних складових СМО на середній час доставки пакетів з натільної мережі до блоку відображення інформації.

До перспектив подальших досліджень варто віднести мережеві проблеми в агресивних середовищах перебування датчиків, складні електромагнітні умови передачі сигналу та розширення кола застосування.

Література

1. T.G.Zimmerman, "Personal area networks: Near-field intrabody communication," IBM Syst. J., vol. 35, no. 3–4, pp. 609–617, 1996.
2. Связь RF и несколько протоколов доступа в сети датчиков для тела / Сана Улла,

Генри Хиггинс // Международный журнал по технологии цифрового контента и его приложениям, 2008. – С. 9–16.

3. Schmidt R, Norgall T, Mörsdorf J, Bernhard J, von der Grün T. (2002). "Body Area Network BAN--a key infrastructure element for patient-centered medical applications". Biomed Tech. 47 (1): 365—366. DOI:10.1515/bmte.2002.47.s1a.365. PMID 12451866
4. Кумаритова, Д. Л. Обзор и сравнительный анализ технологий LPWAN сетей / Д. Л. Кумаритова, Р. В. Киричек // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2016. – Т. 4. – № 4. – С. 33–48

УДК 621.317.75

Портативний цифровий тестер-осцилограф

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

Вступ

Осцилограф – найпоширеніший вимірювальний прилад, який використовується в усіх галузях науки і техніки, саме тому розробка нових рішень в цій галузі є на сьогодні актуальною. Основне завдання осцилографа – побудова часової залежності напруги сигналу $U(t)$ – осцилограми. Осцилограф, дозволяє проводити візуальний контроль таких характеристик електричних сигналів, як форма, період, амплітуда, полярність або тривалість та інші. Сучасний прогрес в електроніці обумовлює широке впровадження цифрових методів реєстрації та обробки електричних сигналів [1]. Ця тенденція вплинула і на вимірювальні прилади, з'явилася можливість створити портативний цифровий осцилограф. Такі осцилографи поступово набирають великої популярності у сфері, де основними факторами є портативність пристрою та можливість швидкого визначення необхідних параметрів сигналів, що досліджуються. Цей тип осцилографів використовуються за стислих та некомфортних умов виконання роботи а також для роботи в польових умовах, коли дуже важлива мобільність приладу.

Головні сфери використання портативних осцилографів - це розробка, ремонт та налаштування електронних пристроїв в галузях:

- автоматизовані виробничих лінії;
- радіозв'язок і радіопередавачі;
- системи безпеки;
- збір та передача телеметричних даних, в тому числі в системах нагляду та спостереження;
- первинні і вторинні джерела живлення;
- електрообладнання автотранспорт-ту.

Особливість використання портативного осцилографу полягає в здобутті візуального формату процесу, що розвивається в конкретному вузлі схеми електричної за значних обмежень габаритів робочого простору. Ідеальне вирішення – це вмонтувати осцилограф в щуп. Тоді можливо спостерігати процес в контрольній точці за будь-яких робочих обставин.

Така особливість портативного осцилографічного пристрою потребує зниження вимог до основних параметрів: точності і чутливості, але

перевищує відомі пропозиції у зменшенні габаритів.

Дослідження джерел технічної інформації не виявило широкого вибору портативних осцилографів із зазначеними вище технічними можливостями, тим паче таких, які могли би бути розташовані безпосередньо в електронному щупі інженера. Прилад з малими габаритами може застосовуватися у сферах ремонту автоматизованих виробничих ліній, джерел живлення, дрібної цифрової апаратури, швидкої перевірки працездатності основних вузлів друкованої плати в цифровій та аналоговій електроніці. На сьогодні такий прилад має шанс стати корисним і навіть необхідним у використанні як приватними особам так і сервісним центрам. Тому означена тема розробки є актуальною і перспективною з точки зору конкурентної здатності.

Метою та завданням є розробка портативного цифрового тестера-осцилографа, який би забезпечував можливість візуальної індикації та швидкого дослідження таких параметрів як залежність напруги від часу $U(t)$, надавав діаграму графіку в стислому робочому просторі, можливість масштабування отриманих даних, можливість використовувати прилад в польових умовах.

На сьогоднішній день елементна база РЕА розвивається швидкими темпами, з'являються компактні нові ІМС та контролери на кристалі, програмування яких може замінити велику кількість дискретних логічних

елементів. Виходячи з висунутих вище вимог та аналізу економічних та конструктивних показників було встановлено: що оптимальне вирішення конструкції осцилографа може бути розроблене на принципі аналого-цифрової обробки вхідного сигналу. Тоді цей підхід може бути використаний для створення цілого сімейства портативних осцилографів, що є другою ознакою актуальності наданої роботи.

Основна частина

На сьогоднішній день на ринку пропонують великі за розміром осцилографи, які можуть працювати тільки в лабораторних умовах. У більшості сервісних центрів з ремонту РЕА використовуються такі широко відомі осцилографи як: С1-91, С1-94. Ці прилади об'ємні, через що уповільнюють діагностику вузлів РЕА, та швидко виявити несправність. Часто потрібно демонтувати вузол з лінії та везти його в лабораторію для діагностики. Скористатися такими приладами безпосередньо на місці ремонту інколи неможливо.

На ринку є також пропозиція цифрових осцилографів [8]. Вони надають метрологічний сервіс та значний перелік каліброваних тестових сигналів. Але вартість приладів теж відповідно висока Їх габарити в три рази менші за С1-91, але до портативних такі прилади не відносяться. Тому діагностику несправності електронних вузлів та ремонт ліній виробництва навіть за допомогою цифрового осцилографа

часто не можливо здійснити безпосередньо на місці.

З'явилися нові дослідні зразки портативних кишенькових осцилографів [9]. Але вони також не можуть бути вмонтовані в електронний щуп інженера.

Перелік бажаних можливостей портативного осцилографа складає:

- функцію відображення сигналу у заданому діапазоні частот;
- відображення форми сигналу у заданому діапазоні амплітуд;

- прийнятний час індикації приладу;
- вимірювання тривалості та амплітуди сигналів;
- масштабування зображення осцилограми;
- захист від високої напруги на вході;
- живлення від акумуляторної батареї.

Проведене дослідження дозволило відсіяти багато варіантів реалізації задуму та зупинитись на варіанті побудови портативного осцилографа на основі модуля Arduino [10], рис.1.

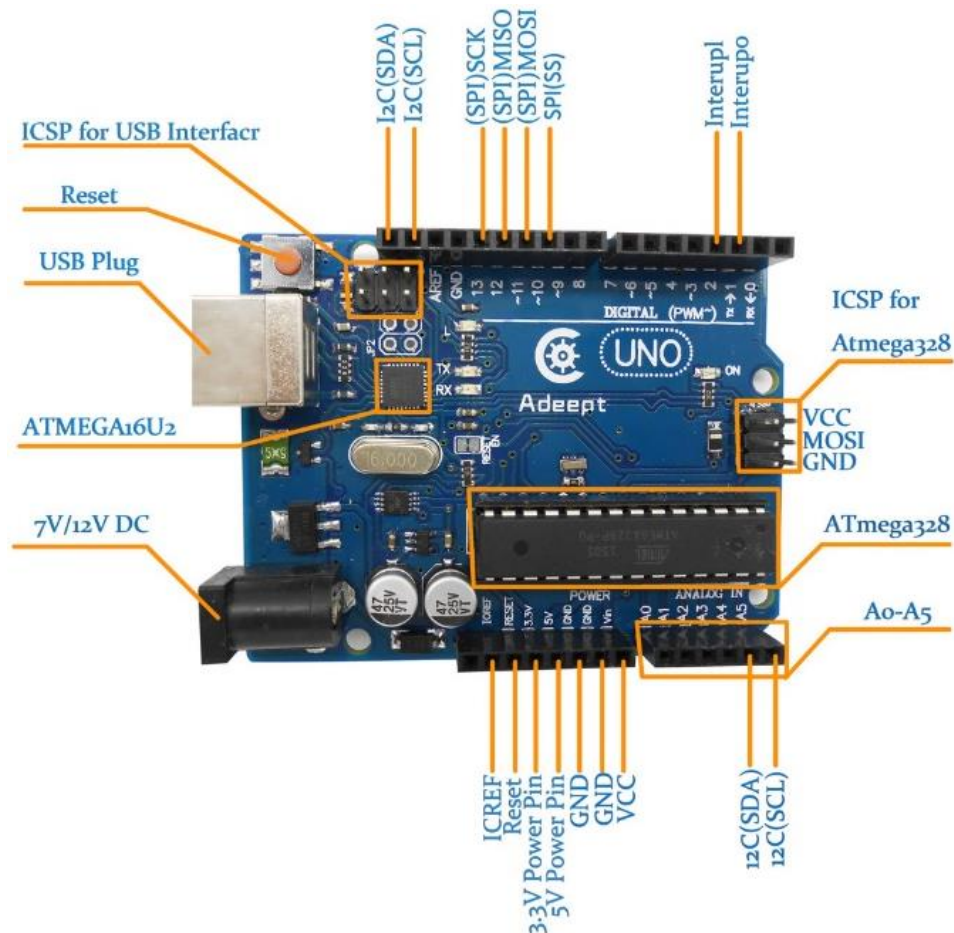


Рис.1. Модуль Arduino

Модуль приваблює тим, що містить мікроконтролер серії ATmega 328P та дозволяє підключити рідинно-кристалічний дисплей у модульному виконанні. Більш того, він містить 6-канальний, або 10-канальний АЦП в залежності від типу корпусу. Але дослідження [11] показали, що використання внутрішнього аналого-цифрового перетворювача (АЦП) є недоцільним, бо забезпечує частоту дискретизації лише 8,9 кГц. Щоправда, при роботі за перериваннями можлива частота 77 кГц. Але тоді неможливо оперувати з масштабуванням вхідного сигналу і

рівень вхідного сигналу обмежений діапазоном 1 В.

Таким чином, при використанні мікропроцесорного модуля Arduino виникла задача розширення вхідного динамічного діапазону та частоти дискретизації вхідного сигналу. Ця задача вирішується застосуванням зовнішнього АЦП до вхідного блоку та керованого масштабування вхідного сигналу.

Відповідь на розв'язання цього та інших супутніх питань відображає структурна схема портативного осцилографа, що наведена на рис.2.

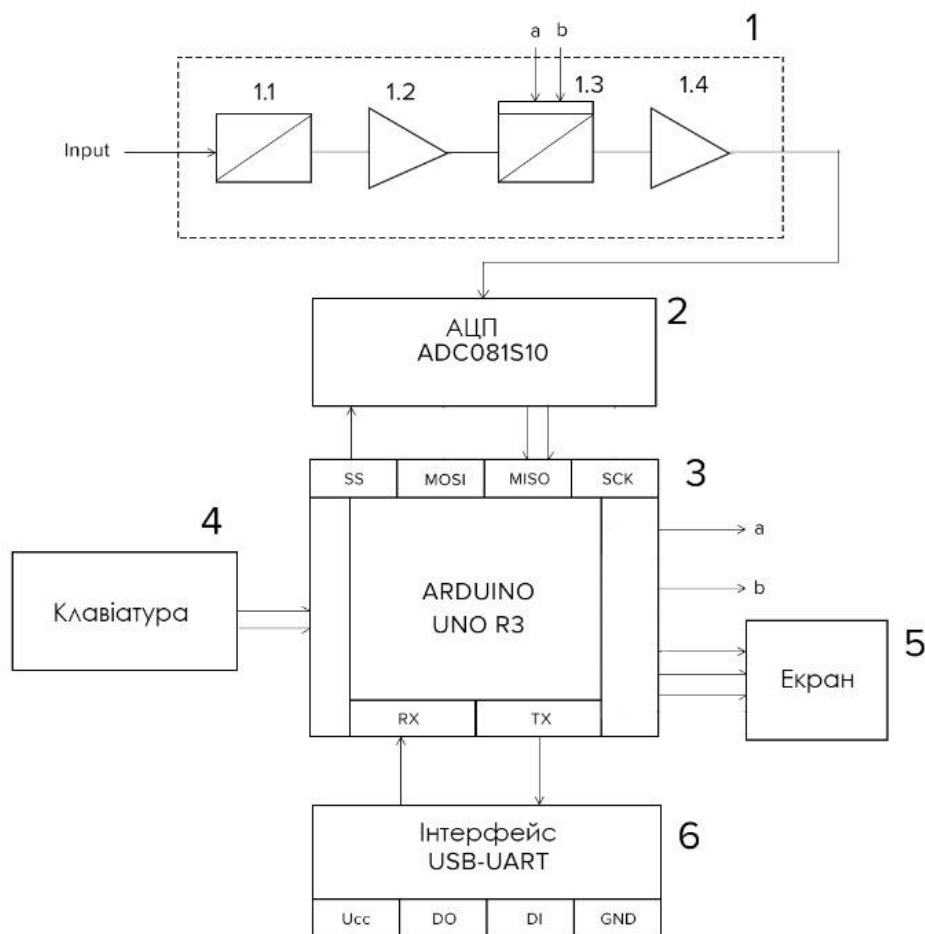


Рис.2. Структурна схема портативного цифрового тестер – осцилографа. 1 – блок попередньої обробки сигналу (1.1 – подільник напруги, 1.2 – буферний підсилювач, 1.3 – керований подільник, 1.4 – підсилювач

нормування сигналу), 2 – АЦП, 3 – блок керування, 3 – клавіатура, 5 – екран, 6 – перетворювач USB-UART

Ця структурна схема не є повним відображенням блоків, що взаємодіють між собою, бо модуль Arduino не забезпечує висвітлення реальних зв'язків між блоками, але надає можливість програмувати роботу внутрішніх складових. Для розробки пристрою з урахуванням викладених вище досліджень прийняті наступні параметри:

- розрядність 8 біт;
- частота дискретизації 1 МГц;
- діапазон вимірювання напруги 0 ... +50В;
- напруга живлення 7...12В;
- похибка вимірювання $\pm 5\%$;
- максимальна частота вимірювання 200 кГц;
- вхідний опір не менше ніж 100 кОм;
- робота схеми в температурному діапазоні від -10 до +40°C.

Отже, сигнал, що поступає на вхід осцилографа, проходить попередню обробку блоком **1**: масштаб сигналу узгоджується з розрядною сіткою АЦП. Для цього великий за розмахом напруги сигнал послабляється скоригованим за частотою подільником напруги, а слабкий сигнал посилюється. Таким чином відбувається нормування вхідного сигналу по динамічному діапазону АЦП.

Подільник напруги **1.1** зменшує у 10 разів розмах вхідного сигналу, наближуючи його до вхідного діапазону АЦП.

Далі сигнал через буферний підсилювач **1.2** з одиничним коефіцієнтом підсилення надходить на керований подільник напруги **1.3**, що узгоджує межі вхідного сигналу з вхідним діапазоном АЦП з адаптацією до розмаху вхідного сигналу. Цей подільник керується за допомогою мікроконтролера через входи «а» та «б».

Підсилювач **1.4** виконує функцію підсилення сигналу у 10 разів та фільтрацію високих частот сигналу, аби забезпечити належні умови для аналого-цифрового перетворення. АЦП **2** виконує оцифрування сигналу та передачі його до керуючої плати (мікроконтролера).

Нормований по амплітуді вхідний сигнал надходить до АЦП **2** і перетворюється у цифрову форму. Цифрові відліки сигналу записуються в цифрову пам'ять. Швидкість запису визначається тактовою частотою АЦП. Цим же фактором обмежена і смуга частот вхідного сигналу. Нижня межа не обмежена, що дозволяє досліджувати сигнали з малою частотою, навіть рівні постійної напруги.

Блок керування **3** складається з мікроконтролера та інтерфейса користувача, який використовується

для налаштування осцилографа при дослідженні параметрів вхідних сигналів. Мікроконтролер виконує функції: керування блоком попередньої обробки сигналу **1**, обробки команд з клавіатури **4**, запис сигналу, що досліджується, в оперативну пам'ять, а також обробку та виведення записаної інформації екран **5** пристрою.

Панель керування забезпечує можливість користувачу налаштовувати осцилограф на вимірювання параметрів сигналу, що досліджується. Панель керування **4** включає в себе кнопки вибору режиму роботи осцилографа, перемикачі, що забезпечують калібрування амплітуди вхідного сигналу, вибір частоти дискретизації при запису осцилограм та при виведенні її на екран. Запис, зчитування та передачу цифрових даних в процесі дослідження вхідного сигналу виконує мікропроцесорна платформа Arduino **5**. Екран використовується для відображення даних і керується мікроконтролером через інтерфейс модуля Arduino. Світлодіоди слугують індикацією передачі даних по відповідним інтерфейсам зв'язку МК. Перетворювач інтерфейсів **6** USB – UART надає змогу оновлення прошивки мікроконтролера та синхронізації за допомогою підключення його до ПК.

Оскільки апаратна обчислювальна платформа Arduino Uno базується на мікроконтролері ATmega 328P, в якому вже вбудований завантажувач, то зовнішній програматор не потрібен.

Це полегшує процес розробки програмного забезпечення для приладу, а також дозволяє швидко змінювати модулі програмного забезпечення. Відповідно до умов зазначених вище, частота дискретизації АЦП повинна бути не менше 1 МГц, а розрядність 8 біт. АЦП повинен мати змогу передавати данні на мікроконтролер для можливості їх обробки та відображення. Це враховано таким чином, що мікросхема має змогу передавати данні за допомогою інтерфейсу SPI. Також було враховано: розміри корпусу мікросхеми (корпусу типу SMD надавався більший пріоритет під час вибору), наявність та доступність АЦП на ринку та ціну на відповідні моделі. Тому обрано АЦП фірми Texas Instruments ADC081S101 основні характеристики наведено у таблиці 1.

Таблиця 1. Основні характеристики ADC081S10

Напруга живлення	+2,7В ... 5,25В
Діапазон робочих температур	-40°C ... +85°C
Вхідна напруга	0В ... +5.25В
Розрядність	8 біт
Частота дискретизації	1 МГц

При виборі екрану пристрою керувалися такими його властивостями та параметрами: портативність, роздільна здатність, напруга живлення, малий струм споживання, габаритні розміри екрану, швидкість відображення (оновлення інформації), доступні вбудовані інтерфейси (UART, SPI,

I2C), доступність на ринку, ціну та можливість швидкої заміни екрану у разі виходу його з ладу. Виходячи з вище сказаного, обрано готовий екранний модуль фірми Waveshare 1.3inch OLED екранний модуль з роздільною здатністю 128 x 64. Для лабораторного приладу така роздільна здатність замала, але для електронного щупа інженера – достатня. Зразки осцилограм наведені в [11]. Екранний модуль має вже вбудований контролер SH1106. Це полегшує розробку пристрою та надає змогу у разі певної несправності легко замінювати модуль. Екран керується за інтерфейсом SPI за доданим програмним забезпеченням модуля Arduino.

Основні критерії для вибору операційного підсилювача та аналогового мультимплексора: напруга живлення, смуга пропускання сигналу повинна бути не менше ніж в 10 разів більшою за частоту дискретизації АЦП, що в 5 разів перевищує мінімум за теоремою Котельникова і дає змогу спостерігати імпульсні сигнали без зазначних у теоремі Котельникова узгоджених фільтрів. Мультимплексор являє собою перемикач вхідного діапазону – на його основі побудовано керований подільник напруги. Відповідно до цих критеріїв обрано аналоговий мультимплексор фірми Analog Devices ADG704, та операційний підсилювач фірми Analog Devices AD8033, що виконує функцію буфера (повторювача) для передачі сигналу до АЦП. Також обрано регулятор напруги, основні критерії вибору: вихідна напруга повинна

складати 5В та вихідний струм, що споживають боки тестера-осцилографа. Виходячи з вище сказаного обрано стабілізатор напруги фірми Texas Instruments UA78M05. Arduino Uno представляє собою готову відкриту платформу, що поєднує у собі МК, перетворювач USB-UART та стабілізатор живлення, а це полегшує розробку, налаштування та оновлення пристрою. Для обробки вхідного сигналу, що поступає на АЦП, використовується частота дискретизації (тактова частота) з блоку управління, який регулює цю частоту в залежності від обраної тривалості розгортки і параметрів вхідного досліджуваного сигналу. Програмне забезпечення тестера-осцилографа. розроблено у середовищі програмування Arduino IDE на мові програмування C++. Програма наочно реалізовує відповідні функції пристрою а саме:

- можливість відображення сигналу;
- отримання та оброблення інформації зі входу АЦП;
- можливість керування пристроєм;
- прийнятний час індикації.

Відповідно до вищезазначених умов створено алгоритм програми, що описує основні функції програмного забезпечення та допомагає зрозуміти та розробити програмне забезпечення для пристрою.

Алгоритм програми передбачає:

- підключення бібліотек для використання інтерфейсу SPI

- (SPI.h) та графічної бібліотеки екрану (U8glib.h);
- ініціалізацію змінних та констант;
- ініціалізацію портів (на вхід/вихід);
- ініціалізацію інтерфейсів SPI, I2C та UART інтерфейсів;
- ініціалізацію графічної бібліотеки екрану, що працює через інтерфейс I2C.

Ініціалізація роботи SPI з АЦП, полягає у встановленні частоти тактування $F_{clk}/4T=4\text{MHz}$, налаштування на зчитування спочатку старшого біта – MSBFIRST та встановлення режиму роботи – SPI_MODE3. Швидкість обміну даними через послідовний порт налаштовано на 9600 бод.

Головний цикл програми включає зчитування та обробку даних з АЦП, виведення даних екран та перевірку отримання даних через послідовний інтерфейс.

Для отримання даних за допомогою інтерфейсу SPI до АЦП відправляються два байти нулів. У відповідь АЦП відправляє два інформаційних байти. Також відповідно до обраних користувачем функцій (стабілізація авторозгортки та ін.) програмно встановлюється формат даних для відображення на екрані.

Для виведення даних на екран використовується бібліотека "U8glib.h", яка включає основні функції для відтворення на екрані осцилограми та її параметрів:

- `u8g.drawStr()` – вивести текст
- `u8g.drawPixel()` – відтворити піксель
- `u8g.drawLine()` – відтворити лінію.

Відтворення осцилограми на екрані відбувається поступово – спочатку формується статичний текст (назви, величини), а потім відтворюється динамічна інформаційна складова –осцилограма сигналу та вибрана шкала частот. Передбачено можливість зміни користувачем через інтерфейс UART функцій обробки даних АЦП.

Висновки

1. В інженерній практиці доволі часто при ремонті та налагоджуванні електронної техніки в реальних умовах експлуатації виникає потреба в визначенні форми та параметрів електричного сигналу в конкретній точці електронної схеми за стислих та некомфортних умов виконання роботи. В цьому плані запропонована розробка портативного цифрового тестера-осцилографа є вельми актуальною.
2. Прилад реалізовано з використанням Arduino UNO на основі МК ATmega328P, що дало можливість суттєво скоротити час та витрати на розробку лабораторного макету пристрою.
3. Представлений в статті тестер-осцилограф має обмежені частотні та амплітудні характеристики на перевагу зменшення габаритів пристрою. На даному етапі це є основною задачею, а в подальшій розробці пристрою частотні та

амплітудні характеристики можна буде налаштувати на інші необхідні параметри.

4. Досягнуте зменшення габаритів портативного цифрового тестера-осцилографа дає можливість його виконання у вигляді електронного щупа інженера.

Література

1. Дьяконов В.П. Современная осциллография и осциллографы. Серия «Библиотека инженера» — М.: СОЛОН-Пресс, 2013. —320 с.:ил.
2. Осцилограф [Електронний ресурс] — Режим доступу:<https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D1%81%D1%86%D0%B8%D0%BB%D0%BE%D0%B3%D1%80%D0%B0%D1%84>
3. Документація на ATmega328P [Електронний ресурс] — Режим доступу:http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_Datasheet.pdf.
4. Документація на ADC081S101 [Електронний ресурс] — Режим доступу:<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc081s101.pdf>.
5. Документація на екран 1.3inch OLED (B) [Електронний ресурс] — Режим доступу:[http://www.waveshare.com/wiki/1.3inch_OLED_\(B\)](http://www.waveshare.com/wiki/1.3inch_OLED_(B)).
6. Документація на ADG704 [Електронний ресурс] — Режим доступу:<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG704.pdf>.
7. Документація на AD8033 [Електронний ресурс] — Режим доступу:http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8033_8034.pdf.
8. Електронний ресурс — <https://toolboom.com/ru/articles-and-video/review-of-attensads1000cm-series-digital-storage-oscilloscope/>
9. Електронний ресурс — <https://mysku.ru/blog/china-stores/57001.html>
10. Електронний ресурс https://www.fecegypt.com/uploads/dataSheet/1522237550_arduino%20uno%20r3.pdf
11. Електронний ресурс <http://robotosha.ru/arduino/analog-measurements-arduino.html>.

УДК 53.043

Відмова мікросхем у космосі

Балашов К.Є., к.т.н., Семікіна Т.В.

Анотація

У цій роботі розглядаються умови використання мікросхем у космосі, особливості мікросхем, працюючих у космосі та причини їх відмов.

Вступ

Космос – місце скупчення великої кількості радіації. Її джерело – Сонце та інші зорі, які постачають нам велику кількість протонів, електронів та ядра тяжких елементів. Мешканців Землі від радіації захищає магнітне поле, що збирає пролітаючі частинки в радіаційні пояси Землі (так звані пояси Ван Аллена)[1]. Вони ж - серйозна проблема для космічних апаратів, так що час, проведений ними в радіаційних поясах, намагаються мінімізувати. Тому, до мікросхеми, що знаходиться у космосі, ставляться певні умови:

- В першу чергу - підвищені вимоги до надійності (як самого кристала, так і корпусу), стійкості до вібрації і перевантажень, вологості, температурний діапазон - значно ширше, тому що військова техніка і в -40С повинна працювати, і при нагріванні до 100С.

- Потім - стійкість до вражаючих факторів ядерного вибуху - ЕМІ, великий миттєвої дози гамма / нейтронного випромінювання. Нормальна робота в момент вибуху може бути неможлива, але принаймні прилад не повинен необоротно вийти з ладу.
- І нарешті - якщо мікросхема для космосу - стабільність параметрів у міру повільного набору сумарної дози опромінення і виживання після зустрічі з важким зарядженим частинками космічної радіації (про це докладніше нижче).

1. Вплив космосу на мікросхему

Що відбувається, коли мікросхема потрапляє у космос? Основних ефектів два - накопичення повної поглиненої дози (Total Ionizing Dose, TID) і ефекти, пов'язані з впливом одиночних іонізуючих частинок (Single Event Effects, SEE).

Накопичення повної поглиненої дози.

Під дією іонізуючого випромінювання в мікросхемі відбувається утворення електронно-діркових пар. Ці пари в нормальних

умовах досить швидко рекомбінують (тобто відірваний електрон захоплюється атомом назад), проте в електричному полі дірки і електрони можуть розділитися (бо заряди протилежного знаку рухаються в поле у різні боки). Основний ізолятор, який використовується в кремнієвих мікросхемах - діоксид кремнію (SiO_2). Рухливість електронів і дірок в SiO_2 різниться на кілька порядків, тому електрони досить швидко вносяться у кремній, а дірки можуть накопичуватися в оксиді і особливо на кордоні оксиду з кремнієм.

Коли мікросхема потрапляє під вплив гамма і рентгенівського випромінювання (в тому числі вторинного, отриманого через зіткнення електронів з корпусом апарату) - в підзатворному діелектрику транзисторів починає поступово накопичуватися заряд, і відповідно починають повільно змінюватися параметри транзисторів - порогова напруга транзисторів і струм витоку[2]. Звичайна громадянська цифрова мікросхема вже після 5000 рад може перестати нормально працювати (втім, людина може перестати працювати вже після 500-1000 рад).

Одиночні іонізуючі частинки

Друга проблема полягає у впливі одиночних заряджених частинок на мікросхему. Одиночні (Тяжкі) заряджені частинки (ТЗЧ) — протон, альфа-частинки та іони великих енергій - це найбільша проблема космічної електроніки. ТЗЧ мають таку високу енергію, що

«пробивають» мікросхему наскрізь (разом з корпусом супутника), і залишають за собою «шлейф» заряду. У кращому випадку це може привести до програмної помилки (0 може стати 1 або навпаки —так званий «одиночний збій» - single-event upset, SEU), в гіршому - привести до тиристорного замикання (single-event latchup, SEL). У замкненого чіпа живлення закорочується з землею, тому може з'явитися дуже великий струм, який приведе до згорання мікросхеми. Якщо живлення встигнути відключити і підключити до моменту згорання - то все буде працювати як зазвичай.

Боротися з замиканням можна декількома способами:

1) Стежити за споживаним струмом, і швидко переключати живлення

2) Використовувати мікросхеми на сапфіровій підкладці (Silicon-On-Sapphire, SOS, в більш загальному вигляді Silicon-On-Insulator, SOI) - це виключає формування біполярних паразитних транзисторів і відповідно замикання. Програмні помилки, проте, все одно можуть бути. Пластини кремній-на-сапфірі коштують дорого, обробляти їх складно, і вони мають обмежене застосування в цивільному секторі - відповідно виробництво виходить дорогим.

3) Використовувати так званий Triple-well процес - він також дуже сильно знижує можливість замикання мікросхеми за рахунок додаткової ізоляції транзисторів рп-переходом, але не вимагає якихось особливих пластин або обладнання і відповідно

саме виробництво набагато дешевше кремнію на сапфірі.

2. Методи захисту

Розглянувши особливості космічних мікросхем, принципи їх побудови та види негативного впливу, стає логічним таке питання – чи існують якісь методи захисту? На жаль, практично немає[2]. Природа з усмішкою дивиться на іграшкові прискорювачі елементарних частинок людей - на великому адронному колайдері ними були (вірніше будуть) досягнуті відносно малі енергії в 7 TeV для протонів, і 574 TeV для іонів свинцю. А з галактичними космічними променями до нас іноді прилітають частинки з енергією 3×10^{20} eV, тобто 300000000 TeV. Звідки беруться такі частинки - ще питання, тому що це вище теоретичної межі енергії космічних частинок Грайзена - Зацепіна - Кузьміна. У більш зрозумілих одиницях, це близько 50 Дж, тобто в однієї елементарної частинки енергія як у кулі дрібнокаліберного спортивного пістолета. Коли така частка стикається, наприклад, з атомом свинцю радіаційного захисту - вона просто розриває його на шматки. Осколки також матимуть гігантську енергію, і також будуть розривати на шматки все на своєму шляху. В кінцевому підсумку - чим товще захист з важких елементів - тим більше осколків і вторинної радіації ми отримаємо. Свинцем можна сильно послабити тільки відносно м'яку радіацію земних ядерних реакторів. Аналогічним ефектом володіє і гамма-випромінювання високих енергій -

воно також здатне розривати важкі атоми на шматки за рахунок фотоядерні реакції.

Через всі ці проблеми радіаційний захист з важких елементів, як на землі - в космосі не використовують. Використовують захист, який здебільшого складається з алюмінію, водню (з різних поліетиленів і інші), тому що його розбити можна тільки на субатомні частинки - а це набагато складніше, і такий захист генерує менше вторинної радіації. Але в будь-якому випадку, від ТЗЧ захисту немає, більше того - чим більше захисту - тим більше вторинної радіації від високоенергетичних частинок, оптимальна товщина виходить близько 2-3 мм Алюмінію. Найскладніше що є - це комбінація захисту з водню, і трохи більше важких елементів (т.зв. Graded-Z) - але це не сильно краще чисто «водневого» захисту. В цілому, космічну радіацію можна послабити приблизно в 10 разів, і на цьому все. Аналогічним ефектом володіє і гамма-випромінювання високих енергій - воно також здатне розривати важкі атоми на шматки за рахунок фотоядерні реакції.

3. Приклад використання

В якості прикладу, можна сказати про космічний комп'ютер RAD750. RAD750 -радіаційно-стійкий одноплатний комп'ютер на базі однойменного процесора, виробляється компанією BAE Systems Electronic Solutions (США)[3]. Застосовується в середовищах з

підвищеною радіоактивністю, таких як супутники і космічні апарати. Він Може витримати рівень радіації від 200 000 до 1 млн рад та його діапазон робочих температур сягає від -55°C до 125°C . Використовується у таких апаратах як Deep Impact, Mars Reconnaissance Orbiter, Телескоп Kepler і тд.

Його продуктивність менша за продуктивність сучасного мобільного телефону, але сягає ціни у кілька сотень тисяч доларів через його трудомістке виробництво та використання спеціальних матеріалів.

Висновки

У роботі проаналізовано жорсткі умови космосу, а саме: великі перепади температури, високі рівні радіації, присутність важких і швидких літаючих тіл (комети, астероїди і тд.) та інші несприятливі

умови. Боротьба з цими проблемами забирає багато часу, роботи та коштів і є досить актуальною проблемою сучасної електроніки.

Література

1. Валерий Шунков. «Физика радиационных эффектов, влияющих на электронику в космосе». Режим доступа: <https://habr.com/post/189066/>
2. Михаил Сваричевский. «Микроэлектроника для космоса и военных». Режим доступа: <https://habr.com/post/156049/>
3. Комп'ютер RAD750. Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/RAD750>

УДК

Лабораторний стенд для дослідження 3D сканера

Бевза І.О., доц., к.т.н., Чадюк В.О.

Вступ

Останнім часом все більшої популярності набуває лазерний 3D друк деталей різних механізмів та їх прототипів. Для виготовлення деталі за допомогою лазерного друку потрібна цифрова модель поверхні цієї деталі, яку можна побудувати методом комп'ютерного дизайну об'єкта довільної форми або методом копіювання форми еталонного об'єкта. Перший метод набув поширення переважно в машинобудуванні, другий – у сфері збереження культурного надбання.

3D сканери знайшли застосування в таких сферах як [1]:

- машинобудування (виготовлення прототипів розроблених деталей та механізмів, виготовлення деталей та механізмів; контроль форми деталі в процесі виробництва на основі порівняння зі створеною сканером цифровою моделлю);
- архітектура (створення віртуальних або зменшених копій проєктованих або реконструйованих архітектурних споруд);

- мистецтво (реконструкція та копіювання скульптур, барельєфів та інших витворів мистецтва) [2];
- археологія (3D документування культурних шарів під час археологічних розкопок, коли для того, щоб дістатися до нижнього шару, треба зруйнувати верхній);
- медицина (протезування та ортопедія) [3];
- віртуальна та доповнена реальність (використання цифрових моделей сканованих об'єктів у проєктуванні, в комп'ютерних іграх та для накладання віртуальних об'єктів на зображення реальних сцен).

Метою дослідження є розроблення лабораторного стенду для аналізу можливостей апаратного та програмного забезпечення лазерного 3D сканера у процесі побудови цифрової моделі об'єкта невеликих розмірів (менше 0,3 м).

Принцип дії лабораторного стенду

Невеликий розмір сканованого об'єкта і відповідно невелика відстань до нього зумовлюють вибір триангуляційного методу сканування,

більш точного на відстанях менше 10 м за часо-пролітний метод. Триангуляційний метод ґрунтується на вимірюванні лінійного зміщення на цифровій камері зображення підсвіченої точки об'єкта в залежності від відстані до нього, що є простішим за вимірювання часу прольоту лазерного імпульсу між сканером та об'єктом. Схема лабораторного стенду для дослідження 3D сканера зображена на рис. 1.

Джерелом випромінювання у стенді є лазерний діод неперервної дії з довжиною хвилі $\lambda = 635$ нм та потужністю $P = 50$ мВт. Випромінювання лазера за допомогою лінзи 1 формується у вузький паралельний пучок, який циліндричною лінзою 2 перетворюється на плоский розбіжний пучок, перпендикулярний площині рисунка. Цей пучок утворює на поверхні об'єкта лазерну лінію, яка з

боку лазера виглядає як пряма, а з боку цифрової камери – як крива, яка відображає рельєф поверхні об'єкта. Об'єкт, який стоїть перед цифровою камерою, формує на ній зображення поверхні об'єкта з накладеною на поверхню лазерною лінією.

Для калібрування сканера на довільній відстані b від циліндричної лінзи встановлюють вертикальну контрольну пластину. Пряма лазерна лінія на поверхні пластини перетворюється об'єктивом та цифровою камерою в пряму вертикальну лінію на екрані монітора – базову лінію. Пересуваючи пластину вздовж осі лазерного пучка паралельно самій собі на відому відстань Δb , знаходять, на скільки міліметрів ΔN_x перемістилася у горизонтальному напрямку пряма лінія на екрані монітора. Після калібрування контрольна пластинка зсувається убік.

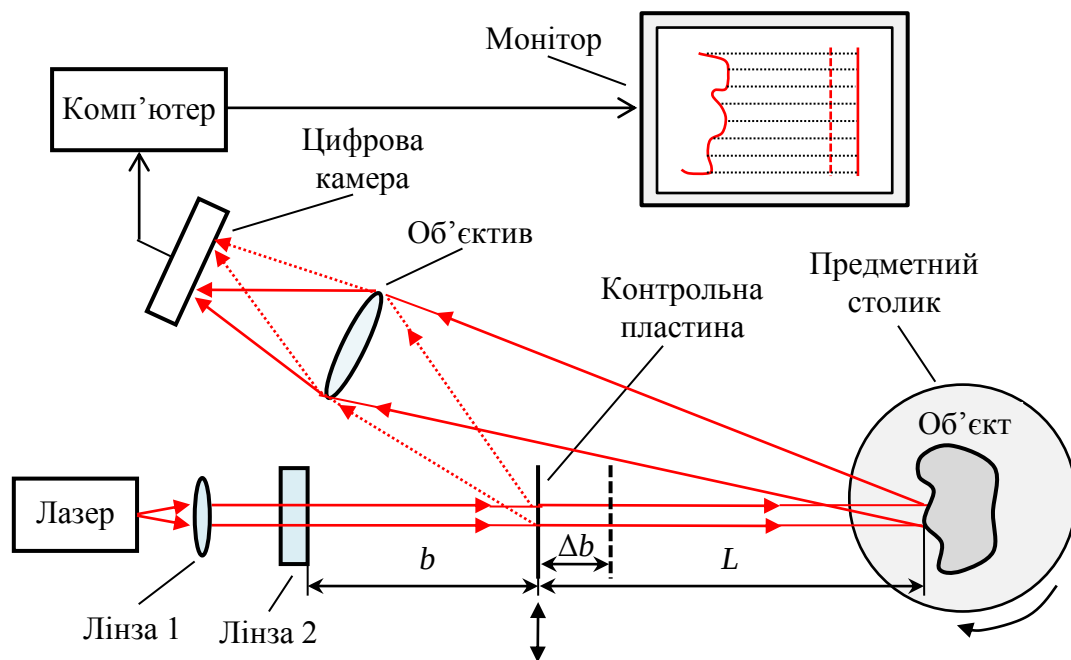


Рис. 1. Схема лабораторного стенду для дослідження 3D сканера невеликих

об'єктів

Перемножуючи масштабний коефіцієнт $m = \Delta b / \Delta N_x$ на горизонтальну відстань в міліметрах між відповідними точками базової та контурної ліній на екрані монітора, знаходять відстань певної точки поверхні об'єкта від контрольної пластини. За одного кутового положення предметного столика знімають у матричному вигляді одну контурну лінію об'єкта (множину відстаней між точками поверхні об'єкта, підсвічених лазерною лінією, та контрольною пластиною, взятих з певним кроком по висоті Δh). Якщо об'єкт має висоту H , то контурна лінія буде задана M_h відліками відстаней між відповідними точками об'єкта та контрольної пластини, де $M_h = H / \Delta h$.

Для того, щоб задати поверхню об'єкта у матричному вигляді, предметний столик обертають з невеликим кроком $\Delta\theta$, отримуючи у результаті множину контурних ліній. За повного оберту ця множина складатиметься з M_θ контурних ліній, де $M_\theta = 2\pi / \Delta\theta$. Отже, бічна поверхня об'єкта може бути задана множиною відстаней M між відповідними точками об'єкта та контрольної пластини, а саме $M = M_h M_\theta = 2\pi H / \Delta h \Delta\theta$.

Сформулюймо вимоги до досліджуваного об'єкта:

- об'єкт має бути з твердого матеріалу і мати жорстку конструкцію (зміщення

окремих точок поверхні за час вимірювань не повинно перевищувати 0,1 мм);

- поверхня об'єкта не повинна виблискувати, тому на неї бажано розпилити тонкий шар крейди;
- просторове положення об'єкта має зберігатись на протязі всієї серії вимірювань з точністю 0,1 мм;
- розмір об'єкта - не більше 0,3 x 0,3 x 0,2 м;
- відстань до об'єкта - не більше 0,5 м.

Вимоги до вимірювальної системи:

- точність вимірювання відстані до будь-якої точки поверхні об'єкта – не гірше 0,05 мм;
- максимальна відстань між сусідніми вимірюваними точками поверхні об'єкта – 1 мм;
- можливість розміщення об'єкта на поворотному предметному столику з точністю повороту 0,1 градуса;
- можливість передавання результатів вимірювання на комп'ютер.

Важливим параметром промислових сканерів є швидкодія, яку виражають у кількості точок,

вимірюваних за секунду. Деякі сканери обробляють за секунду до мільйона точок, але у даній роботі швидкодія не є предметом дослідження. Планується дослідити вплив освітлення на точність вимірювання геометричних параметрів об'єкта, зокрема, вплив структурованого світла [4].

На рис. 2 зображено приклад вимірювання відстані між точками цифрового зображення за допомогою графічного редактора GIMP. У цьому редакторі присутній інструмент *Вимірювач*, який дає змогу знайти відстань між будь-якими точками цифрового зображення, просто з'єднавши їх прямою лінією, причому відстань може бути виражена в дюймах, міліметрах, пікселях або інших одиницях. Результат вимірювання з'являється у віконці під зображенням. На жаль, редактор GIMP немає ні опції збереження та передачі результату вимірювання в іншу програму, ні опції множення отриманого результату на масштабний коефіцієнт m , щоб отримати відстань певної точки об'єкта до контрольної пластини безпосередньо у вікні редактора. Тому сформулюймо, яким вимогам має задовольняти програма, подібна до GIMP, але придатна для автоматичної побудови матричної 3D моделі об'єкта.

Вимоги до комп'ютерної програми:

- керування кроковим двигуном повороту предметного столика;

- передавання M_0 ракурсних знімків об'єкта в пам'ять комп'ютера;
- почергове введення ракурсних знімків з пам'яті комп'ютера у робоче поле програми і можливість візуального контролю вимірювального процесу;
- знаходження по кожному ракурсному знімку відстаней від M_h точок об'єкта до контрольної пластини;
- збереження усіх результатів вимірювання у вигляді матриці $M_h \times M_0$.

Подібним вимогам задовольняє інтегроване середовище швидкої розробки програм Delphi, яке побудовано на зручній для розробника концепції візуального програмування [5]. Таке середовище дозволяє конструювати вікна, подібні до вікна GIMP або до робочого столу Windows, де для кожного елемента існує заготовка програмного коду і розробнику залишається лише вписати в цей код властивості елемента і особливості його функціонування. Мова програмування для цього середовища також носить назву Delphi і побудована на основі Object Pascal. Хоча перша версія Delphi з'явилася ще у 1995 р. і з того часу з'явилося багато інших програм з візуальним програмуванням, але Delphi гідно витримувала конкуренцію, постійно оновлюючись і розширюючи свої можливості. Остання версія Delphi 10.3 Rio вийшла наприкінці 2018 р.

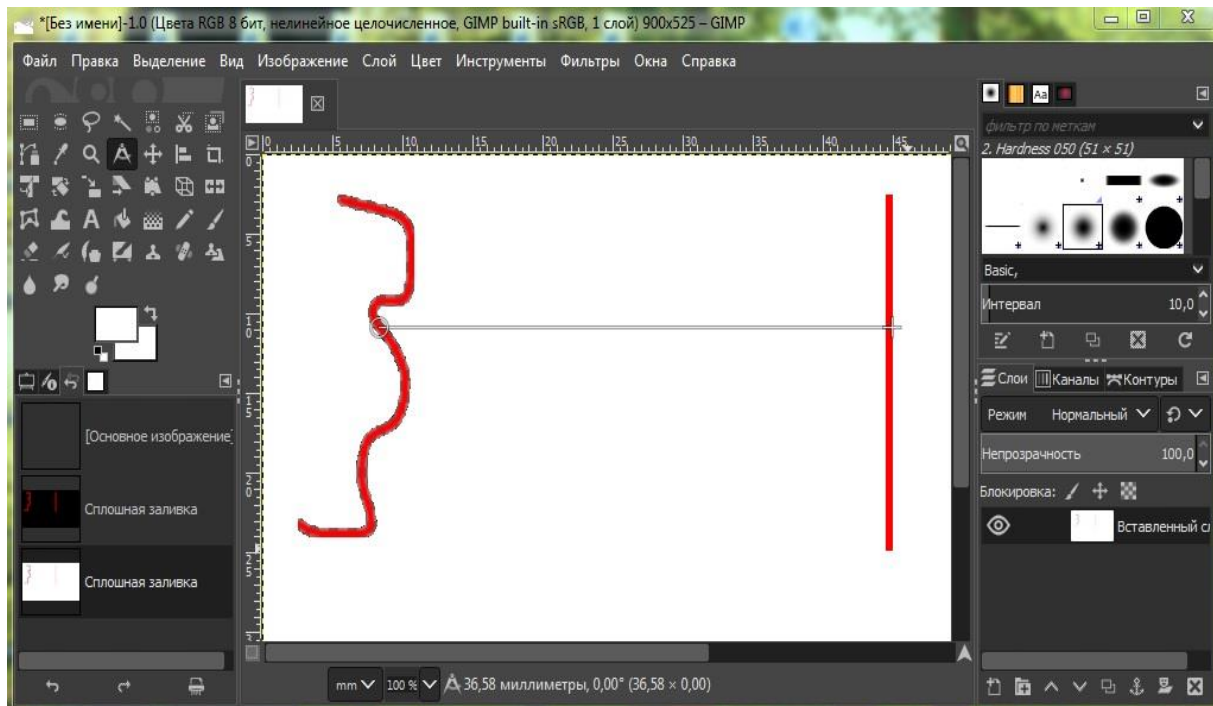


Рис. 2. Приклад використання графічного редактора GIMP для знаходження відстані між точками цифрового зображення (результат відображено під зображенням)

Висновки

Розглянуто принципи побудови лабораторного стенду для дослідження різних можливостей побудови 3D моделей об'єктів невеликих розмірів. Проаналізовано вимоги, яким мають задовольняти об'єкти, вимірювальна система та програмне середовище. Планується дослідити вплив способу освітлення об'єкта на точність вимірювання відстані тріангуляційним методом. Для оброблення і візуалізації результатів вимірювань запропоновано використати мову і середовище візуального програмування Delphi.

Література

1. Toth T. A comparison of the outputs of 3D scanners / T. Toth, J. Zivcac. – Procedia Engineering. – 2014. – Vol. 69. – P. 393–401.
2. Remondino F. Heritage recording and 3D modeling with photogrammetry and 3D scanning / F. Remondino. – Remote Sensing. – 2011. – Vol. 3. – P. 1104–1138.
3. Telfer S. The use of 3D surface scanning for the measurement and assessment of the human foot / S. Telfer, J. Woodburn. – Journal of Foot and Ankle Research. – 2010. – Vol. 3. – Issue 19. – P. 1–9.

4. Volsin S. Study of ambient light influence for three-dimensional scanners based on structured light / S. Volsin et al. – OE Letters. – 2007. – Vol. 46. – Issue 3. – P. 1–3.
5. Фараонов В.В. Система программирования Delphi / В.В. Фараонов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2006. – 912 с.

УДК 621.337.2

Автоматична система керування освітленням

Безугла Я.В., доц., к.т.н., Тугай С.Б.

Сучасний розвиток електроніки демонструє стійку тенденцію до інтелектуалізації та автоматизації процесів не лише у сферах промислового виробництва, а й у повсякденному житті. Одним з сучасних напрямів оптимізації є технології Internet of Thing (IoT). Однією з складових означених технологій є система освітлення. Автоматична система освітлення – це комплекс засобів, за рахунок якого можна керувати приладами освітлення дистанційно, наприклад, вмикати світло в оселі, використовуючи смартфон, або автономно, з використанням різних пристроїв: датчик руху в комплекції з датчиком рівня освітленості будуть вмикати світло, коли в кімнаті знаходиться людина і рівень світла відповідатиме чітко встановленому значенню. Таке використання є економічно вигідним, оскільки дозволяє споживати на 20% менше електроенергії ніж у звичайному виконанні. За рахунок датчиків, які відстежують необхідність вмикання світла і освітленість, автономна система дозволяє користувачам взагалі не брати участь в керуванні електропостачанням.

Понизити рівень споживання електроенергії можна шляхом

доповнення автономної системи освітлення розумним склом чи іншим розуми пристроєм зі схожим призначенням. За рахунок такого використання знижується нагрів повітря, і зникає необхідність безперервного використання кондиціонування. При цьому система освітлення забезпечує комфортний для роботи рівень освітленості.

Найпростішим прикладом використання автоматичної системи керування світлом є схема реле на базі фоторезисту (Рис.1)

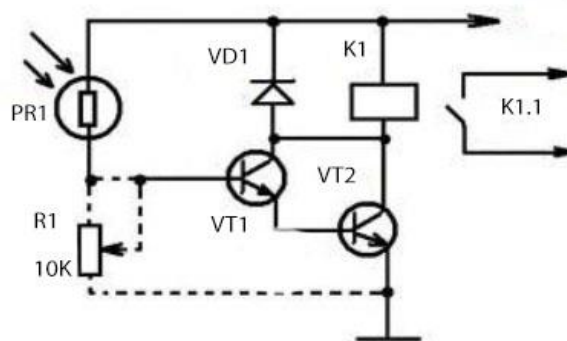


Рис. 1. Схема реле на базі фоторезисту
RP1 – фоторезист, VT1, VT2 – транзистори, VD1 – зворотній діод, K1 – реле.

При збільшенні рівня освітленості фоторезисту, рівень його опору починає зменшуватись і відбувається відкривання транзистора,

який вмикає реле для подачі навантаження.

Проблема використання наведеної схеми в тому, що вона досить застаріла для застосування в комбінаціях з сучасними технологіями.

Прикладом сучасних високотехнологічних приладів керування є розробки компанії Onbon.

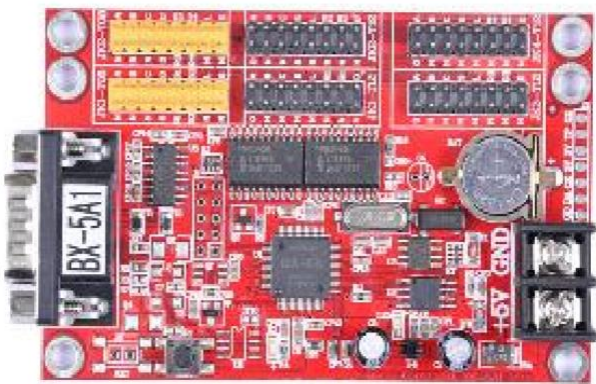


Рис. 2. Карта керування компанії Onbon

При передачі даних на мікроконтролер використовуються USB, GPRS, Ethernet та безпроводні технології. Наявна можливість підключення датчиків температури та вологості. Зазвичай подібні схеми є досить універсальними і не розраховуються на специфіку деяких завдань, наприклад, при необхідності регулювати велику кількість освітлювальних приладів, всього одним датчиком.

На сьогодні розроблено і встановлено багато різноманітних систем керування освітленням за допомогою контролерів та різних видів інтерфейсів передачі даних, наприклад, WiFi з під'єднанням

маршрутизатора, чи Ethernet з дротовим підключенням. Але не дивлячись на застосування сучасних технологій, при необхідності синхронізації з існуючими системами чи розширенні функціоналу все ще виникають певні проблеми і з'являється потреба модернізації.

Вирішення поставлених проблем і розробка схемотехнічної частини, має починатися з побудови алгоритму роботи автоматичної системи керування, забезпечення захищеності системи та реалізації мультимедійного програмного забезпечення для зв'язку «людина-машина». Після опрацювання даних питань буде підготовлена основа, яка в майбутньому допоможе при виборі елементної бази, схемотехнічної розробки та написання інтерфейсу користувача.

При виборі методу передачі даних бажано відштовхуватись від рівня бюджетності та загальної поширеності. При дослідженні цих параметрів виявилось, що кращим рішенням буде обрати WiFi. Окрім швидкого і зручного доступу, використання WiFi збільшує рівень безпеки, за рахунок наявності вбудованої функції firewall яка захищає від зовнішньої атаки. При необхідності задати команди віддалено передбачається наявність функції GPRS.

Автоматична система керування освітленням є багаторівневою структурою, яка включає в себе сервер та інтерфейс керування. Сервер має бути захищеним від атак і визначення

мережевими роботами В залежності від специфіки застосування системи, необхідно розробити алгоритм роботи програмного забезпечення для зв'язку «клієнт-машина».

Вся робота системи починається із запуску сервера та комп'ютера клієнта. Після подачі інформаційної команди йде перевірка з'єднання і передача нових даних. Якщо користувач точно змінив дані, завдання оновлюється і відбувається збереження останнього процесу (рис. 3.).

При створенні програмного забезпечення інтерфейсу, однією з головних задач, є досягнення архітектурної нейтральності, цього можна досягти застосуванням мови Java, в якій вивід компілятора являє собою код віртуальної машини («байт» код) – оптимізований набір інструментів, для виконання програми Java спеціальною віртуальною машиною Java Virtual Machine. Нижче наведений алгоритм роботи програмного забезпечення (рис. 4.).



Рис. 3. Схема алгоритму роботи автоматичної системи керування освітленням

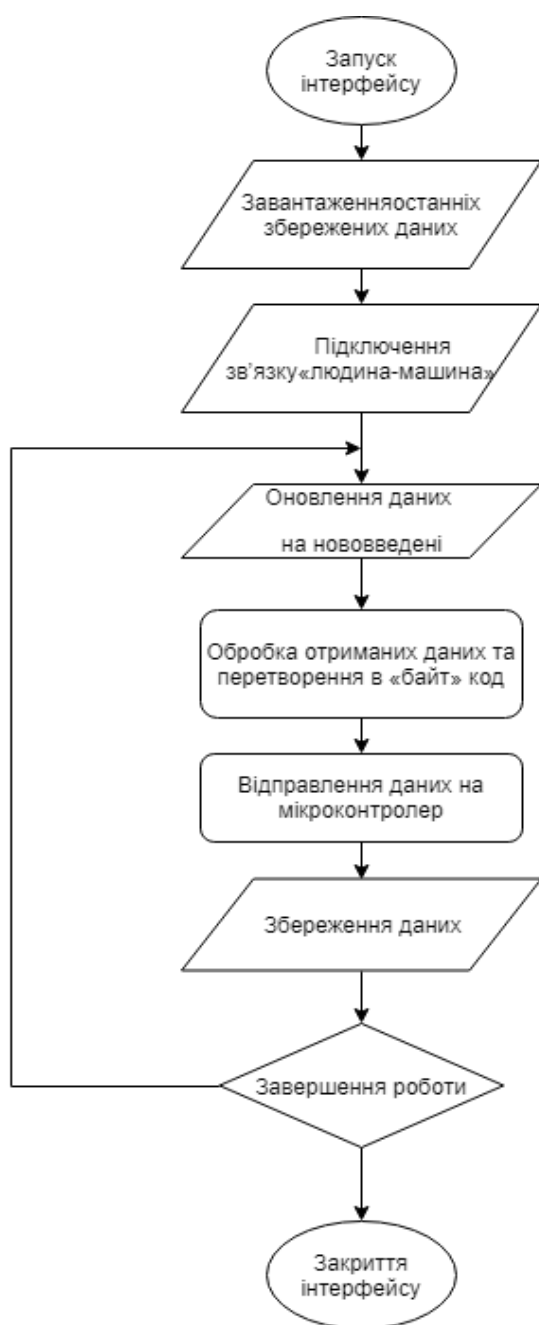


Рис. 4. Схема алгоритму роботи програмного забезпечення

Висновки

Розробка автоматичної системи керування освітленням надасть можливість вирішення широкого ряду задач в залежності від технічного завдання, проекту на основі необхідних економічних та фізичних показників, не обмежуючись

звичайним універсальним функціоналом мікроконтролерів.

Для початку роботи над такою системою проведена розробка алгоритму роботи самої конструкції та програмного забезпечення. Обрано мову програмування, яка задовольняє необхідні параметри і модулі передачі даних, основний та додатковий для досягнення певного вузьконаправленого завдання.

Наявність, в якості додаткового виду передачі даних, GPRS модулю надасть можливість, при необхідності, керувати пристроями віддалено.

Реалізація програмного забезпечення на мові Java забезпечить мультипериферійність, що буде мінімально обмежувати користувача і надавати можливість використання будь-яких зручних операційних систем, програмного забезпечення і отримувати необхідний зворотній зв'язок.

Завдяки сучасним REST архітектурам та серіалізації даних, можна швидко виконувати синхронізацію з іншими системами, наприклад з погодними сервісами, що дасть можливість автоматично задавати значення необхідні для комфортного перебування в приміщенні.

Таким чином покладений початок розробці автоматичної системи керування освітленням. Вона матиме можливість зв'язку «клієнт-машина», зі зручним інтерфейсом користувача, зможе синхронізуватися з різними існуючими датчиками і системами та

працювати на будь-якій обраній користувачем платформі.

Під час розробки планується використання мікроконтролера за рахунок якого зменшиться час розробки системи керування та реалізується підключення додаткових модулів.

Література

1. Шилдт Герберт. Java полное руководство 8 издание / Герберт Шилдт. – Москва: Издательский дом "Вильямс", 2012.
2. А.В. Клевцов. Средства оптимизации потребления электроэнергии. – М.: - СОЛОН – Пресс, 2005. – 240с.

УДК 621.3.078.4

Електронна система технічного зору для дефектоскопії при виробництві плат

Божук А.М., д.т.н., проф. Денбовецький С.В.

Застосування систем технічного зору на виробництві для знаходження дефектів активно розвивається. Висока роздільна здатність сучасних цифрових камер в комбінації з надшвидкодійними потужними процесорами дозволяє створювати високоефективні системи нагляду за процесом виробництва складних електронних плат на всіх його етапах. В даній статті запропоновано систему визначення дефектів різного роду з використанням оптимальних алгоритмів та недорогих апаратних складових.

Актуальність розробки

Системи технічного зору (СТЗ) активно впроваджуються в різних гілках промисловості. Це дозволяє [1]:

- контролювати та відбракувати деталі за їх зовнішнім виглядом;
- сортувати та вкладувати деталі та заготовки;
- зварювати, фарбувати, упаковувати вироби тощо.

Окремою галуззю слід виділити застосування СТЗ у виготовленні електронних плат. Дані системи, зокрема, дозволяють проводити монтаж електронних схем

автоматично, що уможливорює активний ріст кількості окремих елементів, а отже збільшує ступінь інтеграції. Значно збільшується швидкість виготовлення плат. При цьому різко зростають функціональні можливості електронних виробів, зменшується їхня собівартість та збільшується коефіцієнт корисної дії.

Разом з тим, в процесі виготовлення приладу внаслідок відмови системи охолодження або за рахунок механічного пошкодження часом відбувається пошкодження плат, що призводить до їхнього повного або часткового виходу з ладу та унеможливорює подальше використання.

Для знаходження відмічених дефектів часто використовують електричні методи. Суть таких методів полягає в пропусканні через частину плати або через окремий функціональний блок електричного струму або прикладенні зовнішньої напруги і подальше спостереження реакції на виході. Проте часто така процедура може призвести до появи дефектів в тих місцях, де їх не було перед перевіркою. Крім того, вона займає багато часу і в деяких випадках взагалі не дозволяє знайти дефекти.

Альтернативним методом вирішення проблеми є використання СТЗ.

Як і в деяких інших галузях виробництва ідея застосування СТЗ полягає у порівнянні робочого зразка виробу з неробочим. Система робить зображення дефектного приладу, порівнює його з попередньо завантаженим у пам'ять процесора зображенням еталону і вказує на відмінності. Проте для прямої покрокової перевірки потрібно, щоб розміри зображення дефектної плати строго співпадали з розмірами зображення еталону. Але навіть якщо камера жорстко закріплена і нерухома, зробити два еквівалентні зображення по ширині і довжині майже неможливо. Якщо, наприклад, дефектна плата буде зсунута відносно положення при якому робилось зображення робочої плати на відстань більшу розміру одного пікселю об'єктива, то втратиться відповідність між інформацією прийнятою цим пікселем на двох зображеннях.

Це призвело до пошуку нових шляхів порівняння зображень.

Принцип дії та структурна схема СТЗ

Пропонується метод, який ґрунтується на аналізі зображень за зразком(або шаблоном). Суть цього методу полягає в пошуку поверхонь на зображенні, подібних до поверхні шаблону. Основною перевагою аналізу зображень за зразком є те, що порівняння ведеться на основі схожої конфігурації пікселів в площині зображення. Точність (поріг

співпадіння) даного методу не абсолютна, як у випадку прямого пошуку, а вибирається оператором і в залежності від поставленої задачі коливається в межах 70...100%.

Алгоритм роботи системи полягає в наступному:

- 1) Розділяємо зображення робочої плати на n -частин і зберігаємо їх як шаблони
- 2) Проводимо пошук кожного з шаблонів на зображенні дефектної плати
- 3) Шаблон, який знаходиться з відсотком схожості менше заданої оператором вкаже на дефектну ділянку
- 4) Для більшої точності розділяєм даний шаблон на m -підшаблонів і повертаємось до кроку 2
- 5) Робота системи зупиняється при виявленні місця дефекту з оптимальною точністю

На рис.1 показано суть роботи системи. Спочатку проводиться пошук по $n = 4$ шаблонам робочої плати. Шаблон, який знаходиться з найменшою точністю (73%) розділяється на $m = 4$ підшаблонів і т.д. Процес зупиняється при досягненні допустимої для оператора точності (в даному випадку 27 %).



Рис.1. Умовне зображення алгоритму роботи СТЗ

Для пошуку зображення за шаблоном використовується функціонал, наявний у відкритому програмному забезпеченні OpenCV, а

саме TM_CCORR_NORMED . Математично він описується виразом:

$$R(x, y) = \frac{\sum_{x', y'} (T(x', y') \times I(x + x', y + y'))}{\sqrt{\sum_{x', y'} T(x', y')^2 \times \sum_{x', y'} I(x + x', y + y')^2}}$$

(1)

де I – зображення, яке аналізується, x, y – його координати; T – шаблон; R – результат; $x' = 0 \dots w-1, y' = 0 \dots h-1$, де w та h – ширина та довжина шаблону відповідно.

На рис.2. зображена структурна схема системи:

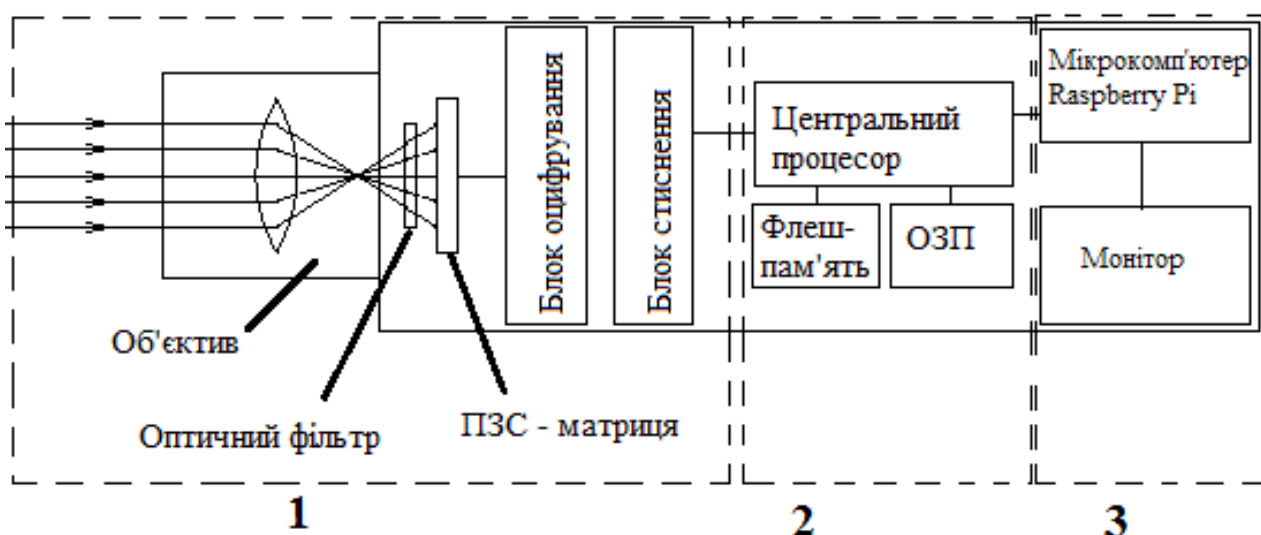


Рис.2. Структурна схема СТЗ

Апаратно система складається з трьох блоків: блоку отримання та попереднього оброблення (оцифрування та стиснення) зображення(1); блоку запам'ятовування та аналізу (2); блоку управління (3).

При створенні даної СТЗ було враховано умови виявлення і розпізнавання елемента або групи

елементів плати з урахуванням їх розмірів, контрасту та освітлення [2].

Важливою частиною системи є програмне забезпечення. Програмні засоби принципово відрізняються від апаратних здатністю швидкої перебудови алгоритму їх функціонування аж до повної зміни операцій, що виконуються [1].

Принцип роботи програмного забезпечення разом з покроковим поясненням наведено нижче:

- Завантажуємо необхідні бібліотеки

```
import cv2  
import numpy as np
```

- Завантажуємо зображення пошкодженої плати

```
img_rgb =  
cv2.imread('incor.jpg')
```

- Перетворюємо його в чорнобілий формат

```
img_gray =  
cv2.cvtColor(img_rgb,  
cv2.COLOR_BGR2GRAY)
```

- Завантажуємо шаблон

```
template =  
cv2.imread('Resistor_out.jpg',  
0)
```

- Зберігаємо розміри шаблону

```
w, h = template.shape[::-1]
```

- Проводимо порівняння

```
res =  
cv2.matchTemplate(img_gray  
, template,  
cv2.TM_CCOEFF_NORME  
D)
```

- Задаємо точність обчислення (від 0 до 1)

```
threshold = 0.7
```

- Зберігаємо координати частин зображення, які еквівалентні із шаблоном із заданою точністю

```
loc = np.where(res >=  
threshold)
```

- Малюємо прямокутник навколо еквівалентних частин зображення

```
for pt in zip(*loc[::-1]):  
    cv2.rectangle(img_rgb, pt,  
    (pt[0] + w, pt[1] + h), (0, 255,  
    255), 2)
```

- Виводимо на екран результати співпадінь

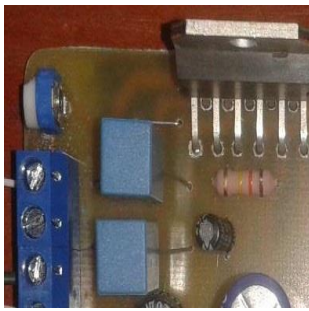
```
cv2.imshow('Detected',img_r  
gb)  
cv2.waitKey(0)
```

Експеримент проводився на ПК з частотою процесора 2,16 ГГц. Вхідними даними були 4 шаблони робочої плати, а також зображення пошкодженої плати. Час обробки зображення, який залежить від кількості циклів програми, для випадку $n = 4$ склав 8...10 сек. Враховуючи що процесор запропонованої системи працює на частоті 1,2 ГГц, можна стверджувати, що час роботи системи при еквівалентних до експериментальних умов підвищиться приблизно в 2 рази.

На рис.3(а,б,в,г,д,е) показано результати перевірки роботи СТЗ експериментальним шляхом.



а)



б)



в)



г)



д)



е)

Рис.3. Результати експерименту:
 а) робоча плата, б) перший шаблон, в) другий шаблон, що містить елемент, який від'єднався від плати, г)

пошкоджена плата, д,е)
 результат роботи програми.

Як показано на рис.3 система ідентифікувала і виявила перший шаблон з точністю 70%, а другий, що містить елемент відсутній у пошкодженій платі з точністю 20%. Слід зазначити, що дана система не усуває дефектів самостійно. Отримані дані обробляються оператором на лінії.

Крім аналізу на наявність тих чи інших елементів система також може вказувати на:

- пошкодження металевих доріжок;
- некоректне прикріплення компонентів;
- зміну кольору деталей тощо.

Основні параметри системи, які залежать від характеристик об'єктиву камери та мікропроцесора наведені в табл.1. Дані отримано з офіційних джерел виробників компонентів [3] [4].

Табл.1. Параметри системи

Роздільна здатність, мегапікселі	5
Розмір пікселів, мкм	1,4 x 1,4
Роздільна здатність об'єктиву, пікселі	2592 x 1944
Відношення сигнал/шум, дБ	36
Динамічний діапазон, дБ	67

Чутливість, мВ/люкс*с	680
Фокальна довжина, мм	3,6
Темновий струм , мВ/с	16
Кут огляду(по горизонталі), градус	53,5
Кут огляду(по вертикалі), градус	41,4

Висновок

Запропонований метод знаходження фізичних помилок , які з'являються в процесі експлуатації електронних плат, які з'являються внаслідок механічних, електричних чи теплових пошкоджень. Принцип роботи полягає в порівнянні шаблонів робочих плат з неробочою. Система може виявляти дефекти , але не усувати їх. Оптимальним є застосування даної системи при виготовленні середніх або великих інтегральних схем (до 10 000 компонентів на кристалі).

Використання системи для надвеликих інтегральних схем неможливе через фізичні обмеження роздільної здатності приймача зображення.

Література

1. Г.Д. Дорощенко . Системи телебачення та технічного зору: навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 209 с.
2. Г.Н. Грязин. Системы прикладного телевидения: Учеб. пособие для вузов. – СПб.: Политехника, 2000. – 277 с.
3. CameraModule. Режим доступу: <https://www.raspberrypi.org/documentation/hardware/camera/>.
4. Raspberry Pi 3 Model B. Режим доступу: <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b/>.

УДК 621

Система автоматичного регулювання параметрів мікроклімату складських приміщень

Гайсін А.Ф., к.т.н., доц., Терлецький О.В.

Вступ

Мікроклімат приміщення характеризується сукупністю параметрів, до яких відносять: температуру повітря, відносну вологість, рухливість повітря та його склад. Значення цих параметрів визначають залежно від типу плодоовочевої продукції та способу їх зберігання. Для складських приміщень основними є ті параметри, від яких залежить збереження плодоовочевої продукції в задовільному стані.

Актуальність цієї теми набувається на територіях країн з розвиненим землеробством та іншими галузями сільського господарства. З розвитком цієї галузі збільшуються обсяги збору овочів та фруктів. Оскільки після збору продуктів, їх потрібно зберігати в спеціалізованих складських приміщеннях, що задовольняють вимогам щодо зберігання в належному стані (табл. 1).

Ось деякі підсумки 2018 року галузі земельної діяльності [2]:

Оскільки обсяги збору фруктів та овочів є на високому рівні та збільшується, є очевидною необхідність довгострокового зберігання продукту для забезпечення можливості подальшої переробки.

Станом на 2019 рік на Україні недостатня кількість плодоовочевих сховищ, що мають змогу якісно зберігати продукцію для переробки її. Наслідком чого є необхідність транспортувати фрукти та овочі без переробки за кордон.

Це призводить до неможливості переробки та консервування через певний час. Наслідком є відсутність росту промисловості та відсутність збільшення робочих місць.

В таблиці 1 приведені необхідні параметри для зберігання овочів.

Табл. 1. Параметри зберігання продуктів [1]

Плодоовочева продукція	Температура продукції, °C	Відносна вологість, %	Орієнтовний час зберігання, доба
Баклажани	+7 ... +10	85...90	до 10

Горошок зелений	-0,5 ... 0	85...98	до 21
Кабачки	0 ... +4	85...90	до 60
Капуста білокачанна	-1 ... 0	85...90	180-270
Картопля	+2 ... +3	85...95	90-270
Цибуля	-2 ... +2	65...75	30-240
Морква	-0.5 ... +0.5	90...100	30-270
Огірок	+7 ... +13	90...95	10-14

Сучасна технологія зберігання плодів і овочів на складах повинна мати повністю автоматизовану систему вентиляції сховищ, бути керованою оператором з пульта, сама проводить забір повітря зовні або зсередини приміщення, охолоджувати або підігрівати повітря, визначати швидкість викиду повітряного потоку, підтримувати вологу, видаляти кисень, вуглекислий газ та етилен. Всі ці дії необхідні для збереження плодів свіжими та твердими.

Технології удосконалюються з кожним днем. Провівши дослідження сучасних мікроконтролерів та порівнявши їх було вибрано Arduino Uno та STM32 для детального порівняння.

Кожен з цих двох мікроконтролерів має свої переваги, та свої недоліки.

Продуктивність. STM працює на вищій частоті. Також має більшу оперативну та постійну пам'ять.

Поширеність використання також є важливим, тому що чим

популярніша система, тим більше необхідних засобів розробки та підтримки можна відшукати в мережі Internet. Arduino має набагато більший список користувачів, має більшу кількість допоміжних бібліотек і самі бібліотеки якісніші.

STM має розвинену вбудовану периферію, а саме USB, DMA, CAN, RTC, UART. Arduino в свою чергу має надзвичайно багато додаткових пристроїв для розширення, що компенсують нестачу вбудованої периферії в порівнянні з STM.

Дослідження елементної бази показало, що оптимальним вибором для створення системи автоматичного регулювання мікроклімату складського приміщення плодовоовочевої продукції є Arduino. Оскільки немає необхідності високої швидкодії тому, що параметри мікроклімату змінюється в часі повільно. Також є можливість підключення майже будь-яких засобів необхідних датчиків та керуючих пристроїв для збору інформації таких як: датчики температури, волості та

датчики широкого спектру газів. Є виконання відповідних дій на основі можливість запису інформації та запрограмованих алгоритмів.

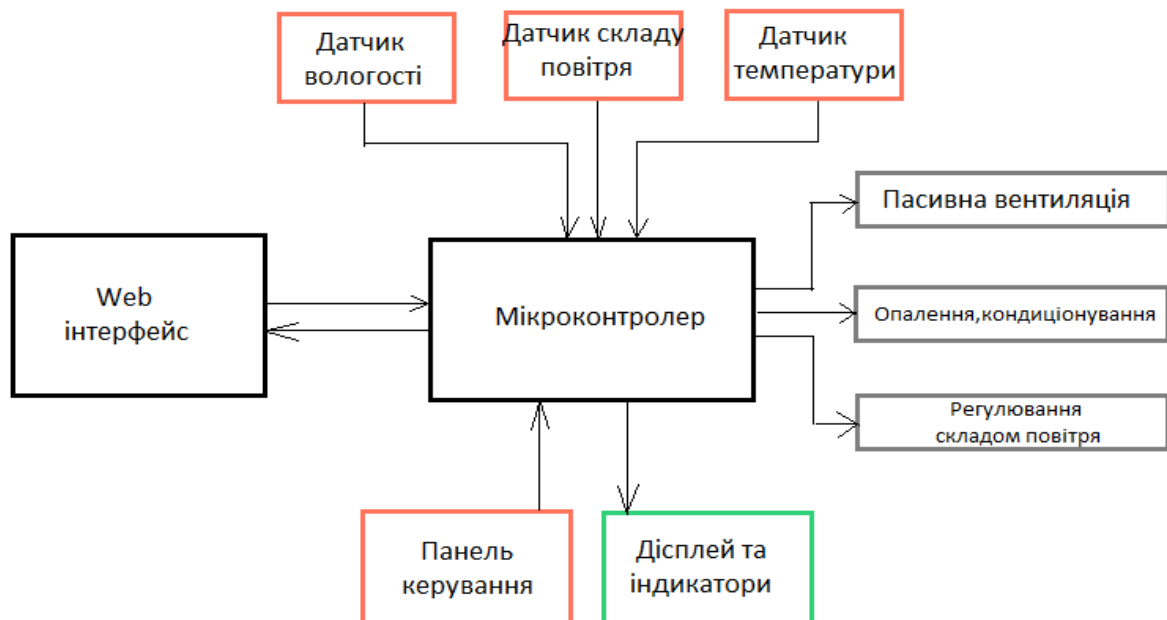


Рис 1. Структурна схема

Оператор установки вводить початкові налаштування пристрою: тип овочів або фруктів які зберігаються, параметри складського приміщення та додаткові параметри зберігання плодоовочевої продукції.

Мікроконтролер опрацьовує надану йому інформацію та виводить інформацію про підтвердження успішного налаштування на засоби оповіщення.

Після підтвердження, мікроконтролер починає виконувати роль керуючого пристрою отримую.

Опираючись на актуальні дані котрі наданні вимірюючими датчиками, щодо поточного стану мікроклімату приміщення, пристрій

керування розраховує необхідну зміну впливу на виконуючі прилади регулювання мікроклімату.

Система моніторингу вимірює параметри мікроклімату. До систему моніторингу входять всі необхідні пристрої сканування мікроклімату, а саме: датчик вологості, температури та датчик хімічного складу повітря.

Мікроконтролер аналізує отримані дані з системи моніторингу та виконує відповідні дії на основі запрограмованих алгоритмів.

Під час всіх дій прилад записує всі процеси, що відбуваються за допомогою web інтерфейсу. Це дає можливість відслідковувати будь-які

зміни в плодоовочевому сховищі, за допомогою мережі internet.

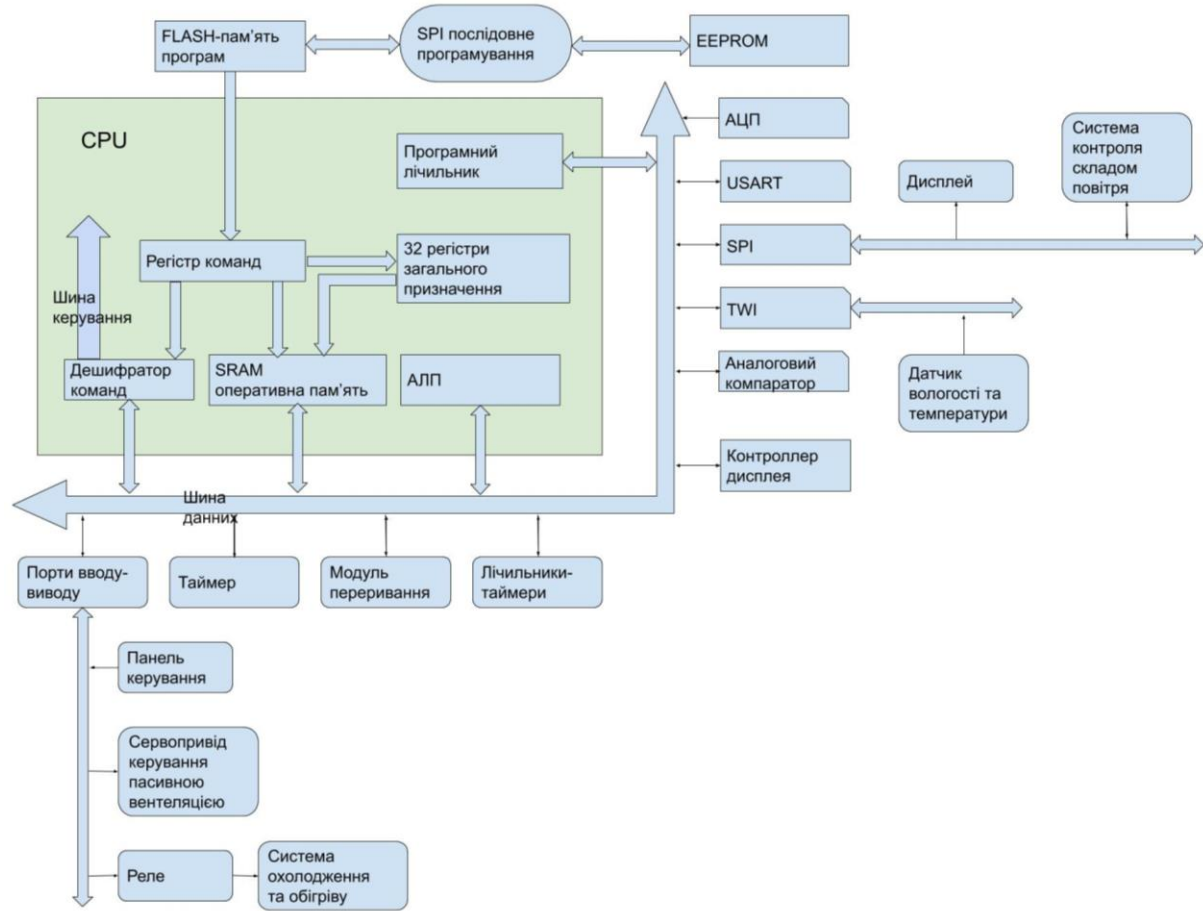


Рис.2 Функціональна схема

Шина даних має 32 біта, шина адресу - 24 біта.

Використовуючи інтерфейси SPI та I2C(TWI) пристрій має змогу передавати інформацію в двонаправленому режимі.

Послідовний протокол обміну даними I2C (також називають IIC - Inter-Integrated Circuits, міжмікросхемне з'єднання) використовує для передачі даних дві двонаправлені лінії зв'язку, які називаються шина послідовних даних SDA (Serial Data) і шина тактування SCL (Serial Clock). Також є дві лінії

для живлення. Шини SDA і SCL підключаються до шини живлення через резистори. У мережі є один керуючий пристрій (Master), який ініціалізує передачу даних і генерує сигнали синхронізації. У мережі також є керовані пристрої (Slave), які передають дані по запиті керуючого. У кожного керованого пристрою є унікальна адреса, за якою керуючий звертається до нього. Адреса пристрою вказується в документації. До однієї шини I2C може бути підключено до 127 пристроїв, в тому числі кілька керуючих.

SPI використовує чотири лінії для обміну інформацією: тактовий сигнал від керуючого пристрою Serial Clock, лінія вибору керованого пристрою Slave Select, передача даних від керуючого пристрою до керованого пристрою використовується MISO, лінія даних від керуючого пристрою до керованого використовується MOSI.

Пристроєм, котрим немає необхідності в використанні цифрових інтерфейсів, використовуються піни вводу/виводу цифрових сигналів.

Flash пам'ять програм - пам'ять об'ємом 32 кБ. Основне сховище для команд. Під час завантаження програми, контролер завантажує програму виконання в дану пам'ять. 2кб з даного пулу пам'яті відводиться на bootloader- програму, яка виконує ініціалізацією системи, завантаження через USB і запуску виконуючої програми.

SRAM - енерго-залежна пам'ять об'ємом 2 кБ. Зберігаються змінні і об'єкти, створенні в ході роботи програми.

EEPROM - енерго-незалежна пам'ять обсягом 1кб. В ній зберігаються дані, що не видаляються при виключенні контролера. Обмеження циклів перезапису, властивих технології EEPROM. Гарантований життєвий цикл 100 000 операцій запису/стирання.

Регістр команд - регістр керуючого пристрою мікроконтролера, призначений для зберігання коду команди на період часу, необхідний для її виконання(32

8-бітових регістра загального призначення).

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) - блок процесора, який під керуванням пристрою керування служить для виконання арифметичних і логічних перетворень.

Висновки

1. Вирішена задача розробки апаратно-програмних засобів регулювання параметрів мікроклімату складського приміщення на основі Arduino Uno.
2. Досягнуто зменшення ціни та збільшена швидкість розробки.
3. Виконується керування та спостереження за параметрами мікроклімату віддалено, за допомогою Arduino та Internet shield, використовуючи мережу Internet.
4. Спростили керування системою, створене програмне забезпечення, що автоматично налаштовує параметри необхідні для якісного зберігання плодовоовочевої продукції.

Література

1. В.Н. Богословский «Внутренние санитарно-технические устройства», ч. 1. Отопление/ Под ред. Старовойта. М.: Стройиздат, 1990

2. Склад та техніка. Мікроклімат приміщень. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу:
<https://sitmag.ru/article/9977-mikroklimat-pomeshcheniy>
Основи підприємницької діяльності та агробізнесу За ред. М. М. Ільчука. — К.: Вища освіта, 2002. — 398 с.: іл.
3. Анохин М. Н. Исследование и разработка аппаратно-программных средств для систем управления микроклиматом : Дис. ... канд. техн. наук : 05.13.06 : Орел, 2003 189 с.
4. Лекції з дисципліни «Інженерні мережі та комунікації». Гончар Т.М. ЛДУ БЖД, 2013.
5. Спосіб автоматичного регулювання параметрів мікроклімату в приміщенні. Патент UA №112127. Муратов В. Г., Ананський Д. В. 2016.
6. Гусев В. М., Ковалев Н. Н., Попов В. П., Потрошков В. А. Теплотехника, отопление, вентиляция и кондиционирование воздуха. — М.: Стройиздат, 1991. — 343 с.
7. Склад та техніка. Мікроклімат приміщень. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу:
<https://sitmag.ru/article/9977-mikroklimat-pomeshcheniy>

УДК 621

Аналіз технології отримання вуглецевих плівок

Зелінський Д.В., к.т.н., Семікіна Т.В.

Анотація: В роботі зроблено огляд трьох технологічних методів, котрі застосовуються для отримання алмазоподібних вуглецевих плівок (АВП). Наведено технологічні параметри методів магнетронного та лазерного розпилення, а також метода газотранспортних реакцій, зміна яких дозволяє регулювати характеристики осаджуваних плівок.

Вступ

Вуглецеві плівки, в тому числі плівки аморфного, наноструктурованого і алмазоподібного вуглецю, завдяки таким властивостям, як хімічна інертність, ІЧ - прозорість, твердість, зносостійкість, низький коефіцієнт тертя, біосумісність знаходять застосування в оптиці і електроніці, машинобудуванні, медицині, в якості зносостійких покриттів для жорстких дисків, оптичних пристроїв, а також в напівпровідникових технологіях і електрохімічних додатках. Універсальність вуглецевих матеріалів визначається їх структурою і характером міжатомних зв'язків, зокрема залежністю їх фізичних властивостей від співвідношення sp^2 - і sp^3 - гібридизованого вуглецю.

Серед практичних застосувань представляють інтерес тонкі вуглецеві

плівки на металевих поверхнях, які можуть володіти рядом корисних функціональних властивостей в поєднанні з високими механічними характеристиками. Зокрема, прогнозується їх висока корозійна стійкість.

Існують різні методи отримання вуглецевих плівок. Найбільш поширеними є: метод хімічних газотранспортних реакцій (в закордонній літературі це метод CVD) [1, 2], магнетронного розпилення [3], лазерного розпилення [4], іонно-променевого розпилення та інші. Кожен метод осадження дозволяє отримувати плівки з властивостями, які будуть відрізнятися від властивостей, одержуваних іншими методами. Вивчення властивостей плівок, отриманих певним технологічним методом, є актуальним завданням, оскільки в різних застосуваннях потрібні плівки з різними властивостями. Тому в даній роботі проводиться аналіз особливостей технологій і властивостей плівок, одержуваних за цією технологією. Розглядаються методи газотранспортних реакцій, магнетронного розпилення і лазерного розпилення.

1. Технологія газотранспортних реакцій

1.1. Отримання плівок з толуолу

Для вирощування алмазоподібних вуглецевих плівок (АВП) на підкладці зі скла марки М4 був використаний метод хімічного газофазного плазмового осадження [1]. Під час вирощування плівок використовується суміш вуглеводневої сполуки C_7H_8 (толуол) і молекулярного азоту. Модернізована технологія дозволяє отримувати плівки з товщиною від 40 до 120 нм. Одним з відомих методів зміни провідності (опору) АВП є впровадження різних домішок, зокрема, атомів металів, азоту, бору і т.п. Однак, на практиці впровадження атомів азоту в матрицю АВП, де переважають зв'язки sp^3 , малоймовірно. І навпаки, якщо в матриці переважають атоми вуглецю з sp^2 зв'язками, то ймовірність впровадження атомів азоту в структуру АВП зростає. Наявність азоту під час синтезу плівок сприяє утворенню в будові АВП кластерів, в яких переважають атоми вуглецю з sp^2 гібридизацією. При цьому треба відзначити, що азот виступає в якості донора і сприяє зростанню провідності плівок. Однак, зі збільшенням кількості sp^2 зв'язків в матриці АВП його оптичні характеристики змінюються, зокрема, пропускання в оптичному діапазоні зменшується. Тому під час росту АВП, за допомогою технологічних параметрів потрібно знайти оптимальне співвідношення sp^2 і sp^3 зв'язків, при якому пропускання характеристики плівок суттєво не змінюються. Для

отримання АВП з наперед заданими фізичними властивостями був розроблений плазмовий метод осадження з легуванням атомами азоту. Вирощування таких плівок відбувається з використанням джерела постійного струму, який встановлений на модернізованій вакуумній технологічній установці марки УВН-71П-3.

Показник заломлення вирощуваних АВП можна змінити за допомогою зміни потужності плазми і концентрації азоту. Для виявлення цієї залежності проводилися детальні вимірювання. Зі збільшенням потужності плазми в межах від 50 до 120 Вт показник заломлення в середньому збільшується від значення 1.6 до 2.5. Вище значення 120 Вт зі збільшенням потужності плазми показник заломлення або не змінюється, або зменшується в залежності від кількості азоту.

Метод хімічного газофазного плазмового осадження дає можливість вирощувати тришарові АВП на склі з толуолу і молекулярного азоту з наперед заданими параметрами. Це дозволяє отримати захисні покриття на склі. Відзначимо, що відображення АВП у видимій області спектра приймає значення приблизно 3%.

1.2. Отримання плівок з метану

Плазмохімічне осадження вуглецю з газової фази проводили на базі установки «Плазма 600 Т» в кварцовому реакторі з зовнішніми електродами [1], розряд ємнісного типу частотою 13.56 МГц. Через реактор пропускали метан або

ацетилен при тиску 40 Па, підкладки з кварцового скла, кремнію, полістиролу розміщували на ВЧ - електроді. Потужність розряду підтримували постійною (250 Вт в разі осадження з метану, 200 Вт в разі осадження з ацетилену). Кількість осадженого вуглецю регулювали, змінюючи час осадження від 15 с до 15 хв. Нагрів реактор за час осадження при включеному розряді - від кімнатної температури до $<80^{\circ}\text{C}$.

Для плівок на підкладках з полістиролу (товщина 0.4 та 4 мм) та кварцового скла (товщина 1 мм) отримані оптичні спектри пропускання в області довжини хвиль 200-1100 нм. Для визначення поверхневої концентрації осадженого вуглецю використовували кремнієві підкладки, які перед плазмохімічним осадженням α - C: H відпалювали на повітрі при 800°C для очищення від забруднень і створення на поверхні підкладок шару оксиду кремнію (SiO_2), щоб зблизити умови початкової стадії осадження на кварцових і кремнієвих підкладках. Підкладки з плівкою α -C:H поміщали в мікрореактор в потік інертного газу – носія (гелій). Потім в мікрореактор, нагрітий до 800°C вводили кілька доз (імпульсів) кисню для спалювання плівки аморфного гідрованого вуглецю: α - C: H (твердий) + O_2 (газ) $\rightarrow$ CO_2 (газ), CO (газ). Кількість монооксиду CO та діоксиду вуглецю CO_2 , що утворився визначали на газовому хроматографі ЛХМ - 80 з детектором по теплопровідності. По знайдений кількості вуглецю на підкладці (сума молей CO і CO_2)

розраховували поверхневу концентрацію вуглецю, $\text{мкг} / \text{см}^2$.

Товщину плівок (вище 100 нм) вимірювали інтерференційним методом на мікроскопі МІІІ – 4. Рельєф поверхні підкладок з плівками сканували на атомно - силовому мікроскопі NT - MDT. В якості полістирольних підкладок використовували пластини товщиною 4 мм.

Колір плівок на прозорих підкладках (полістирол, кварц) - коричневатий, що підсилюється із ростом товщини плівок. При дуже великих часах осадження (15 хв) в реакторі утворився пухкий коричневий порошок, що осів на верхньому (переважно) і на нижньому ВЧ-електродах.

При однаковому часі осадження і меншій потужності розряду (200 Вт для C_2H_2 , 250 Вт для CH_4) з плазми ацетилену утворюються більш товсті плівки, ніж з метану. Кількість осадженого вуглецю C_s , а також пропорційна товщині оптична щільність плівок (-1gT , наприклад, для довжини хвилі 400 нм) зростають лінійно з часом осадження, при цьому швидкість осадження з ацетилену перевищує швидкість осадження з метану в 1,5 рази.

За значеннями поверхневої концентрації вуглецю C_s і безпосередньо вимірюної товщині плівок була знайдена щільність плівок ρ , яка склала $1,7 \text{ г/см}^3$. Для всього діапазону товщини, починаючи з найтонших плівок, дослідні значення C_s були перераховані в еквівалентну

(середньо масову) товщину плівки $h = C_s/\rho$. За однаковий час осадження товщина плівок на товстих підкладках (4 мм пластини полістиролу) була приблизно вдвічі нижче, ніж на осаджених тонких підкладках, так як поверхня зростання плівки перебувала далі від ВЧ - електрода.

Осаджені на полістирол з метану та ацетилену плівки α -C:H характеризуються високим електричним опором – для отриманих плівок товщиною до 200 нм значення $R > 10^{12}$ Ом. Оцінка питомого опору $\rho_e = 10^7$ Ом см.

Типова схема установки газотранспортних реакцій представлена на рис. 1.

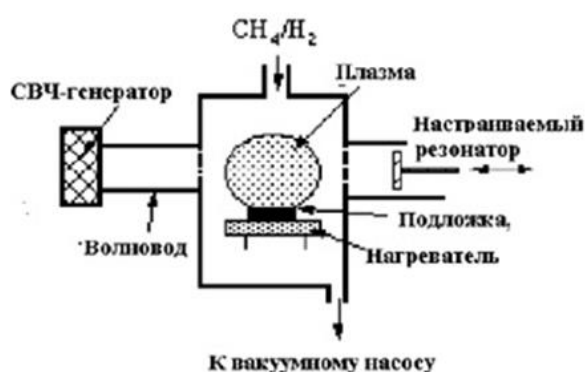


Рис.1. Схема установки газотранспортних реакцій.

2. Технологія магнетронного розпилення

Плівки вуглецю на поверхні армованого заліза були отримані методом магнетронного напилення на постійному струмі з використанням графітових мішеней в установці "Катод-1М" при температурі підкладки 473K [3]. Типова схема

установки магнетронного розпилення представлена на рис.2.

Залишковий тиск в камері напилення становив 10^{-4} Па. Напуск аргону проводився до робочого тиску $2 \cdot 10^{-1}$ Па. Товщина плівок була виміряна на Мікроінтерферометрі МІІІ-4 і склала в середньому 30-35 нм. Отримані плівки візуально мали темно-сірий блискучий колір і були стійкі до стирання. Іонно-променеве перемішування плівок вуглецю проводили бомбардуванням іонами Ar^+ з енергією 30 кеВз дозами $D = 5 \cdot 10^{16}$ і 10^{17} іон / cm^2 вертикально до поверхні мішені в установці на базі надвисоковакуумного поста УВУ-4 з плазмовим джерелом іонів з холодним катодом імпульсно-періодичної дії "Півонія-1М" з тривалістю імпульсу 1мс, частотою проходження імпульсів 100 Гц і щільністю струму в імпульсі $100A/cm^2$. Параметри опромінення обрані з тією умовою, щоб глибина іонного розпилення не перевищила товщину вуглецевої плівки, при цьому проективний пробіг досягав або перевищував межу розділу плівка/підкладка. Проективний пробіг іонів Ar^+ в графіті при кінетичній енергії іонів 30 кеВ становить ~ 25 нм і, таким чином, можна порівняти з вихідною товщиною напилених плівок. У процесі опромінення за допомогою термопар контролювалася температура зразків, до якої відбувався їх розігрів під дією іонного пучка. Температура зразків в кінці опромінення з вибраними дозами не перевищувала $80^\circ C$ і $140^\circ C$ відповідно. Залишковий тиск в камері опромінення становила 10^{-4} Па, тиск

аргону високої чистоти при поверхня покриттів набувала світло-імплантації досягав 10^{-1} Па. Після бежевий відтінок, блиск і прозорість. опромінення спочатку темно-сіра

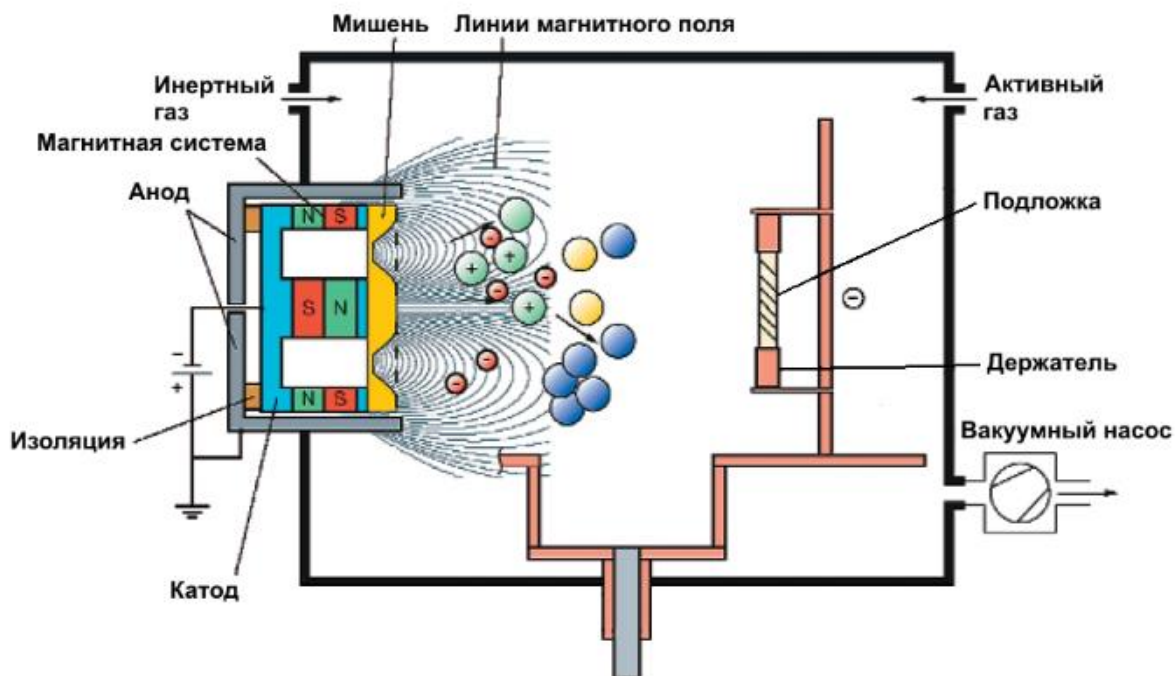


Рис. 2. Схема установки магнетронного розпилення.

3. Лазерне розпилення

Експериментальна установка включає в себе: 1) вакуумний універсальний пост (ВУП-4) - призначений для створення розрідження в робочому обсязі за допомогою форвакуумного і дифузійного насосів (залишковий тиск становить 5×10^{-4} мм рт.ст.), яке необхідно для запобігання окислення (горіння) мішені при лазерному впливі (рис. 3); 2) твердотільний неодимовий лазер на ІАГ (ЛТН-103) - виробляє лазерне випаровування матеріалу мішені [4] (довжина хвилі 1064 нм, робоча потужність в безперервному режимі 100 Вт) шляхом розігріву

поверхні при впливі сфокусованого випромінювання до температури понад 3600 К (рис. 4); 3) механізм позиціонування лазерної мішені - рухома металева конструкція з керамічним затискачем для мішені (використання кераміки перешкоджає розсіюванню енергії мішені шляхом теплопровідності, що дозволяє досягти необхідної температури поверхні), розташована всередині робочого об'єму, і фокусуються лінза, що є входним вікном в робочу область для випромінювання лазера (рис. 5); 4) підкладки для напилення - скляні пластини, склеєні у формі короба; в деяких з них зроблені отвори: два - на лінії поширення лазерного променя

(щоб виключити поглинання і розсіювання прямого випромінювання) і одне - для розміщення мішені всередині короба на шляху променя (рис. 6, рис. 7); 5) мініатюрна вуглецева мішень - тонка пластина у вигляді «тенісної ракетки» (середня маса близько 5 мг, контролювалася виміром на аналітично вагах), виточена з вуглецевого стержня (електрода) (рис. 8).



Рис. 3. Робоча область універсального поста (ВУП-4) в ході процесу.



Рис. 4. Неодимовий лазер (зліва панель блока управління).

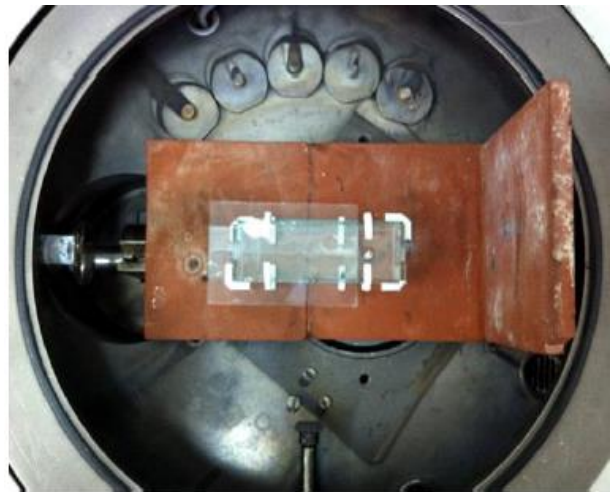


Рис. 5. Механізм позиціонування лазерної мішені.



Рис. 6. Підкладка для напилення до експерименту.



Рис. 7. Підкладка з нанесеним вуглецевим покриттям.

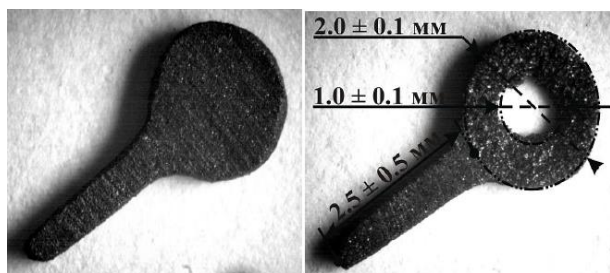


Рис. 8. Мініатюрна вуглецева мішень до і після експерименту.

Для осадження АВП застосовувався імпульсний YAG: Nd3 + лазер LS-2137 фірми Lotis-TII з довжиною хвилі $\lambda = 1064$ нм і тривалістю імпульсу $\tau = 20$ нс. Частота проходження лазерних імпульсів дорівнювала 5 Гц. У всіх проведених експериментах середня щільність потужності лазерного випромінювання становила $1,7 \cdot 10^8$ Вт/см² при тривалості осадження - 10000 лазерних імпульсів. Мішені були виготовлені з графіту УПВ1 і встановлювалися під кутом 45° до осі лазерного пучка. Підкладки, виготовлені з кремнію КДБ10, розташовувалися паралельно поверхні графітової мішені. Відстань між підкладкою і мішенню становило 10 см. Додаткова негативна напруга, величина якої варіювалася в діапазоні від 0 до 1000 В, подавалася на кільцевій електрод, розташований в 1 см над поверхнею підкладки. Осадження плівок проводилося при кімнатній температурі. З вивчених залежностей товщини осаджених вуглецевих плівок від величини прискорюючої напруги було отримано, що товщина АВП досягає максимуму при прискорюючій напрузі 300 В. Подальше збільшення

негативного потенціалу на електроді приводить до різкого зменшення товщини осаджених покриттів. Очевидно, що коли енергія іонів вуглецю перевищує 300 еВ, починається процес розпилення поверхні покриттів прискореними частинками.

Для покриттів, осаджених без прискорювальної напруги, мікротвердість складає 34 ± 7 ГПа. Для покриттів, осаджених при прискорюючій напрузі 300 В спостерігається деяке зростання мікротвердості, хоча відмінності від вихідного зразка лежать в межах похибки експерименту. Подальше збільшення негативного потенціалу на електроді приводить до зниження мікротвердості АВП аж до 8 ГПа при прискорюючій напрузі 1000 В. Видно, що поверхня плівки, осадженої без прискорювальної напруги, має стовбчасту структуру з розміром структурних елементів кілька десятків нанометрів. Для плівки, осадженої при прискорюючій напрузі 300 В, конусоподібні стовпчасті елементи ще проявляються, але межі між ними згладжені. Нарешті, при прискорюючій напрузі 1000 В, спостерігається збільшення розмірів структурних елементів АВП та ще більше згладжування кордонів між ними. Структура плівки змінюється зі стовбчастої на рівновісну. Покриття, осаджене без прискорювальної напруги, характеризується сильним адгезійним зціпленням з матеріалом контртіла. В результаті спостерігається істотний абразивний знос сталевго інструменту. Середне

значення коефіцієнта тертя перевищує 0,4. Подача прискорює напруги 300 В призводить до помітного зниження адгезійної взаємодії між плівкою і контртіло. Коефіцієнт тертя знижується в 2 рази. Зменшується і знос покриття і контртіла. Для плівки, осадженої при прискорюючій напрузі 1000 В, після проходження початкової ділянки (~ 200 циклів) спостерігається різке зниження коефіцієнта тертя аж до 0,05. Схожий ефект спостерігається в і трактується як результат фазового переходу $sp^3 \rightarrow sp^2$ в поверхневому шарі АВП під впливом локального розігріву і пластичної деформації в зоні тертя. В результаті фазового переходу на поверхні індентора формується перехідна плівка з графітоподібною структурою, яка грає роль мастила. Наявність подібної плівки добре видно на мікрофотографії «відпрацьованого» індентора. Разом з тим, збільшення прискорюючої напруги до 1000 В призводить до зниження зносостійкості АВП. В результаті в центральній частині треку відбувається повне стирання покриття з поверхні підкладки. Спостережувані залежності топології поверхні і коефіцієнта тертя АВП від величини прискорюючої напруги можна пояснити з наступних позицій. АВП з високим вмістом sp^3 -зв'язаного вуглецю характеризуються наявністю на поверхні великої кількості обірваних зв'язків. В результаті в парі тертя алмазоподібні вуглецева плівка - сталь відбувається хімічна взаємодія поверхонь тертьових тіл, що приводить до зростання коефіцієнта

тертя і сильному абразивного зносу більш м'якого сталевго індентора. Опромінення в процесі осадження поверхні АВП іонами вуглецю, прискореними до енергії ~300 еВ, призводить до активізації процесів поверхневої дифузії і, як наслідок, до зменшення числа обірваних зв'язків на поверхні плівки. В результаті знижується взаємодія між плівкою і індентором. Опромінення поверхні АВП іонами вуглецю з енергією ~1000 еВ, призводить до активізації процесів об'ємної дифузії, в результаті яких відбувається не тільки зростання розмірів вуглецевих кластерів і замикання обірваних зв'язків, але і перехід частини атомів вуглецю в більш стабільний sp^2 -стан. Коефіцієнт тертя в парі АВП - сталева поверхня знижується, але в той же час знижуються твердість і зносостійкість покриття.

Висновки

Застосування методу газотранспортних реакцій, де активація газу йде за рахунок плазмового розряду дозволяє варіювати оптичні властивості плівок та їх твердість за рахунок зміни газу (толуол, метан, ацетилен), за рахунок додаткового напуску азоту та водню в реакційну камеру, а також за рахунок зміни напруги ВЧ- розряду.

В методі магнетронного розпилення на властивість АВП плівок впливають відстань між вуглецевою мішенню та підкладкою, потужність розряду та енергія іонів аргону. Змінюючи ці

параметри, можна регулювати твердість та прозорість АВП плівок.

В методі лазерного розпилення основне значення мають тип застосованого лазера, геометрія графітової мішені, кут розпилення, відстань мішень – підкладинка, наявність чи відсутність додаткових прискорюючих напруг.

Література

1. Ж.Р.Паносян, А.Ж.Хачатрян, Д.Б.айрапетян. Трехслойные антиотражающие алмазоподобные углеродные пленки на стекле. Известия НАН Армении, Физика, т.50, №1, с.96-104 (2015)
2. Т.С. Картапова, О.Р. Бакиева, В.Л. Воробьев, А.А. Колотов, О.М. Немцова. Характеризация тонких углеродных пленок на поверхности железа, сформированных

магнетронным напылением с ионно-лучевым перемешиванием. Физика твердого тела, 2017, том 59, вып. 3

3. Соломатин К.В. Получение тонких углеродных пленок путем конденсации пара, образующегося при лазерном воздействии на мишень. ЭФТЖ, т. 7, 2012
4. Г.А. Гусаков, В. К. Гончаров. Структура и свойства углеродных покрытий, полученных лазерно - плазменным осаждением при различных значениях ассистирующего ускоряющего напряжения. Материалы 9-й Междунар. конф., 20-22 сент. 2011 г. — Минск, 2011.

УДК 621

П'єзоелектричні пристрої на плівках A2B6

Калачников О.О., Клименко В.А, к.т.н., Семікіна Т.В., к.т.н. доц.,
Шмирьова Л.М.

Анотація: В роботі досліджено амплітудно-частотні характеристики гетероструктур $n\text{-CdS}/p\text{-Cu}_2\text{S}$ з застосуванням векторного аналізатору «Обзор 103». Результати вимірів показали наявність піків резонансу та антирезонансу. Розраховані значення добротності.

Вступ

Інтерес до п'єзоелектриків обумовлений дуже широким спектром їх застосування. Матеріали, що володіють п'єзоелектричними властивостями, широко використовуються в техніці та електроніці. На їх основі розробляють датчики тиску, п'єзоелектричні звукові випромінювачі і мікрофони, кварцові резонатори, електронні фільтри для звуковідтворювальної апаратури та навіть детонатори, які використовуються для детонації вибухових речовин у виробництві і гірничодобувної промисловості.

Розробники електронної апаратури мають нові вимоги при створенні сучасних приладів. А саме, необхідно застосовувати нові матеріали у зв'язку з загальною мініатюаризацією електронних

приладів. Одним із напрямків для вирішення цих вимог є заміна об'ємних матеріалів на плівкові.

П'єзоелектричні властивості притаманні напівпровідниковим плівкам з гексагональною кристалічною структурою, а саме плівкам CdS. В представленій роботі проведено дослідження п'єзоелектричних властивостей гетероструктур $n\text{-CdS}/p\text{-Cu}_2\text{S}$ методом резонансу-антирезонансу з застосуванням векторного аналізатору «Обзор 103».

1. Методи дослідження п'єзовластивостей матеріалів

Анізотропія фізико-математичних властивостей п'єзоелектриків і взаємозв'язок електромагнітного поля з механічними рухами істотно ускладнюють опис процесів деформування і міцності. У зв'язку з цим значна увага приділяється розвитку і створенню математичних методів кількісного аналізу. Основні співвідношення лінійної теорії електропружності складаються з рівнянь, що описують механічну сторону п'єзоефекту (ці рівняння впливають з законів збереження, необхідних геометричних зв'язків і справедливі для будь-якої лінійної

середовища), і рівнянь Максвелла, що описують електричні явища в середовищі. Зв'язок між змінними двох типів рівнянь визначається фізичними співвідношеннями - рівняннями п'єзоefекту.

Альтернативний підхід полягає в заміщенні п'єзоелектрика еквівалентною електричною схемою з подальшим розрахунком по теорії електричних ланцюгів. Такий підхід природний при вирішенні питання про погодження і загальному аналізі електричного кола, частиною якої є схема заміщення п'єзоелектрика. Але питання механічної та електричної міцності, оптимального конструювання (особливо для об'єктів, описуються не скалярними моделями) залишаються за рамками теорії електричних ланцюгів.

Великий клас завдань складають завдання про вісесиметричні коливання п'єзоелектричних тіл. Вісесиметричні коливання, будучи просторовими з фізичної точки зору, математично описуються двовимірними рівняннями. Нарешті, найбільш точні результати можуть бути отримані експериментальним шляхом. Одним з таких методів є метод виміру амплітудно-частотних характеристик для знаходження частот резонансу чи антирезонансу, які є маркерами наявності п'єзоefекту в досліджуваному матеріалі.

2. Векторний аналізатор «ОБЗОР-103»

Векторний аналізатор ланцюгів - це прилад, який вимірює характеристики проходження сигналу

через тестовий пристрій і характеристики відбиття сигналу від його портів.

Область застосування вимірювача - розробка, налаштування, перевірка різних радіотехнічних пристроїв і компонентів в лабораторних умовах і в умовах промислового виробництва, в тому числі в складі автоматизованих вимірювальних стендів.

Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі складається з вимірювального блоку, двох вимірювальних секцій, спрямованого відгалужувача.

Наші виміри були зроблені за допомогою приладу ОБЗОР-103 (рис 1).



Рис 1. Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі та відображення (векторний аналізатор ланцюгів) ОБЗОР-103.

Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі або векторний аналізатор ланцюгів призначений для вимірювання S - параметрів радіотехнічних пристроїв. Вимірювані параметри включають комплексний коефіцієнт відбиття S_{11} і комплексний

коефіцієнт передачі S21. Для індикації вимірюваних S - параметрів використовуються наступні формати: логарифм амплітуди, фаза, ГВЗ, КСВ, реальна і уявна частини, розширена фаза, лінійна амплітуда, потужність, полярна діаграма і діаграма Вольперт - Сміта.

Кожен S-параметр містить амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну (ФЧХ) характеристики тестового пристрою у відповідному напрямку.

Щоб отримати інформацію про S-параметри, досліджуваній пристрій необхідно ввімкнути в вимірювальний тракт приладу і подати на нього сигнал, промодульований по одному з параметрів (амплітуді, частоті або фазі). Сигнал, що пройшов через досліджуваній пристрій або відбитий від нього, несе корисну інформацію про його властивості, для вилучення якої необхідно цей вимірювальний сигнал порівняти з деяким вихідним (опорним) сигналом. Отже, схема аналізатора ланцюгів повинна містити вимірювальний і опорний канали та перетворювач інформаційних сигналів. При цьому реалізація будь-якого методу вимірювання фази S-параметрів вимагає порівняння невідомої фази вимірювального сигналу (відбитого від випробуваного пристрою або що пройшов через нього) з фазою якогось когерентного опорного сигналу.

Для визначення характеристик різноманітних досліджуваних пристроїв в їх повних робочих діапазонах частот необхідно, щоб

векторний аналізатор ланцюгів дозволяв проводити вимірювання в досить широких і регульованих смугах частот з відображенням інформації на екрані монітора, тобто проводити панорамні вимірювання з можливістю регулювання ширини частотної смуги перегляду і вимірювання потрібних характеристик.

Коефіцієнт відображення і коефіцієнт стоячої хвилі служать для оцінки узгодженості або збігу комплексних опорів джерела, навантаження і лінії передачі.

Характеристики приладу:

1. Вимірювані параметри: комплексний коефіцієнт відбиття S11, комплексний коефіцієнт передачі S21;
2. Діапазон частот від 0,3 до 1500 МГц;
3. Динамічний діапазон більше 130 Дб;
4. Мінімальний час виміру однієї частотної точки 200 мкс;
5. Вимірювальні тракти: 50 Ом, 75 Ом.

3. Експеримент

В ході експерименту було досліджено напівпровідникові гетероструктури n-CdS/p-Cu₂S нанесені на молібденову фольгу. Основним досліджуваним об'єктом на присутність п'єзoeлектричних властивостей були плівки CdS. Молібденова фольга слугує нижнім струмознімальним контактом. В якості верхнього струмознімального

контакту ми використовуємо вироджений напівпровідник р-типу Cu_2S . Виміри було проведено на аналізаторі «ОБЗОР-103», зображення котрого представлено на рис.2.



Рис 2. Вимірювання за допомогою приладу «ОБЗОР-103».

За допомогою цього приладу було знято амплітудно-частотні характеристики плівок. Було знайдено області з резонансними піками, що є показником наявності п'єзоефекту. Приклади результатів вимірювання представлені на рис. 3 та рис. 4.

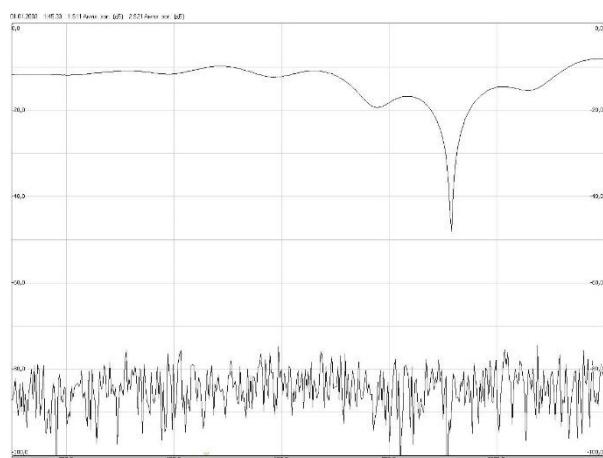


Рис. 3. Результат виміру АЧХ п'єзоплівки.

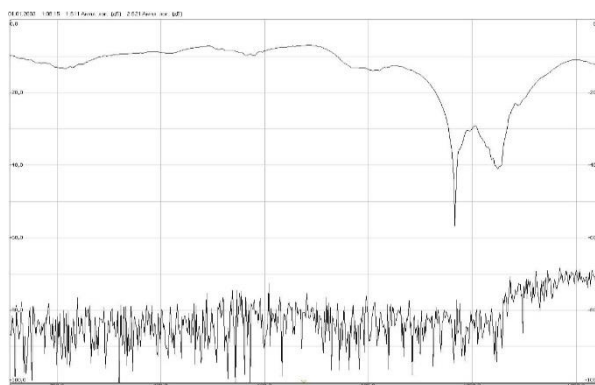


Рис. 4. Результат виміру АЧХ п'єзоплівки.

За результатами проведених вимірів було зафіксовано резонансні смуги в області частот від 950 до 1008 Гц. Отримані резонансні піки є антирезонансними (пік вниз) та резонансними (пік догори). Для характеристики зразків була розрахована добротність коливального контуру, який є моделлю об'єкта з п'єзоелектричними властивостями. Добротність було визначено за формулою:

$$Q = \frac{\omega_p}{\Delta\omega},$$

де ω_p – частота резонансу, а $\Delta\omega$ – діапазон частот вимірювань по рівню 0,7 від максимальної амплітуди резонансного піку. Результати вимірювань представлено в таблиці 1.

Таблиця 1. Характеристики коливального контуру (п'єзoeлемента).

Зразок	ω_p	$\Delta\omega$	Q
1	914	12	76,16
2	969	13	74,5
3	1008	74	13,62
4	987	13	76
5	950	56	17

З результатів розрахунків ми бачимо, що плівки CdS мають п'єзоелектричні властивості. Розбіжність в величинах добротності свідчить, що кристалічна структура плівок відрізнялась, тому що плівки були полікристалічні, і тому розмір і напрямок росту полікристалів відрізняється.

Висновки

Результати вимірів АЧХ гетероструктур n-CdS/p-Cu₂S показали, що плівки CdS мають п'єзоелектричні властивості.

УДК 53.082.73, 622.377.6, 666.655, 681.11.032.32, 681.586.35, 681.586.48

Дослідження п'єзоелектричних властивостей гетеропереходів на основі плівок A2B6

Клименко В.А., к.т.н., Семікіна Т.В., к.т.н. доц. Шмирьова Л.М.

Анотація: У роботі представлено основні етапи розробленої технології осадження п'єзоелектричних структур вакуумним методом термічного осадження в квазі-замкнутому просторі. Досліджено вольт-амперні характеристики (ВАХ) гетероструктур на основі плівок A2B6 в умовах вимірювання без тиску і при прикладанні тиску до структури. На основі зміни прямої гілки ВАХ зроблено висновок, що отримані гетероструктури володіють п'єзоелектричними властивостями.

Вступ

Розробки в області створення нових п'єзоелектричних перетворювачів є необхідними в зв'язку з різноманітними областями їх застосування. Так п'єзоелектричні перетворювачі використовуються [1]:

- в приладах для вимірювання параметрів механічних процесів, в тому числі: сили, акустичного і швидкозмінного тиску, лінійних і кутових прискорень, а також вібрації, ударів;
- в гідроакустиці і дефектоскопії як випромінювачі ультразвуку;

- для юстування дзеркал оптичних приладів та виконавчих елементів систем автоматики;
- в смугових фільтрах, лініях затримки, перетворювачах переміщення або приєднаної маси в частоту для датчиків рівня, щільності та ін. в якості п'єзоелектричних резонаторів, що найбільш ефективно випромінюють і приймають енергію на фіксованій резонансній частоті.

Як правило, в конструкціях п'єзоперетворювачів використовується об'ємний матеріал, що має п'єзоелектричні властивості. На даний момент найбільш широко використовуваними п'єзоматеріалами є [2,3,4]: титанат барію $BaTiO_3$, п'єзокераміка, метаніобат свинцю, титанат свинцю, багатошарові перовскіто-подібні з'єднання, метаніобати лужних металів. У зв'язку з тим, що йде загальна мінітюаризація електронних приладів і пристроїв, попереду стоїть завдання заміни об'ємних п'єзоматеріалів, використовуваних в конструкціях перетворювачів, на тонкоплівкові матеріали. Використання плівкових

матеріалів замість об'ємних має також привести до зменшення собівартості пристрою. Однак далеко не кожен матеріал можна отримати в плівковому виконанні. Так, наприклад, кераміку отримують за рахунок спікання порошків і в разі зменшення товщини шару керамічна плівка буде тріскатися. Тому актуальною є задача розробок технологічних прийомів, що дозволяють отримувати тонкі шари, що мають п'єзоелектричні властивості. Відомо, що плівки A_2B_6 мають п'єзоелектричні властивості.

Плівки A_2B_6 можуть бути отримані різними технологічними методами [5,6,7]. Найбільш широко використовуваними є хімічні методи отримання завдяки своїй дешевизні і можливості осаджувати плівки на великі площі. Однак в хімічних методах використовуються операції відпалу при високих температурах ($\sim 900 - 1000^\circ\text{C}$) протягом 30 хвилин і більше, що є неприйнятним в разі використання полімерних плівок або скла в якості підкладок. Тому в даній роботі розглядається вакуумний метод термічного випаровування. В роботі представлено опис розробленої технології отримання плівок A_2B_6 і гетеропереходів на їх основі методом термічного випаровування в квазізамкненому об'ємі. Отримані гетеропереходи на основі плівок: $\text{CdS} - \text{ZnS}$, $\text{CdSe} - \text{ZnS}$, $\text{CdS} - \text{CdTe}$ були раніше досліджені в якості фотоприймачів ультрафіолетового випромінювання [8-11]. У роботі представлена методика дослідження п'єзоелектричних властивостей даних

гетеро структур на основі виміру вольт-амперних характеристик (ВАХ) при прикладанні тиску.

1. Технології осадження в квазі-замкненому просторі

Технологія осадження плівок проходила в вакуумі 10^{-5} мм.рт.ст. Порошки матеріалів CdS , CdSe , CdTe , ZnS , ZnSe насипалися в кварцові ампули, які нагрівалися до температур випаровування даних матеріалів. Особливістю даної технології є те, що осадження плівок йде в об'ємі кварцового стакану. Геометрія цього стакану впливає на наступні технологічні чинники:

- Температуру підкладки;
- Насиченість парів матеріалів, з яких росте плівка;
- Енергія атомів, кластерів, іонів, що надходять до підкладки.

Змінюючи геометрію стакану та ампул можна суттєво впливати на властивості плівок, що осаджуються.

Від стакану, знизу, йдуть два кварцових трубки-відростки, всередину яких поміщається напилюваний порошок (в нашому випадку ZnS і CdS , CdSe , CdTe).

Кварцова колба встановлюється в спеціальне посадкове місце установки, накривається графітово-молібденовим екраном, і вся конструкція герметично закривається ковпаком.

- За допомогою двох насосів електродвигуна під ковпаком створюється і підтримується вакуум — $2\cdot 3\cdot 10^{-5}$ мм.рт.ст.

- Після створення вакууму виконується процес нагріву кварцової колби, та двох відростків. Температура контролюється за допомогою термопар. Завдяки нагріву ампул починається сублімація порошків матеріалів, котрі насипані в ампули.

Повний процес, включаючи нагрів, наплення та охолодження установки – займає 100 хвилин, із них:

1. Підкладинка - ситал знаходиться 25 хвилин в проміжку 196-228 °C.
2. Камера нагрівається 44-45 хвилин при температурах 550-554 °C.
3. ZnS – 25 хвилин підтримується при температурі 546-577 °C, після чого вона піднімається до температури сублімації, і на протязі 10 хвилин знаходиться при температурах 850-854 °C.
4. CdS – 39-40 хвилин нагрівається при температурі 780-783 °C.

Мікропроцесорний модуль Tritan 6000 перетворює показники чотирьох термопар і виводить їх на екран графіком температурно-часової залежності.

Після завершення процесу осадження структур вакуумна установка вимикається.

Із охолодженої установки отримуємо зібрану конструкція вже із напленими шарами ZnS и CdS на молибден, після чого вона відправляється в схожу за принципом роботи установку, де так само під

високим вакуумом відбувається нанесення контактного шару на основі напівпровідника р- типу провідності Cu_xS .

Для осадження плівок CdTe, CdSe було використано інші температури сублімації та час осадження. Крім підкладинки ситалу з нанесеним на нього шаром молибдену, який був нижнім струмоз'ємним контактом, ми також осаджували структури на інші підкладинки, а саме кварцове скло, на яке було нанесено шар оксиду цинку ZnO.

2. Дослідження електричних властивостей гетероструктур

Отримані в результаті осадження структури були досліджені за результатами вимірів вольт-амперних характеристик без тиску та при прикладанні тиску. ВАХ знімалися за схемою, представленою на рис. 1.

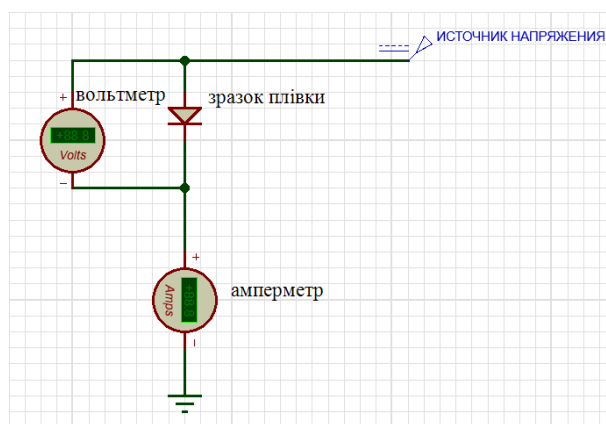


Рис. 1. Вимірювальна установка відтворена в середовищі Proteus.

Для перевірки наявності п'єзоефекту ми прикладали до структури тиск (рис. 2). Зверху ставилася металева шайба, яка

підтримувалася руками. Таким чином тиск кожен раз був однаковим від зразка до зразка.



Рис. 2. Процес прикладення тиску на плівку для перевірки наявності п'єзоефекту.

Схематичне зображення отриманих та досліджених структур представлено на рис. 3 та рис. 5.

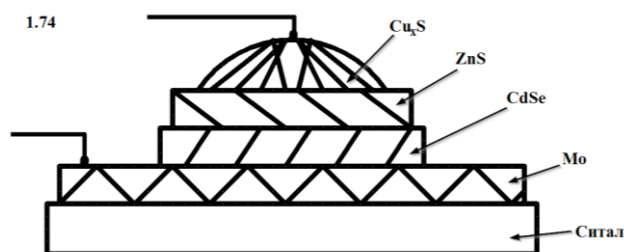


Рис. 3. Гетероструктура для зразку 1.74: n-ZnS; CdSe – n-тип; Cu_xS – p-тип (де $x=1.8 - 1.95$)

Отримані ВАХ представлено на рис.6 та рис.8. ВАХ мають вигляд діодних характеристик, що є показником того, що сформовано випрямний бар'єр між осадженими плівками n-типу та p-типу провідності, а оскільки ті матеріали різні, то ми маємо гетероструктуру. На представлених ВАХ видно, що гілка при прямому зміщенні реагує на прикладений тиск і зміщується вниз (струм стає меншим).

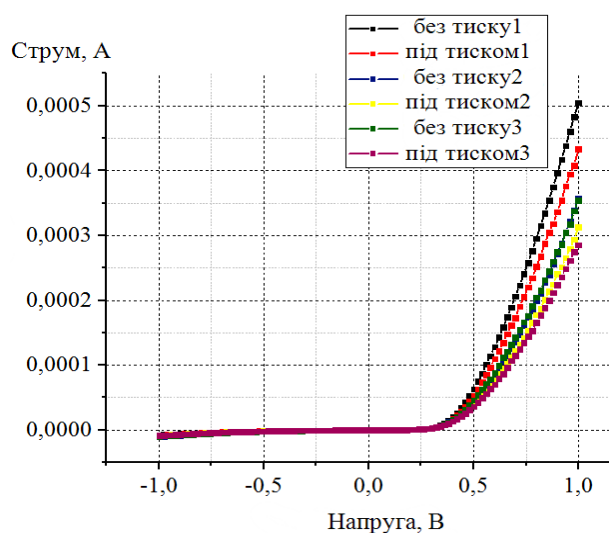


Рис. 4. Вольт-амперна характеристика для зразку 1.74 – ситал/Mo/CdSe/ZnS/ Cu_xS .

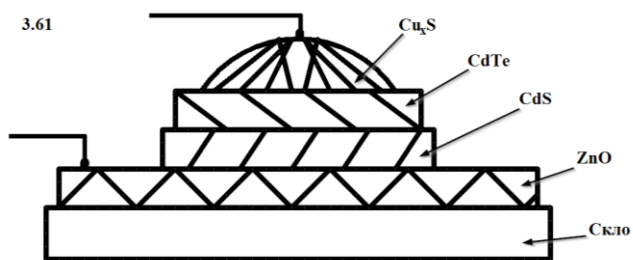


Рис. 5. Гетероструктура для зразку 3.61: CdS – n-тип; CdTe – p-тип; Cu_xS – p-тип

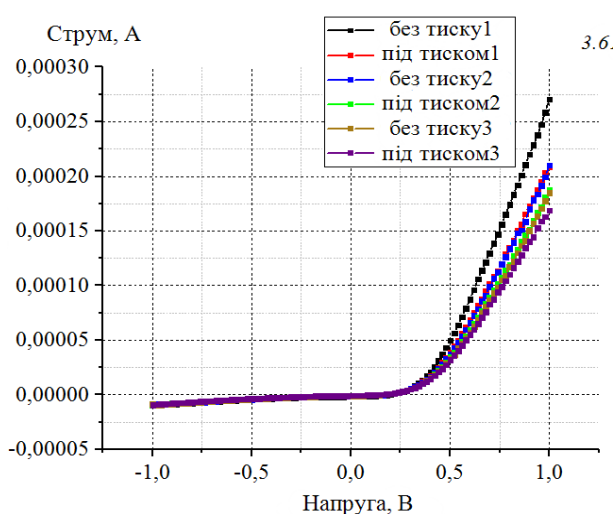


Рис. 6. Вольт-амперна характеристика для зразку 3.61 – скло/ $\text{ZnO}/\text{CdS}/\text{CdTe}/\text{Cu}_x\text{S}$.

Таким чином ми можемо стверджувати про наявність п'єзоефекту при спостереженні змін вольт-амперних характеристик зразків. Зразки мають п'єзоефект, тому їх доречно використовувати в конструкціях п'єзодатчиків.

Висновки

В результаті вимірювання ВАХ гетероструктур на основі плівок A2B6 при прикладанні тиску показано, що прямі ВАХ мають істотне відхилення, що говорить про те, що досліджені гетероструктури мають

п'єзоелектричний ефект. Подальші дослідження повинні бути спрямовані на вивчення п'єзоелектричних характеристик окремих плівок A2B6.

Подяка

Автори висловлюють подяку В. Косареву (Інститут фізики напівпровідників ім. В. Лашкарева Національної академії наук України) за приготування зразків, С. Мамікіну (Інститут фізики напівпровідників ім. В. Лашкарева Національної академії наук України) за допомогу при вимірі електричних характеристик.

Література

1. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. / [А.И. Морозов, В.В. Проклов, Б.А. Станковский] — М.: Радио и связь, 1981. — 184 с.: ил.
2. Яхонтова Л. К. Основы минералогии гипергенеза: [учеб. пособие] / Зверева В. П. — Владивосток: Дальнаука, 2000. — 331 с.
3. Gene H. Haertling. Ferroelectric Ceramics: History and Technology. / J. Am. Ceram. Soc. — 1999 — С. 797 — 818.
4. Пьезоэлектрическая керамика./ [Яффе Б., Кук У., Яффе Г.] — М.: Мир, 1974. — 289 с.
5. Goldade Victor. Полупроводниковые соединения группы AIBVI. [Електронний ресурс]: Полупроводниковые

- материалы и технология их получения. // Томский Политехнический Университет — Глава 12 — 184 Kb — 2004. [3]
6. Agarwal R. Lasing in Single Cadmium Sulfide Nanowire Optical Cavities. [Електронний ресурс]: Nano Letters 5 — С. 917 — 920 — 2005.
7. Георгобиани А.Н. Физика соединенный АПВVI. / М.К. Шейнкман — М.: Наука, 1986. — 284 с.
8. Ю.Н. Бобренко, А.М. Павелец, С.Ю. Павелец, В.М. Ткаченко, Коротковолновая фоточувствительность поверхностно-барьерных структур на основе переходов вырожденный полупроводник-полупроводник, Письма в ЖТФ 20 (12), 9 (1994).
9. S.Yu. Pavlets, Yu.N. Bobrenko, T.V. Semikina, K.B. Krulikovska, G.I. Sheremetova, B.S. Atdaev, M.V. Yaroshenko, Effective polycrystalline sensor of ultraviolet radiation, Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics 20 (3), 335 (2017).
10. Yu. N. Bobrenko, S. Yu. Pavlets, A. M. Pavlets, Effective Photoelectric Converters of Ultraviolet Radiation with Graded-Gap ZnS-Based Layers, Semiconductor 43 (6), 801 (2009).
11. Yu. N. Bobrenko, S. Yu. Pavlets, A. M. Pavlets, T. V. Semikina, N. V. Yaroshenko, Surface-Barrier Photoconverters with Graded-Gap Layers in the Space-Charge Region, Semiconductor 49 (4), 519 (2015).

УДК 621.396.2, 531.383

Системи діагностики земної поверхні для наземних безпілотних транспортних засобів

Курпас Д.В., Тищенко О.В., Бевза О.М.

Анотація – В даній статті описана система діагностики земної поверхні для безпілотних наземних транспортних засобів. Засвідчені основні проблеми, що виникають при використанні наземних безпілотних транспортів (НБТ) як по цивільних шляхах, так і по пересіченій місцевості. Саме наявність великої актуальності використання НБТ на сьогоднішній день, підштовхує до рішення цих проблем. Особливу увагу буде надано лазерній системі радару – лідар, адже ця система є вирішальною в безпілотному апараті, що визначає траєкторію руху апарату, шляхом сканування навколишньої місцевості. Тому некоректна робота лідару позначається на роботі усього НБТ. Описані деякі технологічні, конструктивні та економічні рішення, що підвищують якість роботи лідарів.

Крім того, описані варіанти, що допоможуть визначити тип переешкоди, що сканується лазерним методом. Це вбереже безпілотний апарат від зіткнень з цими переешкодами

Ключові слова – Лідар, GPS, інерційна система навігації, шаговий

двигун, лавинний фотодіод, лазерний діод.

Вступ

Останнім часом все частіше безпілотний транспорт використовується для рятувальних операцій, для матеріального постачання в важкодоступні місця, збирання інформації чи просто для використання безпілотного транспорту в побутових цілях. Застосування безпілотних апаратів значно спростить роботу та збільшить безпеку для людей, що приймають участь у різноманітних рятувальних або військових операціях.

Ринок безпілотних технологій знаходиться на стадії зародження, однак розвиток відбувається настільки стрімкими темпами, що не залишається сумнівів - безпілотне майбутнє вже настало. Так за прогнозами к 2028 році обсяг ринку роботизованих автомобілів складе мінімум 42 млрд. доларів, а частка робочих в світових продажах досягне 13%. К 2030 р. – до 77 млрд доларів [1].

Системи діагностики сучасного НБТ

Зазвичай, на наземні безпілотні апарати встановлюються датчики:

- LIDAR - далекомір оптичного діапазону
- Система стереозору
- Система глобального позиціонування (GPS, ГЛОНАСС)
- Гіростабілізатори або системи інерційної навігації

Кожна система датчиків є незамінною частиною НБТ, однак лазерний радар є одним з основних компонентів.

Лідар як прилад являє собою, як мінімум, активний далекомір оптичного діапазону. Скануючі лідари в системах машинного зору формують двовимірну або тривимірну картину навколишнього простору. Сталий переклад LIDAR як «лазерний радар» не цілком коректний, тому що в системах ближнього радіусу дії (наприклад, призначених для роботи в приміщеннях), головні властивості лазера: когерентність, висока щільність і миттєва потужність випромінювання - не затребувані, випромінювачами світла в таких системах можуть служити звичайні світлодіоди. Однак, для скануванні та побудові 3д карти місцевості застосування лазерів неминуче.

На рис. 1 представлені знімки, зроблені сучасною системою LIDAR.

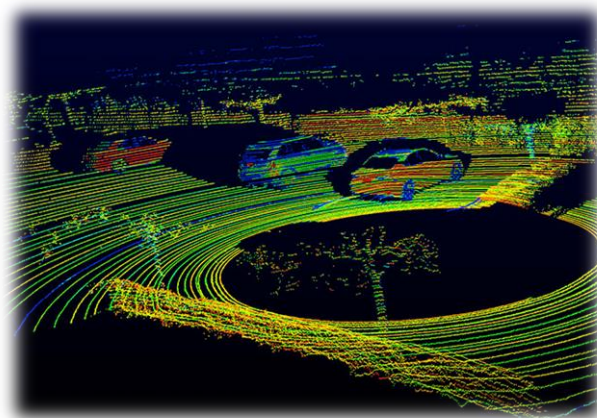


Рис. 1. Знімки, отримані лідаром

Сканування автомобілів та пройшло коректно, однак якщо звернути увагу на дерева можна помітити недоскановані області, не кажучи це про дроти, штирі, хаші та інші дрібні об'єкти. Саме ці об'єкти можуть мати не меншу загрозу ніж інші автомобілі та стіни.

Для рішення цієї проблеми потрібно для початку скористатися формулами, за якими визначається фактична відстань між сканером а об'єктом:

$$D = 0,5 \cdot c \cdot t \quad (1)$$

де c - швидкість випромінювання лазера, t - повне час проходження світлом шляху до точки відображення і назад (раундтріп). t визначається формулою (2) :

$$t = \frac{\varphi}{2 \cdot \pi} \cdot T \quad (2)$$

де φ - фазовий зсув, T - період сигналу.

На рис. 2. Представлена структурна схема розробленої системи для діагности земної поверхні. Вона

являє собою удосконалену систему 3д сканування поверхні.

Основна система складається з 64 лазерів інфрачервоного діапазону (905 нм).

Відбите світло проходить через окрему систему лінз і УФ-фільтр, необхідний для зниження фонового оптичного засвічення (збільшення відношення сигнал / шум). Лінзи прийомної системи фокусують відбите випромінювання на лавинний фотодіод, що генерує електричний сигнал, пропорційний інтенсивності оптичного.

Лазер і лавинний фотодіод юстуються на заводі-виробнику для забезпечення максимальної чутливості

при мінімізації перехресних сигнальних перешкод, утворюючи, таким чином, найбільш ефективну пару випромінювач-детектор. Відповідно до сили відбитого сигналу, прийнятим лавинним фотодіодом і схемою підсилювача, система змінює амплітуду лазерного імпульсу, підтримуючи мінімальний необхідний рівень випромінювання. Це автоматичне підстроювання потужності лазера, по-перше, знижує нагрів оптичного блоку і підвищує його надійність, а по-друге, не дає детекторам увійти в режим насичення

Вся система обертається з постійною частотою 600 об/хв, це дозволяє просканувати всі об'єкти під кутом 360°

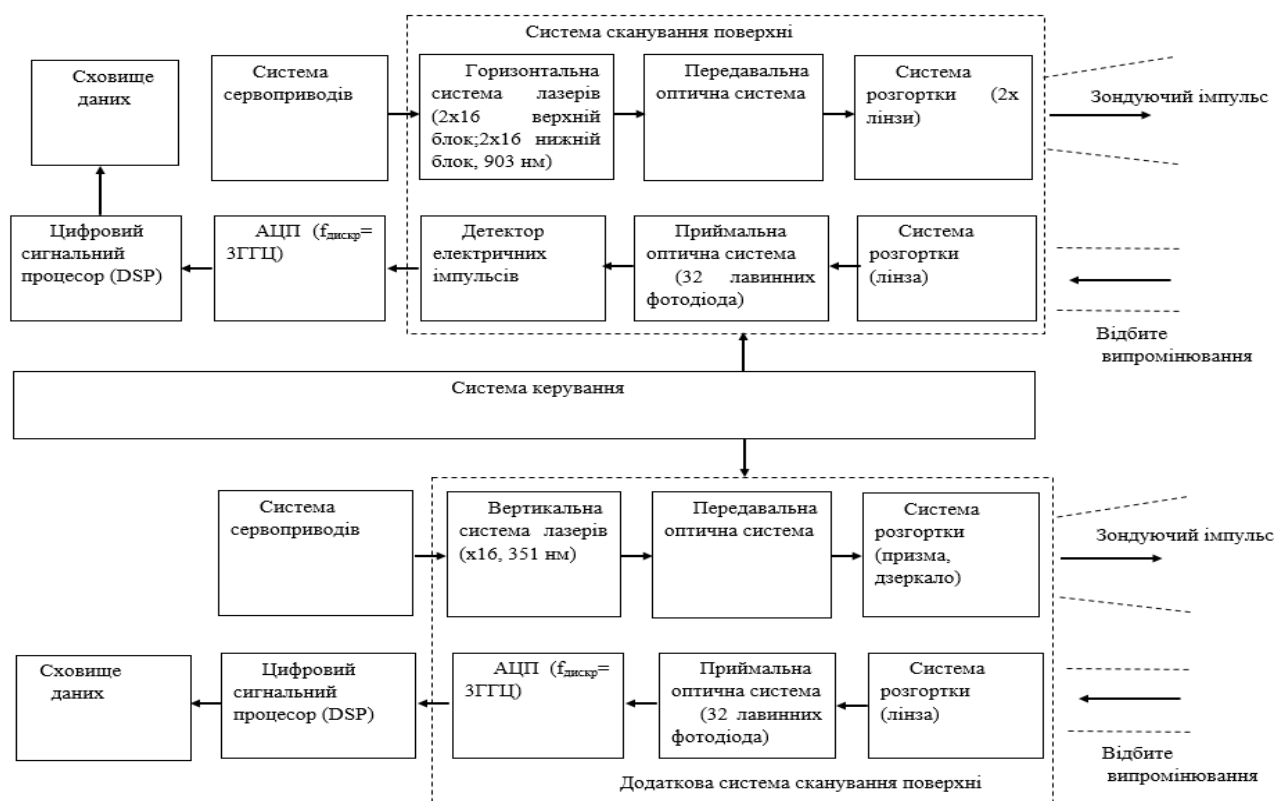


Рис. 2. Структурна схема системи діагностики земної поверхні

Додаткова система сканування представлена на рис. 3.

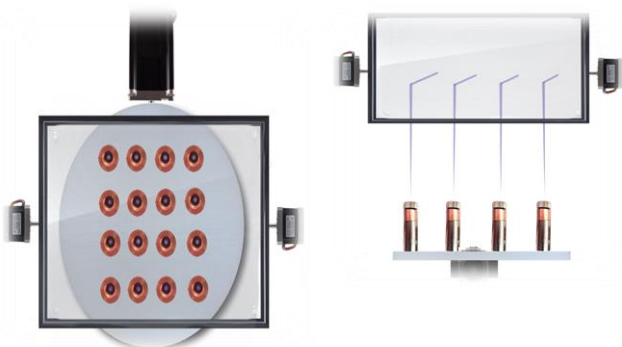


Рис. 3. Додаткова система сканування

Згідно властивостям електромагнітного випромінювання чим коротшою є довжина хвилі тим менше проявляється дифракція, а отже більша потужність відбитого сигналу буде прийнято. Тому джерелом випромінювання додаткового сканера буде лазер, що працює в ближньому ультрафіолетовому діапазоні. Послідовна зміна напрямку лінії візування, уздовж якої випромінюється оптичний сигнал, здійснюється за допомогою рухомого дзеркала. Це дзеркало повертається на обмежений кут (кут огляду) навколо осі, що лежить в його площині і, як правило, паралельної напрямку руху пристрою. Хитання дзеркала дозволяє сканувати цільову область простору і формувати сцену потрібної ширини, яка визначається кутом гойдання.

Підсистема на основі дзеркала, що хитається створює вертикальну синусоїдальну розгортку. При цьому частота коливання обернено пропорційна заданому куту огляду (ширині сцени).

Горизонтальна розгортка здійснюється шляхом обертання підкладки, на якій встановлені 16 УФ лазерів. Ця система значно збільшить вірогідність визначення дрібних об'єктів.

В якості джерел випромінювання в ІЧ та УФ діапазоні використовуються потужні напівпровідникові лазери AlGaAs 50 та 10 Вт відповідно). Лавинні фотодиоди на основі кремнію здатні працювати з діапазоном 350-1100 нм.

Визначення типу матеріалу

Як і будь-яке електромагнітне випромінювання, взаємодіючи з матеріалом, частина енергії лазерного випромінювання може проходити або поглинається цим матеріалом, або ж відбивається. Коефіцієнт відбиття - безрозмірна фізична величина, що характеризує здатність тіла відбивати випромінювання, що падає на нього. Кількісно коефіцієнт відбиття дорівнює відношенню потужності потоку випромінювання, відбитого тілом, до потужності потоку, що упало на тіло:

$$\rho = \frac{\Phi}{\Phi_0} \quad (3)$$

На табл. 1. Представлена таблиця, в якій наведені коефіцієнти відбиття світла видимого діапазону для деяких покриттів[2].

*Табл. 1. Коефіцієнти відбиття
 видимого світла для деяких покриттів*

Матеріал	Коефіцієнт відбиття, %
Скло прозоре	6-8
Мармур	70
Бетонне покриття доріг	20-25
Цегла	30-40
Дерево	28-40
Алюміній	55-60
Мідь	73
Фарфор	70-80
Асфальтове покриття доріг	15
Біла пластмаса	75-80

Знаючи коефіцієнт відбиття для різних поверхонь та величину потоку лазерного випромінювання можна визначити величину потоку, що попаде на фотодіоди. Фотодіоди перетворюють світло в електричний аналоговий сигнал за рахунок фотоефекту. Аналогові сигнали перетворюються за допомогою АЦП в цифрові. Далі в дію вступає процесор. Його можна запрограмувати таким чином, щоб він давав команду для руху НБТ лише в тому випадку, якщо процесор отримав сигнал потрібного рівня.

Для визначення типу матеріалу використано експериментальну установку, блок-схема якої показана на рис. 5.

Дана установка вміщує в себе лазерні випромінювачі 1 і 2 з частотою в діапазоні 0,6-0,7 та 0,9 - 1,0 мкм відповідно, які генерують потужне випромінювання на досліджувану поверхню 3. Лавинний фотодіод 4 з'єднаний зі входом схеми порівняння 5, к іншому входу під'єднаний блок опорного рівня. Блок 7 являє собою схема ідентифікації поверхні (АЦП та процесор).

Вимірювання коефіцієнта відбиття відбувалося зі застосуванням еталонних матеріалів, що знаходились під ІЧ випромінюванням (905 нм) [3].

Метод вимірювання полягає в визначенні контрасту яскравості в двох спектральних діапазонах досліджуваних поверхонь, і полягає в наступному.

Перед проведенням експерименту необхідно для початку провести настройку вимірювача.

Ця настройка виконується таким чином: встановлюють 2 лазерних випромінювача з вказаною раніше діапазоном випромінювання та фотоприймач на одній базовій площині. Розміщують еталонну поверхню с коефіцієнтом відбиття приблизно 0,45 на фіксованій відстані d перпендикулярно оптичній осі випромінювання. Ця відстань встановлюється таким чином, щоб отримати максимальну ефективність прийому відбитого випромінювання.

Призводять випромінювачі к одному рівню потужності і куту розподілу.

Реєструють вихідні напруги фотодіода $U_{\text{фд}}(\lambda_1)$ та $U_{\text{фд}}(\lambda_2)$, що відповідають коефіцієнту відбиття від еталонної поверхні при двох довжин хвиль, і розраховують величини опорного рівня.

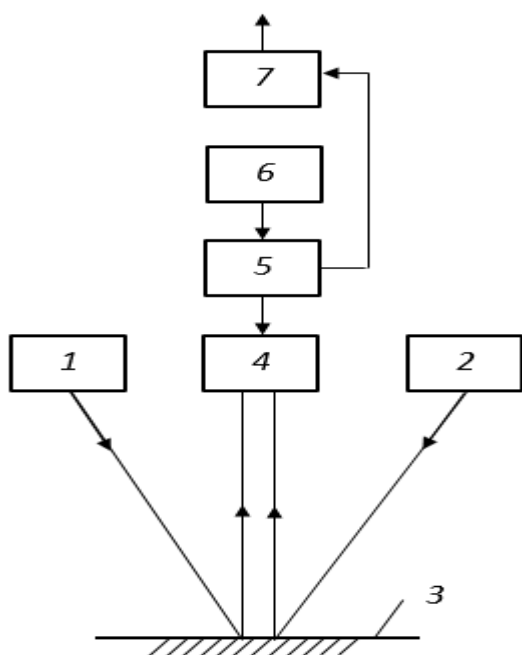


Рис. 5. Блок-схема установки для вимірювання коефіцієнта відбиття

Після процесу настройки приладу відбувається безпосередньо процес визначення типу поверхні в заданому порядку.

Вимірювальний пристрій встановлюють на відстані d от досліджуваній поверхні так, щоб оптична вісь приладу була нормально до неї. Послідовно вимірюючи фото-відповідь на двох довжинах хвиль, потім обчислюють контраст яскравості K_L для даної поверхні і порівнюють з опорним рівнем K_{LO} .

Середній контраст яскравості визначається наступним чином:

$$K_L(\Delta\lambda_1, \Delta\lambda_2) = L_{ni}(\Delta\lambda_1) - L_{ni}(\Delta\lambda_2) \quad (4)$$

Де L_{ni} – середня яскравість i -ї типу поверхні

Яскравість поверхонь при активному зондуванні потоком випромінювання визначається:

$$L_{ni}(\Delta\lambda) = \rho_{\Delta\lambda} \cdot \frac{E_{\Delta\lambda}}{\pi} \quad (5)$$

де $\rho_{\Delta\lambda}$ – коефіцієнт відбиття поверхні;

$E_{\Delta\lambda}$ - освітленість поверхні, що створюється випромінювачем з яскравістю $L_{0\lambda}$ та визначається дальністю d .

Отже, згідно формул (4) та (5), яскравість поверхні в визначеному спектральному діапазоні залежить від його коефіцієнта відбиття. Контраст яскравості при цьому в двох спектральних діапазонах визначається різницею відповідних їм коефіцієнтів відбиття.

Метод базується на статистичних даних о спектральному коефіцієнту відбиття ряду природних поверхонь (рис. 6.).

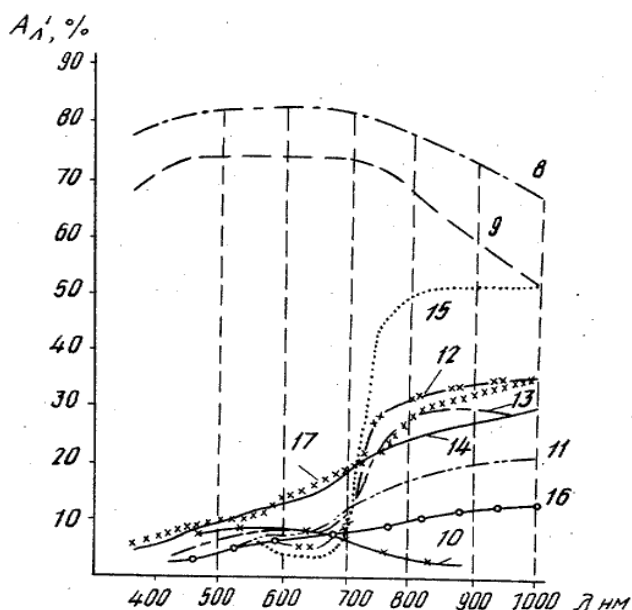


Рис. 6. Спектральна характеристика коефіцієнта відбиття різних поверхонь.

На рис. 6. Позначено: крива снігу з льодовою кіркою 8; крива снігу крупна-зернистий 9; 10 – крива водної поверхні озера; 11- крива вологого ґрунту; 12- крива силосної кукурудзи; 13 – крива високої зеленої кукурудзи; 14 – крива пожовтілої кукурудзи; 15 – крива високої трави; 16 – крива чорнозему; 17 – крива гірки зі злаків.

Аналіз даних в діапазоні ІЧ (905-1054 нм) показав, що величина коефіцієнта відбиття і характер спектральної кривої діляться на 3 групи: коефіцієнт відбиття в районі 5-15% відповідає твердому дорожньому покриттю та більш прозорих поверхонь при цьому криві більш монотонні. 10-35% відповідає рослинності, де спостерігається скачкообразний приріст кривих. Для снігу та інших світлих поверхонь маємо високий показник відбиття 80-55% з монотонно спадаючою кривою.

Отже за такими групами можна провести селективне сортування між групами об'єктів. Потрібні досліді необхідно виконати для дерев'яних, металевих, пластмасових та інших поверхонь з декількома ітераціями для забезпечення оптимальних результатів.

Основні енергетичні параметри фотодіода визначається шляхом підстановок. При цьому оптичні характеристики приймально-передавальної системи, зовнішнього середовища та відстані приймаються постійними. Тоді:

$$\Phi_{\text{вх}} = \frac{\tau_c \cdot A_{\text{вч}} \cdot A_{\text{вх}} \cdot L(\Delta\lambda)}{I^2} \quad (6)$$

де $\Phi_{\text{вх}}$ – світловий потік на вході фотодіода;

τ_c - коефіцієнт пропускання середовища;

$A_{\text{вч}} \cdot A_{\text{вх}}$ – площі видимої частини відбиваючої поверхні і вхідної зіниці фотодіода відповідно;

Відомо, що амплітуда вхідної напруги фотодіода:

$$U_{\text{фд}} = S\Phi_{\text{вх}} = \frac{S \cdot E \cdot \tau_c \cdot A_{\text{вч}} \cdot A_{\text{вх}} \cdot \rho_{\Delta\lambda}}{I^2 \cdot \pi} \quad (7)$$

Де S – інтегральна чутливість фотодіода.

Підставивши формули (4) та (5) в формулу (7) отримаємо:

$$K_L(\Delta\lambda_1, \Delta\lambda_2) =$$

$$= \frac{I^2}{S \cdot \tau_c \cdot A_{вч} \cdot A_{вх}} \cdot (U_{фд1}(\Delta\lambda_1) - U_{фд2}(\Delta\lambda_2))$$

(8)

Це співвідношення показує, що контраст яскравості досліджуваної поверхні в двох спектральних діапазонах визначається різницею амплітуд напруги та інших параметрів лавинних фотодіодів та коефіцієнту пропускання середовища.

Надалі, процесор буде оброблювати ці групи спектральних характеристик та визначати наступні заходи. Наприклад, при наявності твердої перешкоди забезпечити об'їзд з можливих боків. При наявності рослинності проаналізувати наскільки ця рослинність є потенційною загрозою для НБТ. Якщо перед НБТ постає рідка поверхня – повністю уникнути її.

Висновки

Були проаналізовані основні проблеми, що виникають при роботі з НБТ в пересіченій місцевості, особливо це стосується лазерного сканера як головної системи безпілота. На базі цих проблем, було знайдені рішення щодо поліпшення якості сканування, шляхом застосування систем ІЧ та УФ лазерів з горизонтальними та вертикальними розгортками. Розроблена система має такі характеристики:

- Горизонтальний огляд: 360°(ІЧ), 30° (УФ)

- Вертикальний огляд: 41.3° (ІЧ), 60° (УФ)
- Кутова роздільна здатність: 0.4°
- Частота кадрів: 10Гц
- Дальність сканування: до 60м

Ці характеристики відповідають технічному завданню, а саме покращення кутової роздільної здатності за рахунок застосування додаткових систем; збільшення дальності сканування.

Було застосовано методику щодо визначення типу матеріалу, шляхом визначення контрасту яскравості та їх розподіл по спектральних групах. Це дозволить відокремити ці групи по ступеням загрози для НБТ, з подальшим проведенням заходів щодо його безпечної експлуатації як в пересіченій місцевості так і громадських місцях. Наприклад, заборонити рух НБТ або направити його іншою траєкторією, зменшити або збільшити швидкість пересування, застосувати допоміжні пристрої, тощо.

Однак, для забезпечення оптимальних результатів необхідно провести ще дослід з іншими матеріалами, зробити статистичні дані, які згодом будуть занесені в базу даних апарату, провести аналіз щодо можливих похибок та помилок як при вимірюванні типу матеріалу, так і при скануванні поверхні. Необхідно також провести економічний аналіз усіх існуючих лідарів заради визначення оптимальної цінової політики.

Література

1. Перспективы рынка беспилотных автомобилей на 5 лет [Электронный ресурс] // BesPilot.ru. – Режим доступа: <https://bespilot.com/sprojects/139-perspektivy-rynka-ba-na-5-let> – Назва з екрана.
2. Влияние цвета поверхностей помещения на расчет освещенности [Электронный ресурс] / А. Гайдай // e27.ua . – Режим доступа: <https://e27.com.ua/ua/blog/2017-05-03-vliyanie-cveta-poverkhnostey-pomeshheni.html> – Назва з екрана.
3. Черешанский В.А. Способ определения вида естественной подстилающей поверхности / В.А. Черешанский, И.А. Иванченко. – Одесса: Одесский государственный университет им. И.И. Мечникова, 1990.
4. Лазерні технології та комп'ютерне моделювання. Л.Ф. Головка. – К.: Вістка, 2009.
5. Гаращук В.П. Основы фізики лазерів. Навчальний посібник для студентів нехімічних спеціальностей ВНЗ / В.П. Гаращук. – Видавництво «Пульсари», 2012.

УДК 537.876, 621.315.55

Частотно-селективні метаматеріали для STEALTH технології

Леоненко О.М., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.

Вступ.

Частотно-селективні матеріали - це широкий клас пристроїв, що використовуються як в Stealth технології, так і при вирішенні задач електромагнітної сумісності.

В даний час Stealth-технологія широко використовується для створення малопомітних об'єктів (кораблів, літаків, наземної техніки і т. п.). Кількість публікацій на цю тему щорічно перевищує 1000 найменувань, і кожна з них посвячена окремим випадкам цієї технології.

У данній роботі буде зроблено огляд частотно-селективних метаматеріалів у виді металевих сіток, нанесених на прозорі (для радіохвиль) плоскі тонкі листи.

Частотно-селективні поверхні.

Металева сітка наноситься на лист, як правило, способом друкованого монтажу, хоча можливі й інші варіанти. Прикладом найпростішої частотно-селективного поверхні є плоска решітка, що складається з однаково орієнтованих дипольних відбивачів (див. Рис. 1, а).

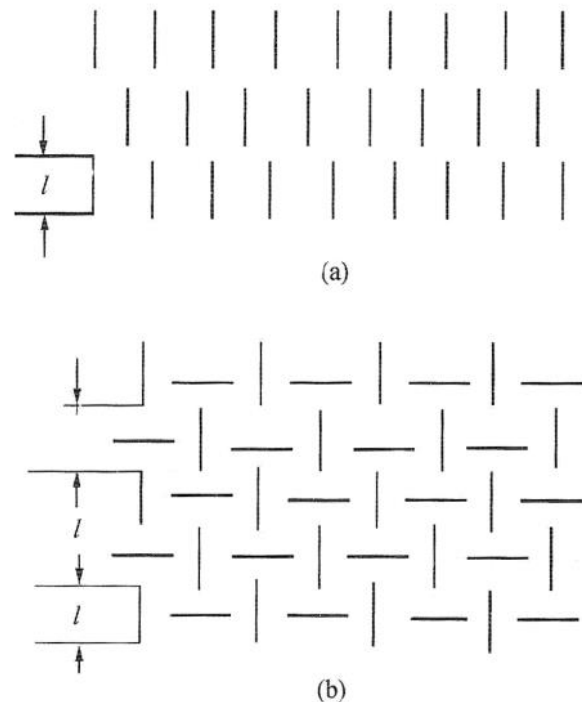


Рис 1. Типи частотно-селективних поверхонь. [2]

Крім решіток з непересічних диполів в частотно-селективних поверхнях використовуються решітки з диполів, розташованих по нормалі один до одного (рис. 1, б), решітки з замкнутих або розімкнутих кілець і Омега-структур.

Розглянемо більш докладно процес відображення радіохвиль від частотно-селективного поверхні, зображеної на рис. 1, а. Коефіцієнт

відбиття від такої решітки при узгодженій поляризації матиме вигляд [3, 4]:

$$\rho \approx \frac{60\lambda l \sin(kl)}{(kl)|z|} \left[\frac{\sin(kl)}{kl} - \cos(kl) \right] \quad (1)$$

де z - повний імпеданс на випромінювання симетричною дипольної антени; інші позначення зрозумілі з рис. 1.

Формула (1) показує, що частотно-селективна поверхня має максимальну відбивну здатність при мінімальних значеннях імпедансу. Недоліком розглянутої частотно-селективного поверхні є сильна залежність відбивної здатності поверхні від поляризації. Якщо при узгодженій поляризації коефіцієнт відбиття визначається формулою (1), то на кросовій поляризації коефіцієнт відображення близький до нуля.

Інший тип частотно-селективного поверхні, рис. 1, б не залежить від вибору напрямку поляризації, залишаючись як і раніше резонансною структурою. Точне рішення задачі в даному випадку пов'язане з рішенням інтегрального рівняння і призводить до дуже громіздким рядів по спеціальних функцій.

Тому аналіз характеристик відбиваючих такої поверхні виконаємо шляхом розрахунків коефіцієнта відбиття, варіюючи параметрами решітки. Розрахунки за програмою [5] призводять до результатів, зображених на рис. 2.

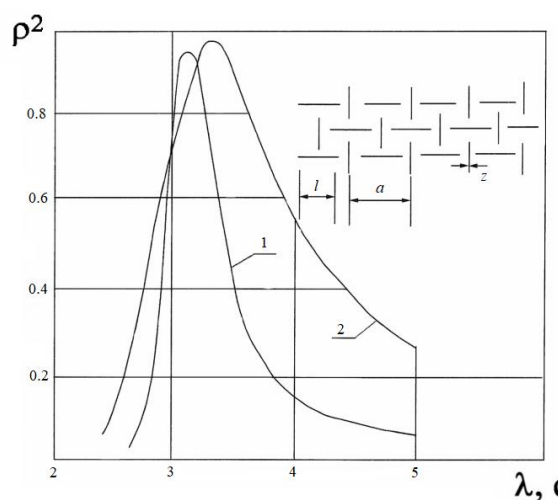


Рис. 2. Залежності коефіцієнта відбиття частотно-селективної поверхні від довжини хвилі поля.

Крива 1 для зразка з параметрами:

$l = 13$, $a = 26$, $r = 2$; крива 2 для зразка з параметрами: $l = 16$, $a = 22$, $r = 2$.

У правому верхньому куті рис. 2 зображена структура поверхні і її параметри. Ми бачимо, що зрушення робочої частоти частотно-селективної поверхні відбувається за рахунок зміни довжини диполів, а ширина резонансної кривої в більший мірі залежить від кроку решітки. Обидва цих параметра взаємопов'язані і обидва вони впливають на робочу частоту і ширину резонансної кривої.

Інші типи решіток, зображені на рис. 1, мають подібні властивості. Як і в випадку (рис. 1, а) визначальний вплив на робочу частоту надає вибір довжини диполів або периметра кілець, а ширина резонансної кривої і раніше визначається кроком решітки.

До сих пір ми цікавилися одношаровими частотно-селективними поверхнями. Однак здобули популярність і багат шарові решітки, зокрема подвійні ґрати. Такі решітки мають ще один параметр - відстань між площинами решіток; вибираючи його кратним довжині хвилі поля, можна створювати частотно селективні поверхні на дві робочі довжини хвилі.

Одношарові і багат шарові частотно-селективні поверхні знаходять застосування при конструюванні Stealth антен, і при вирішенні задач електро-магнітної сумісності.

Зокрема електромагнітна «розв'язка» двох близько розташованих антен може здійснюватися за рахунок постановки між ними екрану з двошаровою частотно селективною поверхню, що відбиває робочі частоти цих антен.

Висновки.

У роботі було розглянуто конструкцію і принцип роботи частотно-селективної поверхні на основі металевої решітки, що складається з дипольних відбивачів. Така поверхня дозволяє приховувати розташування об'єктів на деяких частотах.

Частотно-селективні метаматеріальні поверхні перш за все мають важливість у військових розробках для відбивання хвиль від радіолокаційних об'єктів.

Забезпечення ідеальної невидимості це складне завдання. Успішне її рішення багато в чому залежить від правильного поєднання теоритичних моделей з конструкціями, які будуються по законам будівельної механіки. Подальші дослідження спрямовані на порівняння різних конструкцій і розробки найоптимальнішої частотно-селективної поверхні.

Література

1. Алексеев А. Физические основы технологии STEALTH. — СПб.: ВВМ, 2007. — 284 с.
2. Casta and ath. “The electromagnetic propagation in multilayer dielectric periodic array structures”. IEEE Trans. 1993, AP-41 No. 10, pp. 1432–1438.
3. Aviation Week and Space Technologies, 1999, 150, с. 60.
4. Г. А. Гуменюк, В. А. Евдокимов, Ю. М. Кравченко. Танковый комплекс оптико-электронного противодействия. Защита и безопасность, 1999, № 3, с. 47–48.
5. B. Sh. Lande and E. A. Shtager. “Microwave Radar characteristics, including a Databank of sea vessels and surfaces”. 1995, Stafford, Virginia USA, Rekenthaler Technology Associates Corporation, 197 pp.

УДК 621.37-03

Метаматеріальні структури на основі газоплазмових утворень

Лізогуб М.В., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.

Розробка та дослідження електромагнітних метаматеріалів є важливим та актуальним питанням у теоретичній та технічній електродинаміці [1].

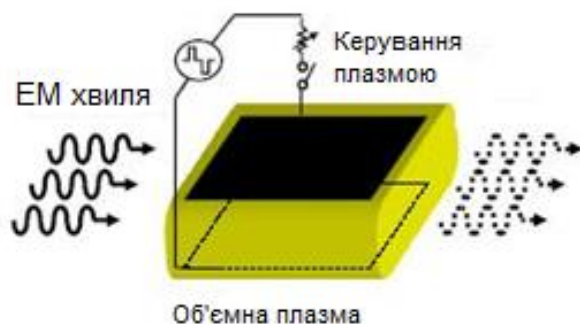
До метаматеріалів відносяться композиції з від'ємним показником заломлення, які складаються з нано- та мікроелектро/радіоелементів (у вигляді наностержнів, плівкових структур, кільцевих резонаторів (SRRs) або передаючих ліній), але й інші електромагнітні структури (наприклад, штучні діелектрики і фотонні кристали), якості яких перевершують індивідуальні властивості речовини структурних елементів. Також можна представити новий клас метаматеріалів на основі газо-плазмових утворень [1,2]. Тобто плазма газового розряду може виступати в ролі речовини, з якої можна будувати електромагнітні структури з новими матеріальними властивостями.

Регулювання параметрів штучного «плазмового» середовища, створеного за допомогою об'ємних дротяних ґраток, можна здійснювати шляхом зміни параметрів металевих ґраток. У випадку газо-плазмового «метаматеріалу», навпаки, плазма заміняє метал (або діелектрик), а

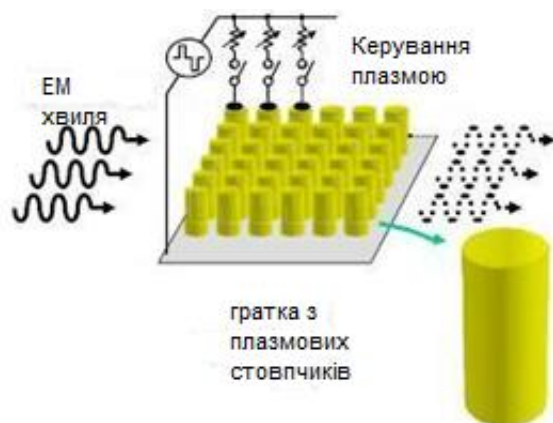
регулювання параметрів метаматеріалу можна здійснювати, змінюючи параметри плазми, у першу чергу – концентрацію плазмових електронів n_e . Зміна n_e призводить до зміни плазмової частоти ω_p і діелектричної проникності $\epsilon_{пл}$. При $\omega < \omega_p$ плазма не пропускає електромагнітну хвилю, тобто її проникність має від'ємний знак.

Газорозрядна плазма може бути не тільки у вигляді об'ємної речовини, а і у вигляді одиничних або масових мікроплазмових утворень. Загальновідомим прикладом утворення мікроплазми є коронний розряд на кінчику металевій голки. Можна створювати одно-, дво-, тримірні структури з мікроплазмових утворень, використовуючи мікроструктуровані електроди. Так як для генерації плазми має сенс застосовувати газовий розряд з ненакопичуваними електродами, то для визначення напруги його виникнення U_v використовуємо криві Пашена. У відповідності з ними робочий тиск газу p для мікророзмірних розрядів ($d \sim 100$ - 200 мкм) має бути високим, аж до атмосферного, якщо працювати в області мінімуму U_v , де $pd_{\min} \sim 1$ - 10 Па·м.

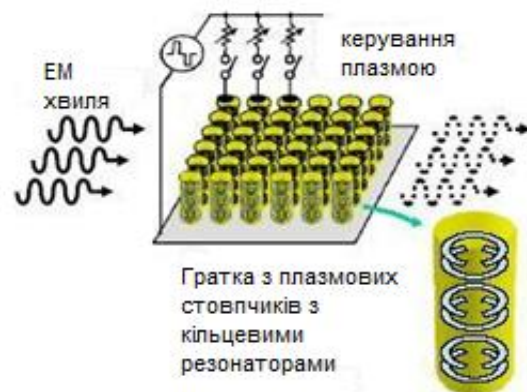
Відомим прикладом мікроструктурованої газорозрядної системи є плазмовий дисплей (плазмова телевізійна панель) з розмірами газорозрядних комірок 200-400 мкм та $n_e \sim 10^{13} \text{ см}^{-3}$, що відповідає $\omega_p \sim 30 \text{ ГГц}$. Звідси видно, що плазмовий дисплей можна вважати 2D метаматеріалом для гігагерцового діапазона. Історичними передумовами для створення плазмових метаматеріалів служать результати досліджень електромагнітних явищ у плазмі газового розряду та іоносфери, а також розробки плазмових антен, поглиначів високочастотної енергії і приладів плазмової електроніки. На рис.1 представлені схематичні конфігурації, які можна розглядати як плазмові метаматеріали.



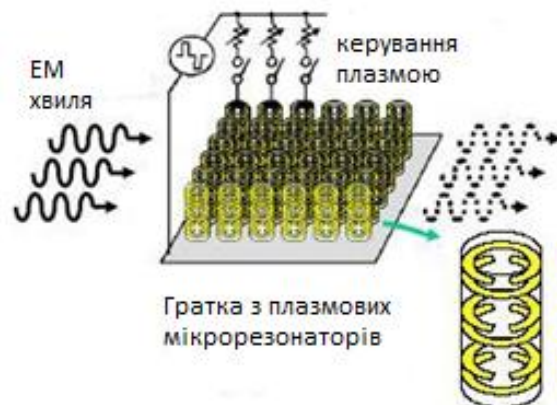
а)



б)



в)



г)

Рис.1. Плазмові конфігурації, на основі яких можуть бути створені плазмові метаструктури

На рис. 1.(а) зображено найпростіший випадок однорідної об'ємної плазми, яка добре вивчена і може застосовуватися в якості відбивача і поглиначя розповсюджуваних хвиль. Коли $\omega < \omega_p$, а частота зіткнень електронів з молекулами газу ν невелика, об'ємна плазма добре відбиває електромагнітні хвилі, які проникають в неї тільки на глибину скін-шару. Якщо $\nu \sim \omega$, а

імпеданс плазми узгоджений з імпедансом зовнішнього середовища, плазма працює як поглинач. Коли $\epsilon_{\text{пл}} = -1$ на достатньо різкій границі плазми, вздовж її поверхності може розповсюджуватися поверхнева хвиля, аналогічна поверхневим плазмовим поляритонам.

На рис. 1.(б) представлена схема 2D ґратки з плазмових і металевих частин (рис. 1.(в)). У ньому металеві частини представляють собою кільцеві SRR резонатори (магнітні елементи), поміщені в плазмові стовпчики (електричні елементи). Керування параметрами метаматеріалу може здійснюватися шляхом регулювання параметрів плазмового оточення навколо SRRs, і можна забезпечити отримання від'ємного показника заломлення для випромінювання. При збільшенні діаметрів елементів і відстаней між ними можна здійснювати перехід від метаматеріалу з геометричними параметрами, меншими за довжину хвилі до матеріалу типу фотонного кристалу з забороненою фотонною зоною, у якого постійна ґратка складає половину довжини хвилі.

Рис 1.(г) показує структуру чисто плазмового метаматеріалу, у якого конфігурації плазмових елементів обирається, виходячи з міркувань отримання заданої електромагнітної реакції. Зокрема на рисунку плазмові елементи мають конфігурацію кільцевих резонаторів.

Розглянемо переваги плазмових метаматеріалів перед раніше описаними металічними структурами.

Головною перевагою є можливість неперервно змінювати величину $\epsilon_{\text{пл}}(\omega_p^2, \nu)$ через незалежне керування значеннями $\omega_p(n_e^{1/2})$ та $\nu(p)$. Можна створювати структури з від'ємним заломленням у діапазоні від ГГц до ТГц.

Також можна керувати постійною ґратки (тобто величиною її періоду) і створювати різні конфігурації ґратки шляхом електричного ввімкнення/вимкнення окремих рядів або плазмових елементів ґратки.

Важливий аспект – можливість встановлення і отримання потрібного градієнту параметрів ґратки шляхом відповідного розподілення електричної потужності живлення окремих мікророзрядів.

Другий важливий аспект плазмових метаматеріалів – значна нелінійність характеристик, обумовлена нелінійністю залежності інтенсивності іонізації робочого газу і, відповідно, концентрації плазми від напруженості електричного поля. У результаті можна забезпечити генерацію вищих гармонік і отримання інших нелінійних ефектів.

Висновки

Плазмові структури потенційно здатні працювати при доволі високих рівнях потужності падаючої хвилі навідрізнено від звичайних напівпровідникових приладів, тому на базі плазмових метаструктур можна, наприклад, створювати фільтри і інші системи для роботи з потужним електромагнітним випромінюванням. Оскільки потужності падаючої хвилі

може бути достатньо для перебудови параметрів плазових метаструктур, можлива автоматична реалізація різних ефектів: від ефекта «невидимості» для технології «Стелс» до ефекта прозорості для плазових покриттів. Останнє важливо, наприклад, для збереження радіозв'язку між космічними апаратами і Землею, коли апарати спускаються на Землю і оточені плазмою через тертя повітря.

Плазові структури можна застосовувати для отримання плазми більш високої густини, так як при досягненні відповідних від'ємних значень магнітної проникності плазма

стає прозорою для випромінювання, яке глибоко в неї проникає і іонізує плазмоутворююче середовище. В іншому випадку плазма відбиває більшу частину зовнішнього випромінювання.

Література

1. Вольян О.Д., Кузьмичев А.І. Отрицательное преломление волн - 2012, -С. 271-275.
2. Sakai O., Tachibana K. Plasmas as metamaterials: a review // Plasma Sources Sci. techol. – 2012.-P.013001(1-18)

УДК 628.97

Світлодіодна система освітлення об'єкту в оптичному мікроскопі

Любченко В.С., к.т.н., проф. Циганок Б.А., Бевза О.М.

Вступ

Розвиток техніки освітлення за останнє десятиліття призвів до того, що ряд типів джерел світла газорозрядного та розжарювального типу були зняті з виробництва. В результаті цього, ще досить ефективно обладнання, до складу якого входять ці освітлювачі, виявилось під загрозою списання.

Дана робота присвячена заміні газорозрядного джерела світла тороїдальної форми в оптичному мікроскопі моделі SZM745 3.5x.

Розглянуто різноманітні типи освітлювачів в якості заміни стандартної лампи, можливості, що вони надають, переваги та недоліки.

Сьогодні ми є свідками та учасниками розвитку світлотехніки. Широкого розмаху набула заміна ламп розжарювання, електролюмінісцентних ламп та багато інших пристроїв на світлодіоди та флуоресцентні лампи. Однак, найперспективнішим видом освітлення, безумовно є світлодіодний. Світлодіодні технології безперервно прогресують і набувають все більшого застосування у будь-яких сферах та галузях освітлення. До того

ж, ці технології не мають принципової відмінності при використанні у зовнішньому чи внутрішньому освітленні. Слід додати, що

Постановка проблеми

Проаналізувавши сучасні літературні джерела та дослідивши технічні характеристики оптичних мікроскопів на виробничих лініях, було виявлено проблему в методах освітлення об'єкту, що полягає у великому використанні електричної енергії, неможливості регулювання яскравості світіння та дуже низькому значенню надійності освітлювальної системи. Нині освітлення об'єкту у оптичному мікроскопі моделі SZM745 3.5x на виробництві відбувається за моделі відбувається за допомогою газорозрядної лампи. Однак даний тип освітлення має великі значення коливань інтенсивності, що можуть бути пояснені зовнішніми магнітними полями, ерозією електродів та періодичним відхиленням дуги(флатер). Явище під назвою флатер виникає через конвекційні потоки у газах. А також використання даного джерела світла унеможливорює регулювання яскравості підсвітки об'єкту у мікроскопі

Мета та завдання розробки

Нова система освітлення об'єкту в оптичному мікроскопі повинна містити в собі регулювання рівня освітленості, мати досить високу надійність та мати низьке споживання енергії.

У оптичному мікроскопі для освітлення об'єкту можуть бути використані такі джерела світла[1]:

- Галогенова лампа – лампа розжарювання, у балон якої було додано буферний газ (пару галогенів бром або йоду)

Додавання галогенів дозволяє збільшити тривалість служби джерела світла порівняно із звичайною лампою розжарення. Також слід зазначити, про відсутність почорніння колби та зменшення розмірів. Даний вид ламп забезпечують дуже добре відтворення кольорів. Говорячи про недоліки цієї лампи найперше, про що слід сказати це необхідність дуже обережного поводження. Дана лампа потребує дуже обережного поводження, її не можна торкатися, мочити, протирати. Також нещодавні дослідження показали, що при використанні даних ламп відбувається випромінювання ультрафіолету в UVC діапазоні.

- Флуоресцентна/люмінесцентна лампа – газорозрядне джерело світла, світловий потік якого визначається світінням люмінофорів під впливом ультрафіолетового випромінювання розряду.

Неможливо спростувати факт, що ртутна флуоресцентна лампа є одним із найяскравіших джерел світла, які працюють у безперервному режимі. Даний вид джерела світла дуже наближена до ідеальної моделі точкового джерела світла. Однак ртутна лампа має дуже високу залежність від джерела напруги. Також використання ртутної лампи обмежують такі фактори, як малий термін використання (200 годин), значна зміна спектральних характеристик, що залежить від терміну її використання та необхідність чекати певний час між включенням лампи для достатнього охолодження.

- Металогалоїдні лампи – вид газорозрядного джерела світла, що відрізняється від інших тим, що для корекції спектральної характеристики дугового розряду у парах ртуті додаються галогеніди деяких металів.

Даний тип ламп гарно підходить для біологічних досліджень та має гарне рівномірне освітлення, що пояснюється конструкцією рідкого світловоду та конденсора. [2] Більш рівномірна спектральна характеристика у порівнянні із ртутною лампою та збільшений термін використання (2000 годин) є її основними перевагами і водночас причиною заміни ртутних ламп на дані.

- Світлодіодна система освітлення.

Безперечно можна стверджувати, що світлодіодні джерела світла є найперспективнішим направленням, що може бути використане у освітленні об'єкту у оптичному мікроскопі.

Однією з найбільших переваг використання світлодіодних систем є енергозберігання, що дозволяє скоротити витрати енергії, а тому і збереження коштів на підприємстві. Також неможливо не згадати, що до переваг світлодіодних систем освітлення відносять :

- Високу надійність
- Можливість регулювання яскравості освітленості
- Можливість виготовлення систем, що мають будь-який спектр випромінюваного світла

- Високий рівень безпеки та відсутність у складі системи токсичних речовин

Однак, основним недоліком даних систем є відносно висока ціна порівняно з іншими. Та слід зазначити, що у перспективі тривалого використання даних недолік повністю нівелюється.

Розробка системи освітлення

З вищенаведеної інформації можна зробити висновок, що найбільш перспективною системою освітлення, для даного типу задач є світлодіодні системи, що дозволяють при відносно низькому енергоспоживанні отримати високий рівень освітленості на об'єкті, а також, при необхідності, змінювати рівень його освітленості [3],[4].

Структурна схема розробленої системи складається з трьох основних блоків (Рис. 1).



Рис.1 Структурна схема приладу

Першим блоком є блок живлення, що складається із понижуючого трансформатора 220/30 та мостового

перетворювача, які використовуються для конструкції блока живлення на 24 вольти [5]. Прилад був реалізований

на мікросхемі LT1083[6] Принципова Рис.2
 схема даного блоку представлена на

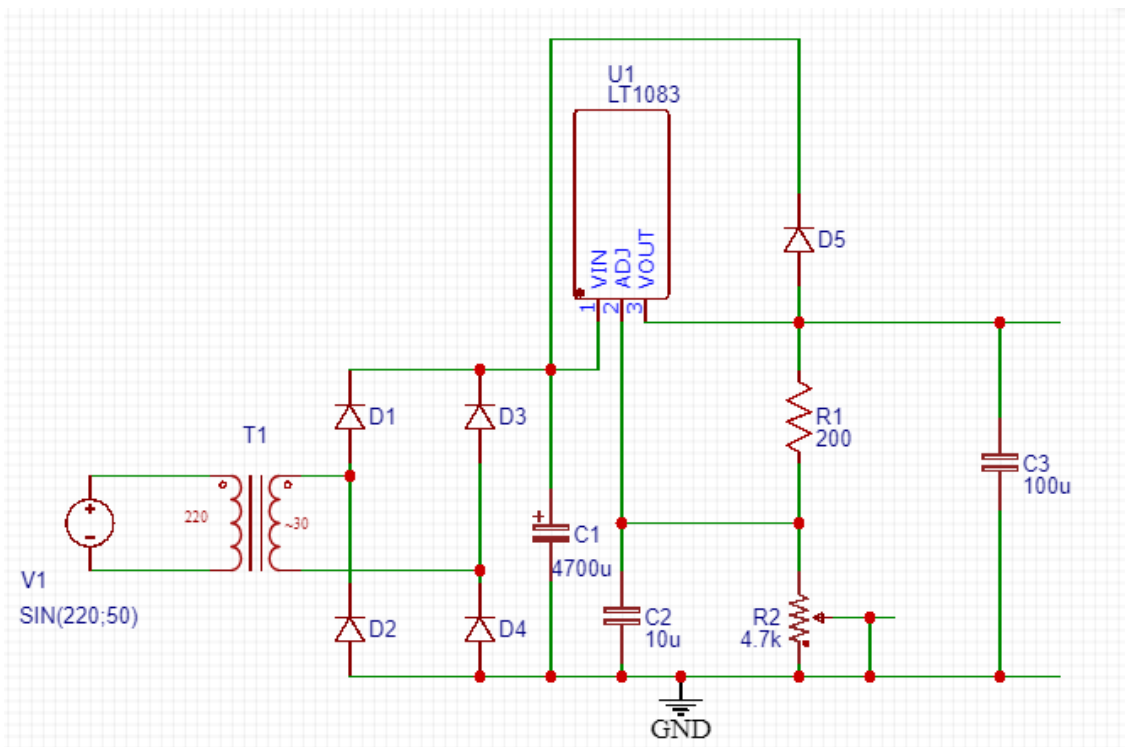


Рис.2 Схема електрична принципова блока живлення 24В

Другий блок це є світлодіодний драйвер – електронний пристрій, що стабілізує струм для живлення світлодіодів [7, 8]. Світлодіодний драйвер, основним параметром якого є струм живлення світлодіодів, був реалізований на мікросхемі LM3409. Принципову схему драйвера приведена на Рис. 3. Одним із технічних завдань, що були надані замовником є можливість регулювання яскравості світіння світлодіодів. Дана мікросхема дозволяє виконати дане завдання 4-ма методами. 2 методи є аналоговими, а інші 2 є методи ШІМ.

Суть аналогових методів полягає у підтримуванні постійного значення струму, що протікає через світлодіоди. Метод є простим, але має

свої недоліки, а саме зміну кольору випромінювання в залежності від значення струму.

ШІМ методи полягають у керуванні моментами включення та виключення струму через світлодіод. Однак слід зазначити, що методи ШІМ мають основний недолік. Сигнали, що посиляються із ШІМ генератора мають бути настільки швидкі, що людське око не повинне їх помічати, тобто їх частота має бути не менше 100 Гц

При порівнянні методів, я обрав рішення про використання аналогового методу дімування, шляхом додавання до конструкції змінного резистора на вихід мікросхеми під номером 2 (ADJ).

Блок освітлення буде встановлений у так званому «lighthouse» мікроскопа. Даний блок являє собою кільце, на якому симетрично розміщені світлодіоди задля отримання максимальної інтенсивності освітлення у центрі. При 12 підключених світлодіодах LED SMD2835 1Вт, світловий потік від кожного сягає приблизно 100 люменів[9]. Тобто можемо розрахувати силу світла за формулою: $I = \frac{d\Phi}{d\omega}$, де Φ – світловий потік, а ω – просторовий кут(кут світіння світлодіодів прийемо 120 градусів за номінальним значенням). Отже, маємо

$I = 382$ Кандел. Маючи значення сили світла, можемо перейти до освітленості, яка може бути виражена через формулу $E = I \cos(\frac{\gamma}{d^2})$; де d це відстань до точки, у якій ми шукаємо освітленість, а γ кут, що виникає між променем та перпендикуляром до поверхні на якій лежить точка освітленість якої ми шукаємо(для даної моделі мікроскопа візьмемо d рівним довжині штативу, для знаходження мінімальної освітленості при максимальному струмі через світлодіоди, тобто 240мм). $E = 377$ Люкс.

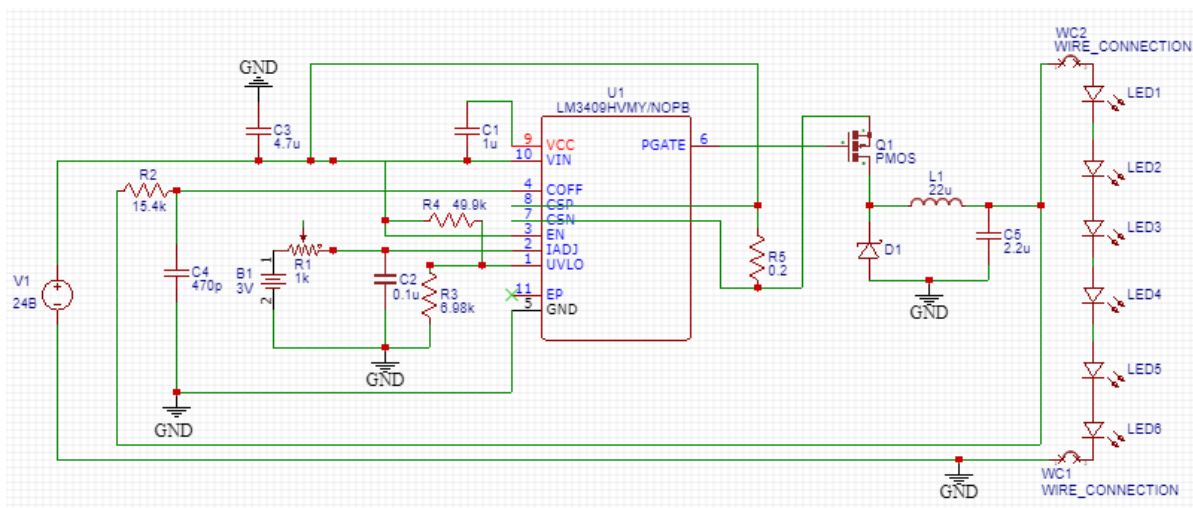


Рис.3 Принципова схема світлодіодного драйвера

Принцип дії приладу

На рис. 1 зображено структурну схему приладу. Принцип дії приладу полягає у тому, що першочергово вхідна напруга з промислової мережі надходить до блоку живлення 24В. Струм живлення проходить через понижуючий трансформатор 220/30 та подається на мостовий випрямляч. Далі випрямлена напруга потрапляє до стабілізатора, що реалізований на

мікросхемі LT1083. Згодом напруга подається на другий блок – світлодіодний драйвер. На якому відбувається стабілізація струму та функція димування (регулювання яскравості світіння світлодіодів) за допомогою входу мікросхеми LM3409 під назвою IADJ. Струм, який виходить із світлодіодного драйвера подається до блоку освітлення. Блок освітлення у свою чергу є платою із

світлодіодами, що виконують роль джерела світла[9].

Висновки

Розроблена система світлодіодного освітлення може використовуватися у оптичних мікроскопах на виробничих лініях, як заміна застарілих та знятих з виробництва газорозрядних джерел світла. Даний прилад має високі параметри надійності, можливість регулювання яскравості світіння, також він є екологічно безпечним та простим у ремонті. Слід також сказати, що дана система у перспективі довготривалого використання є дуже ергономічною та набагато дешевшою за інші. Розробка зроблена з максимальною доступністю для виготовлення та простоти експлуатації.

Література

1. Сравнение мощности светодиодных ламп, КЛЛ и ламп накаливания. Журнал LED_Journal. – 2019. - № 17.
2. Спектры излучения осветителей белого свечения и осветители на их основе Светотехника /[Коган Л.М., Гальчина Н.А., Рассохин И.Т., и др.] 2005. № 1. С.15 - 17.
3. Диммер для светодиодов и светодиодных лент: описание, применение и схемы

подключения. Журнал LED_Journal. – 2019. - № 29.

4. Владимир Рентнюк. Светодиод – такой знакомый и неизвестный. Часть 4. Основные проблемы и их решения. Журнал Chip News Україна с.12-с.20. – 2018.- №6
5. Юрий Раковций. Блок питания для мощных светодиодных осветительных приборов. Журнал Chip News Україна с.18-с.20. – 2012.- №4
6. Специфікація на мікросхему LT1083 [Електронний ресурс] <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/191654/linear/lt1083.html> - Назва з екрана.
7. Владимир Макаренко. Драйвер светодиодов с низким уровнем ЭМИ. Журнал Chip News Україна с.25-с.30. . – 2018.- №6
8. Специфікація на мікросхему LM3409 [Електронний ресурс]: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3409.pdf> https://eandc.ru/pdf/mikroskhema/lm117_lm317.pdf - Назва з екрана.
9. Светодиодные матрицы. Журнал LED_Journal. – 2019. - № 13.

УДК 621.385.69

Перетворювач частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях

Огуревич Я.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.

Принцип поєднання схеми синтезатора частоти з генератором, що керується напругою на кварцовому задавальному генераторі досить часто використовується як засіб для генерації надвисоких частот. Для реалізації даного задуму було винайдено (і продовжується пошук вирішення даного питання) безліч схем поєднання цих структурних компонентів, проте для стабілізації надвисоких частот необхідно застосувати діелектричні вискодобротні резонатори [1].

В свою чергу не стоїть на місці і розвиток приймально-перетворювальних систем, який призвів до пошуку рішення вдосконалення НВЧ-пристроїв, а саме: зменшення габаритних розмірів; збільшення продуктивності та забезпечення енергоефективності пристроїв. Застосування традиційних підходів для реалізації схеми опорного генератора, таких як поверхнево-акустичні хвилі або кварцовий задавальний елемент, не забезпечує вимог стабільності, а також завдає проблеми при переналаштуванні частот, що призводить до обмеженого застосування радіопристроїв, як наприклад обмеження в багатоканальності.

Пристрої на основі об'ємно-акустичних хвиль застосовуються для генерації та вибіркової сигналізації приймально-перетворювального обладнання та мають ряд наступних переваг над пристроями з використанням ПАХ, а саме:

- 1) Більша добротність;
- 2) Менший вплив зовнішніх полів;
- 3) Кращі властивості до "захоплення" акустичної енергії.

Для апаратури, що працює в діапазоні 2÷20 ГГц складно створити задовільні умови для роботи на основі ПАХ-хвиль та LC-компонентів.

Одним із варіантів вирішень даної проблеми є необхідність використання при розробці НВЧ – акустоелектричних пристроїв тонкоплівкової структури, товщина якої порівняно з довжиною акустичних хвиль, повинна бути в рази меншою.

На сьогоднішній день, представлена наступна класифікація опорних задавальних генераторів, а саме [2]:

1. ГKN – генератор керований напругою. Пристрій працює у діапазоні $1 \div 8$ ГГц, застосовуючи розв'язку на підсилювачі для польових транзисторів та діодів Ганна.

2. Даний вид генератора використовується з метою застосування в умовах перевантажень та можливого впливу високих температур.

3. Діелектричні резонатори – генератори, що стабілізовані по частоті. Такий вид потребує застосування високодобротних матеріалів, а також подільників та помножувачів частоти, що при зменшенні габаритів пристрою призводить до збільшення відносної нестабільності.

4. Кварцова стабілізація гетеродинного типу. Застосовується в радіоелектронному обладнанні бортових та наземних систем зв'язку і вимагає додаткових мір для поліпшення якості сигналу (віброзахист тощо).

5. Генератор на поверхнево-акустичних хвилях – забезпечує зменшення масо-габаритних показників, але прямо пропорційно збільшуються шумові складові сигналу зі збільшенням його частоти, що в свою чергу унеможлиблює їх застосування в НВЧ-приладах.

Розглянемо пристрій, однією із складових якого є джерело опорних коливань, де застосовується резонатор на об'ємно-акустичних хвилях (ОАХ). Даний вид високоінтенсивного джерела коливань не створює взаємного електромагнітного перекриття, що в свою чергу дозволяє

створювати суцільні монолітні схеми малoshумних опорних генераторів.

Існує декілька конструкцій плівкових резонаторів, проте найкращий серед них є резонатор з Бреґівським відбивачем (Рис. 1.), який призначений для ізоляції тонкоплівкового відбивача від підкладки. Такі резонатори переважно виконані на основі плівок молибдену та алюмінію, а в якості матеріалу п'єзоелектричного шару використовується оксид цинку. Електроди резонатора також виконуються з алюмінію. Зазвичай використовується 5 пар шарів молибдену та алюмінію. На добротність, в свою чергу, сильно впливає шорсткість поверхні плівок алюмінію, що є низькоімпедансним шаром резонатору і її підвищення небажане.

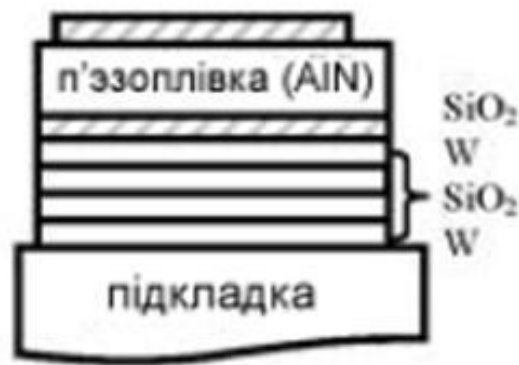


Рис. 1 Резонатор з Бреґівським відбивачем

Наявність фазових шумів в синтезаторі частот окрім опорного генератора залежать і від принципу побудови самого синтезатора, тобто від кілець автоналаштування частоти (ФАПЧ), або перетворювача частоти

керуючого генератора в колі зворотного зв'язку. Це призводить до множення частоти опорного генератора для перетворення сигналу.

Фазові шуми генератора визначаються шумовими характеристиками підсилювача та добротністю резонатора. Важливим параметром таких компонентів є крутизна фазочастотної характеристики. Для цього застосовується схема увімкнення зі складанням фазових зсувів окремих резонаторів [3] (Рис. 2.).

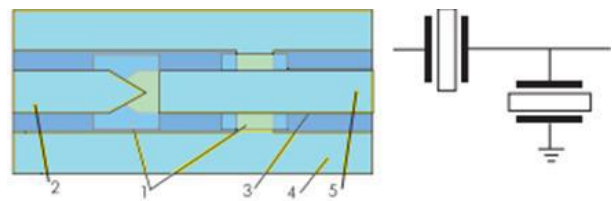


Рис. 2. Підвищена крутизна ФЧХ

де, 1 – плівка п'єзоелектрика, 2 – вхідна компланарна лінія, 3 – підкладка, 4 – екран, 5 – вихідна компланарна лінія

Модель НВЧ – синтезатора на ОАХ можна представити у такому вигляді (Рис.3)

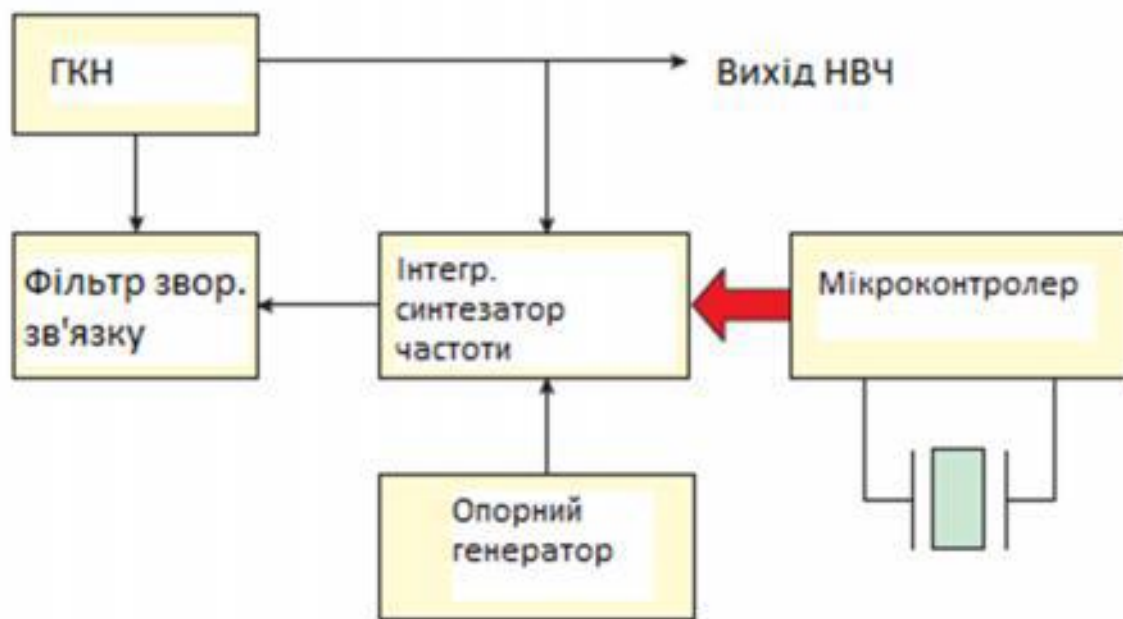


Рис. 3. НВЧ – синтезатор з ОАХ

Доцільно нанести еквівалентну схему ОАХ опорного генератора на основі RLC-компонентів (Рис.4).

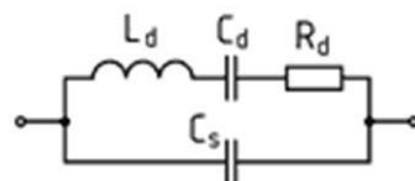


Рис.4. Еквівалентна схема ОАХ – генератору

де, L_d – динамічна індуктивність резонатора, C_d – динамічна ємність резонатора, R_d – опір резонатора, C_s – статична ємність резонатора.

Значення параметрів можливо розрахувати за формулами [4, 5].

$$C_m = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2} \quad (1)$$

$$L_m = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_m} \quad (2)$$

$$L_m = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_m}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d \times C_d}}$$

$$f_p = f_s \times \sqrt{1 + \frac{C_d}{C_s}}$$

$$F_0 = f_p - f_s$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_d}{C_d}}}{R_d}$$

де, f_s та f_p – частоти відповідно послідовного і паралельного резонансів; G_{max} – значення активної провідності на частоті послідовного резонансу, F_0 – частотний інтервал, Q – добротність резонатора.

Еквівалентну схему доцільно розглядати як систему, що володіє ступенями свободи, що коливаються з амплітудою механічних коливань, при яких не проявляються нелінійні

резонансні властивості, тобто резонатор можна розглядати як лінійну систему з симетричною резонансною кривою.

До спектру вихідних коливань синтезатора частот входять суцільні бокові смуги, що проявляються в результаті дії амплітудного і фазового шумів ГКН. Основний вклад у шумовий спектр синтезатора вносить фазовий шум, спектральна щільність дисперсії якого приблизно на 20 дБ вище, ніж спектральна щільність амплітудного. На вид вихідного спектру впливають ці елементи синтезатора, але найбільш суттєвим є шум опорного генератора.

Смуга пропускання системи ФАПЧ є одним з найважливіших параметрів синтезатора, і означає діапазон частот фазових флуктуацій опорного генератора, що передаються на вихід синтезатора.

Від смуги пропускання залежать параметри і характеристики синтезатора, такі як:

- 1) Вид шумового спектру;
- 2) Рівень паразитних дискретних складових спектру, обумовлених модуляцією основних коливань частотами від ГКН;
- 3) Стабільністю системи ФАПЧ;
- 4) Часу перехідних процесів при переналаштуванні частоти.

В електричній схемі резонатор збуджується на одній з обраних вищих гармонік. Можливе незначне переналаштування частоти за рахунок зміни ємності, послідовно увімкненої

у коло, у якому присутній резонатор, таким чином компенсується зсув частоти, точного під налаштування та синхронізації частоти НВЧ – генератора.

При побудові НВЧ – пристроїв, важливими є реальні значення коефіцієнту поглинання та шидкості поширення коливань в кристалічних пластинках та матеріалів тонких плівок, а також від матеріалу підкладки. Надзвичайно висока добротність генераторів об’ємно-акустичних хвиль практично співпадає з акустичною добротність матеріалу підкладки.

Висновки

Основними перевагами НВЧ – пристроїв на ОАХ є:

- 1) Більша добротність;
- 2) Менший вплив зовнішніх полів;
- 3) Кращі властивості до “захоплення” акустичної енергії.

Для побудови таких пристроїв доцільно створити високдобротні тонкоплівкові акустичні резонатори та фільтри, провести роботу в сфері пошуку більш придатних акустичних матеріалів та молекулярних структур, що будуть характеризуватися малими тратами при поширенні акустичних хвиль НВЧ, не зупиняти досліджень акустоелектронної нелінійності та знаходити умови генерації узьких

спектральних ліній в резонаторах на основі тонких плівок напівпровідників.

Література

1. Диелектрические резонаторы/М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятішев, Л.Г. Гассанов и др.; Под ред. М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.
2. Твердотільні НВЧ генератори малої потужності, 2012 р. Мальцев В.А., Мякинков В.Ю., Рудый Ю.Б., Горюнов И.В., Гусе А.П. Лебедев В.Н., Тыртышников А.В. Чугуй А.П. ФГУП НПП “ИСТОК” 191120, Россия, Московская обл., г. Фрязино, ул. Вокзальная, д. 2а
3. Монолитные генераторы СВЧ-диапазона, электроника: наука, технология, бизнес, А. Галдецкий, 4/2005
4. Глюкман Л.И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. – Л.: Энергия, 1969. – 269 с.
5. Soluch W. Scattering matrix approach to one-port SAW resonators // IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics? And Frequency Control Society. – 2000. – Vol. 47, no. 6. – P.1615-1618.

УДК 621

Аналізатор моніторингу серцебиття

Скуратовський В.І., к.т.н., доц., Михайлов С.Р.

Пропонується мініатюризований пристрій обробки біоімпульсів серцебиття за методом Холтера. Пристрій є мобільним, може використовуватися у якості стаціонарного та має більш широкі функціональні можливості порівняно з аналогічними пристроями.

Ключові слова: моніторинг, електрокардіограма (ЕКГ), метод Холтера, мікроконтролер.

1. Вступ

У всьому світі населення старіє, водночас зростає потреба на медичні ресурси. За оцінками ООН до 2025 р. кожна п'ята особа у всьому світі матиме вік більше ніж 60 років. Багато хто з цих людей живе в країнах, що розвиваються, де зростають стандарти життя та підвищується попит на медичні послуги для населення. У певній мірі вирішення цієї проблеми ресурсу означає збільшення кількості лікарів, лікарень, фармацевтичних засобів та інших елементів, традиційно пов'язаних з медичним лікуванням. Але навіть при наявності лікарень та необхідного медичного персоналу існує потреба в самостійному контролі стану свого здоров'я. Важливим фактором, який допомагає нам це робити як в клінічних, так і в домашніх умовах, є

електронні технології, включаючи такі, як біологічне спостереження та моніторинг стану здоров'я для використання вдома та в дорозі.

Даний пристрій пропонується для використання за методом Холтера – моніторингу стану електрокардіограм (ЕКГ) на протязі від декількох годин до 7 днів. Крім того він повинен працювати з датчиками, які повинні додаватися до показань ЕКГ.

2. Структура пристрою

Структурно пристрій являє собою стандартну версію пристрою для отримання ЕКГ, однак в його будові було дещо змінено. На рисунку 1 можна побачити структурну схему, в якій до звичних елементів додано декілька додаткових суттєвих елементів.

Розглянемо кожен блок пристрою.

Блок підсилення та фільтрування. Його завданням є зняття показань з розміщених на пацієнті електродів, підсилення та фільтрація шуму.

Для отримання необхідного придушення шуму недостатньо використовувати лише диференційний підсилювач з сильним придушенням синфазного сигналу. Навіть якщо

застосувати у вхідному каскаді дорогий, операційний підсилювач з власним коефіцієнтом фільтрації $[K_\phi]$ більше 120 дБ, його потенційно високі можливості реалізувати не вдасться, так як результуючий K_ϕ буде значно гірше. Для того щоб компенсувати перешкоду, що виникає при неузгодженості вхідного ланцюга

електрокардіографа, можна використовувати схему «активної землі». Таку назву схема отримала внаслідок того, що електрод заземлення не з'єднаний із загальним проводом приладу, а використовується для здійснення від'ємного зворотнього зв'язку (рис. 2).

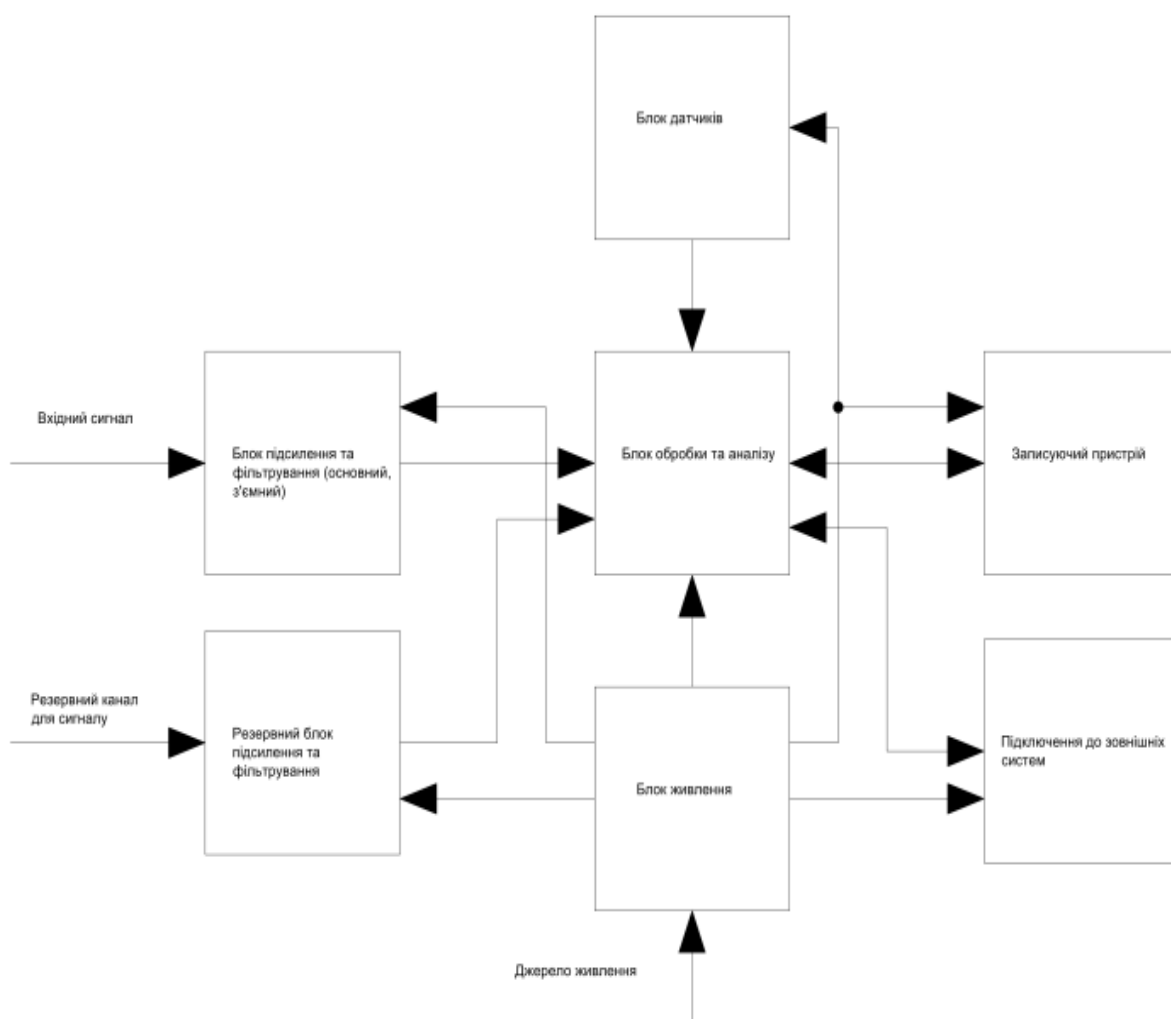


Рис. 1 Схема електрична структурна

За цим методом пристрій знімає показання, після чого запис дублюється, підсилюється та інвертується. Підсилений сигнал з

шумом використовують як джерело шуму, та подаючи цей сигнал в протифазі, значно придушує шум. В якості блоку підсилення та

фільтрування була обрана мікросхема AD8232 компанії Analog Devices. Струм споживання блоку підсилення та фільтрування становить 170 мкА.

Блок обробки та аналізу. Блок побудований на основі мікроконтролера PIC16F873 компанії Microchip Technology. Має декілька вбудованих аналого-цифрових перетворювачів, необхідних для побудови даного пристрою.

Блок живлення виробляє напруги з відповідними параметрами, що необхідні для живлення усіх блоків пристрою.

Блок датчиків містить додаткові датчики, що необхідні для роботи пристрою. До таких датчиків відносяться акселерометр та датчик температури.

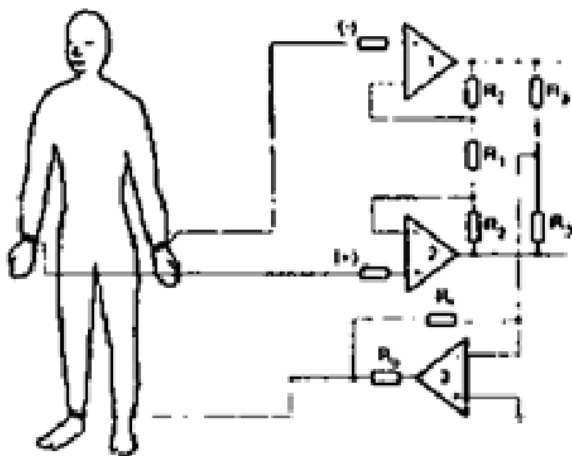


Рис. 2 Система «активна земля» або DRL

Записуючим пристроєм слугує карта пам'яті, так як вона є найменш енергозатратною та надійною для зберігання даних.

Блок підключення до зовнішніх систем призначений для передавання даних у комп'ютер.

Резервний блок створений для підвищення надійності пристрою. Це фактично блок підсилення та фільтрування, виконаний на основі підсилювача із диференціальним входом і високим входним опором. До входів підсилювача підключається пара електродів, закріплених на тілі пацієнта в області серця для знімання вихідного кардіосигналу.

Крім корисного сигналу біологічного походження на електродах присутні синфазні перешкоди (перш за все перешкоди її частотою 50 Гц від освітлювальної мережі), амплітуда яких в тисячі разів перевищує корисний сигнал. Для їх придушення також використовується схема «активна земля» (рис. 2).

Висновок

Запропонований аналізатор моніторингу серцебиття у порівнянні з аналогічними має наступні переваги:

- мініатюрність;
- мала потужність споживання;
- мобільність;
- низька ціна;
- - широкі функціональні можливості.

Література

1. Швед М. І., Гребеник М. В. «Основи практичної електрокардіографії» —

- Тернопіль, Укрмедкнига. 2000.
— 128 с. ISBN 966-7364-77-1
2. А.П.Гордейчук «Система
«активной земли» в
электрокардиографах»
Петербургский Журнал
Электроники №2 2005 г.
3. Improving Common-Mode
Rejection Using the Right-Leg
Drive Amplifier Venkatesh
- Acharya High-Performance
Analog Products July 2011
4. Шкляренко В. М., Дубровінська
Т. В. «Клінічна
электрокардіографія» — Мін.
охорони здоров'я України,
ВДНЗУ «УМСА». — Полтава:
ТОВ "Фірма «Техсервіс», 2009.
— 152 с.

УДК 537.24

Система безперервного моніторингу браслету антистатичного захисту

Стеценко В.А., Бевза О.М.

1. Вступ

Тенденції розвитку напівпровідникової промисловості безпосередньо пов'язані зі зменшенням мінімальних топологічних розмірів проектування інтегральних схем (ІС), що призводить до більшої чутливості пристроїв по відношенню до зовнішніх чинників і, особливо, до електростатичного розряду (ESD).

Електростатичний розряд – це вивільнення накопиченого на поверхні електричного розряду під час контакту двох об'єктів.

ESD може відбутися будь-яким з чотирьох способів:

- коли заряджене тіло торкається ІС;
- коли заряджена ІС торкається заземленою поверхні або об'єкта;
- коли заряджений металевий інструмент торкається ІС;
- коли через вплив електростатичного поля на діелектрику наводиться електричний заряд, потужності якого вистачає для пробиття цього діелектрика.

ESD в першу чергу пошкоджує найбільш слабо захищені компоненти, що призводить до наступних пошкоджень:

- тепловий пробій р-п-переходу;
- виникнення в оксиді пустот, ниткоподібних утворень, випаровування оксиду, що призводить до замикань і неправильної роботи ІС;
- металева розводка і контакти можуть плавитися і випаровуватися, в результаті відбуваються замикання або розриви, і відмова ІС.

Для зменшення імовірності ESD в промисловості використовують заземлення робочих місць і самих працівників та інструментів. І для перевірки надійності заземлення використовують спеціальні прилади. Для перевірки заземлення персоналу використовують систему безперервного моніторингу браслету антистатичного захисту, яка повідомляє про порушення цілісності проводу, поломка роз'єму, знос браслету і нещільне прилягання браслету до зап'ястя.

2. Мета і завдання досліджень

Метою даної роботи є аналіз існуючих методів захисту від ESD електронних компонентів, вибір найбільш оптимального методу для використання в системі моніторингу браслету та розробка приладу на базі цього методу.

3. Методи моніторингу заземлення

3.1. Реєстратор електричних розрядів

Реєстратор електричних розрядів являє собою малогабаритний спеціалізований пристрій з радіочастотною частиною, аналого-цифровим блоком, органами управління та індикації, а також інтерфейсом для опціонального підключення до централізованого комп'ютерної системи збору інформації. Принцип дії цього реєстратора досить простий. Розряди статичної електрики генерують електромагнітне випромінювання: чим потужніший розряд, тим сильніше поле. Прилад є своєрідним «радіоприймачем»: прийнятий через антену сигнал примусово розтягується в часі (бо реальний сигнал може бути занадто коротким, в наносекундному діапазоні) і порівнюється по амплітуді з встановленим пороговим значенням. При перевищенні порога реєструється «ESD-подія», яка супроводжується світловим і звуковим сигналом в моделі

Поріг чутливості реєстратора можна встановити вручну потенціометром, так і електричним сигналом (рівнем напруги або силою

струму) від зовнішньої системи збору даних. В обох випадках підбір оптимальної висоти порога є найважливішим фактором ефективності застосування приладу.

Якщо поріг занадто низький, то почастишають помилкові спрацьовування від малих розрядів статичної електрики і електромагнітних перешкод будь-якого походження за межами контрольованої зони. Якщо ж поріг занадто високий, то ігноруються дійсно значущі ESD-події в робочій зоні [1].

3.2. Вимірювання напруженості статичного поля

Вимірювання напруженості статичного поля відоме в кількох варіантах реалізації на американському і європейському ринках.

Зазвичай це компактні і точні прилади для виміру напруженості електростатичного поля мають наступні властивості:

- придатність для використання навіть в іонізованому повітрі;
- зручний «кишеньковий» розмір, тривале живлення від батарейки;
- вимір з можливістю тимчасового запису результату ;
- світлова індикація номінальної дистанції від приладу до об'єкта;

- корпус приладу з провідного ESD-пластику з роз'ємом заземлення;
- цифровий дисплей з автоматичним вибором діапазону значень;
- аналоговий вихідний сигнал для підключення до системи збору даних.

Для зняття показань прилад розташовують на відстані 1 дюйм від об'єкту, що досліджується - носія статичного заряду. Через мить на дисплеї з'явиться значення напруженості електричного поля в кіловольт на дюйм. Прилад оснащений функцією запису для зняття показань в «незручних» місцях, де пряме спостереження дисплею неможливо. Точність вимірювання залежить від стабільності заземлення і відстані (1 дюйм) до об'єкта, а також від співвідношення розміру об'єкта і відстані, з якого проводиться вимірювання.

Співвідношення має бути не менше трьох, тобто площа об'єкта повинна бути не менше 3 квадратних дюймів, якщо вимірюється на відстані 1 дюйм. Вимірювання можливі і з більшої відстані при правильному масштабування діапазону до дистанції до об'єкта. Приклад: об'єкт, напруженість поля якого вимірюється з відстані 3 дюйма, повинен мати площу не менше 9 квадратних дюймів [2].

3.3. Вимірювання статичного потенціалу

При дотику пальцем до пластини на панелі приладу індикатор висвічує значення напруги щодо землі з похибкою не більше 5% [2].

3.4. Вимірювання ємності між браслетом і заземленням

Вимірювач фіксує вимірює ємність в конденсаторі, де перша пластина – це заземлення, друга – клема браслету, а в якості діелектрику слугує повітря. В залежності від площі до якої приєднано браслет (є контакт браслету з оператором чи ні) змінюється ємність. Прилад таким чином фіксує надійність під'єднання браслету. [2, 3]

3.5. Вимірювання опору заземлення

Метод полягає в порівнянні опору між шиною заземлення, що підключена безпосередньо до приладу та точкою контакту взуття оператора з заземленою поверхнею підлоги. Перевагою даного методу є відносна його простота. Суттєвим недоліком даного методу є те, що опір, який вимірюється, суттєво залежить від багатьох параметрів: індивідуальних особливостей організму оператора, стану поверхні підлоги, вологості повітря. До хибних спрацювань також призводить, наприклад, розміщення ніг оператора на ніжки стільця, або інші незаземлені поверхні [2].

4. Типи моніторів заземлення

4.1. Монітор заземлення

Монітор заземлення являє собою електронну порогову схему в нехитрому корпусі з парою

світлодіодів і п'єзокристалічним випромінювачем. Прилад негайно повідомляє оператора про порушення цілісності ланцюга індивідуального заземлення, що проходить від тіла людини через антистатичний браслет і монітор заземлення на загальну шину. Причинами порушень можуть стати нещільне прилягання браслета до зап'ястя, знос браслета, поломка роз'єму або обрив шнура.

Таким чином, превентивно виключаються згубні наслідки роботи персоналу в незаземленому стані.

4.1. Тестер-стенд

Тестер-стенд індивідуальних засобів заземлення використовується для щоденного передопераційного контролю наручного браслету як первинного засобу заземлення, а також взуття як первинного або вторинного засобу заземлення. У простій реалізації стенду SVR-SR2 оператор встає на металеву плиту, підключає шнур від браслета до гнізда на стенді і вибирає перемикачем режим контролю «браслет», «взуття» або «браслет + взуття». При натисканні металевої кнопки на стенді проводиться вимірювання опору від неї через браслет з гарнітурою та взуття до підлоги пластині.

У разі, якщо опір виявляється поза допустимого діапазону за стандартом ІЕС61340, стенд видає попереджувачий сигнал. Примітка: оскільки опір заземлення через взуття зменшується при зволоженні устілки, тестування необхідно здійснювати після закінчення перших декількох хвилин її носіння.

Загальними властивостями тест-станцій, представлених на світовому ринку, є:

- плита на підлозі для роздільного контролю опору взуття на кожній нозі;
- комп'ютерна документація результатів тестування зі значеннями вимірюного опору в програмованому діапазоні від 100 кОм до 100 МОм (або до 1 ГОм);
- можливість сполучення з клавіатурою і індикаторним табло, зчитувачами штрих-коду, магнітних і мікропроцесорних смарт-карт для ідентифікації користувача;
- можливість підключення виконавчого механізму - наприклад, для відкривання замка входних дверей після успішного проходження тесту.

4.2. Комбінований тестер

Комбінований тестер поєднує в собі три вимірювальних прилади з цифровим відображенням результату на дисплеї:

- мегаомметр з електродами у вигляді гир для вимірювання поверхневого опору (ламінітів антистатичної мебелі, і підлогових покриттів, тканин), а також прохідного опору до землі;
- гігрометр для вимірювання відносної вологості повітря (вологість – важливіший

параметр, що фіксується при вимірюванні опору);

- термометр для діапазону від 0 до 38 ° С.

Напруга тестового впливу обирається рівним 10 або 100 В для діапазону 50 кОм-990 ГОм або 50 кОм-9,9 ТОм відповідно. Похибка вимірювань від 5% в діапазоні 10^3 - 10^8 Ом до 25% в діапазоні 10^{11} - 10^{12} Ом. При натисканні кнопки в центрі приладу протягом декількох секунд проводиться одночасне вимірювання опору, вологості і температури. [3]

5. Система моніторингу на основі ємнісного датчика

Порівнявши характерні особливості методів моніторингу заземлення, було обрано ємнісний тип моніторингу, в зв'язку з тим, що він є більш завадостійким в порівнянні з реєструванням електростатичних полів та напруженості статичного поля, а моніторинг ємності не так сильно залежить від зовнішніх факторів, як моніторинг опору ланцюгів [4,5].

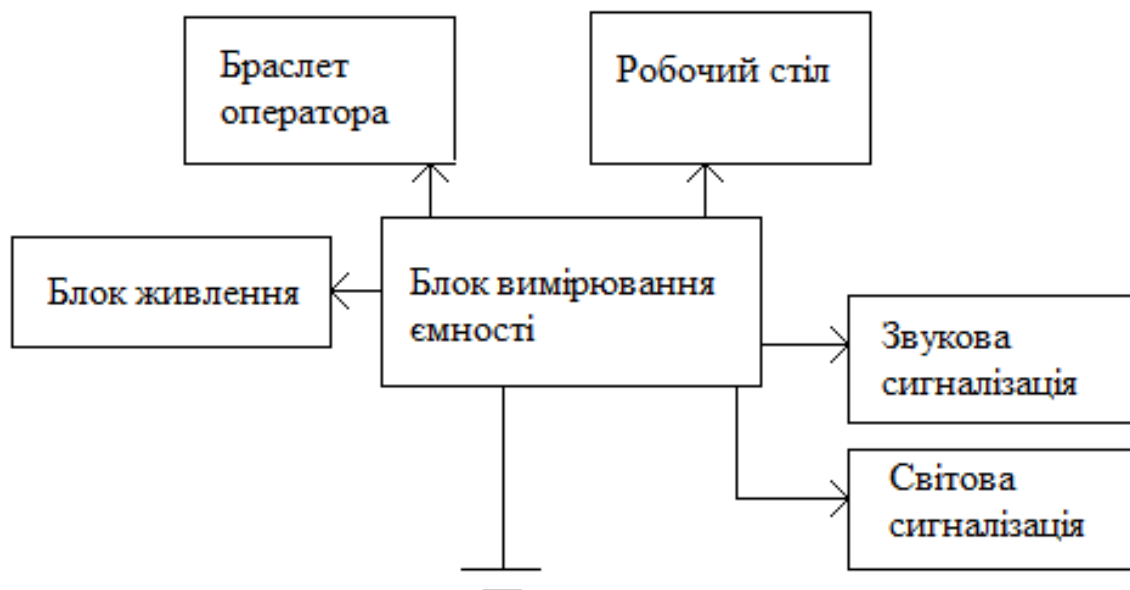


Рис.1 Структурна схема пристрою

Блок вимірювання ємності вимірює ємність між оператором або поверхнею робочого столу і «землею». При відключенні браслету або поверхні робочого столу від заземлення іде сигнал на звукову сигналізацію та відповідну світлову індикацію (червоний світлодіод), що сигналізують про зникнення контакту

оператор/поверхня робочого столу – «земля». Про нормальний стан контактів браслету та поверхні робочого столу сигналізує світлодіод зеленого кольору.

Принцип дії пристрою заснований на зміні ємності між сенсором-клемою Е1 і «землею» (загальним проводом: всім тим, що відноситься до захисного

заземлення - в даному випадку це підлога). При підключенні клеми ця ємність істотно змінюється, що

виявляється достатнім для спрацювання мікросхеми 4093BP.

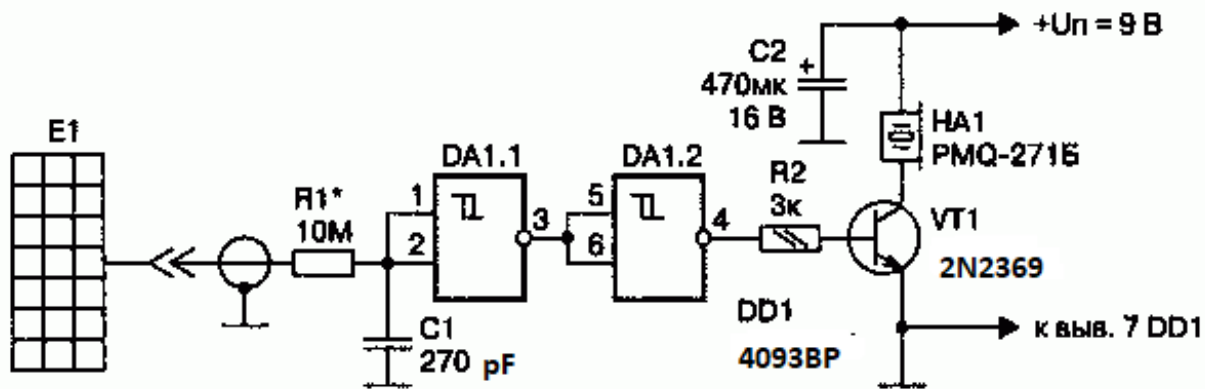


Рис.2 Схема ємнісного датчика

В основі конструкції - два елементи мікросхеми 4093BP (DD1), включені як інвертори. Ця мікросхема має в своєму складі чотири однотипних елемента з функцією 2 І-НЕ з тригерами Шміта з гістерезисом (затримкою) на вході і інверсією по виходу. [6]

Крім того, мікросхема 4093BP дозволяє включати свої незалежні логічні елементи паралельно, як буферні елементів, внаслідок чого потужність вихідного сигналу пропорційно збільшується. Тригери Шміта бістабільні схеми, здатні працювати з повільно зростаючими входними сигналами, в тому числі з домішкою перешкод. При цьому забезпечують по виходу круті фронти імпульсів можна передавати в наступні вузли схеми для стикування з іншими ключовими елементами і мікросхемами. Мікросхема 4093BP може виділяти керуючий сигнал (у тому числі цифровий) для інших

пристроїв з аналоговим або нечітким входним імпульсом.

Схема включення інверторів - класична, вона описана в довідкових виданнях. Особливість представленої розробки - в конструктивних нюансах. Після включення живлення на вході елемента DD1.1 присутній невизначений стан, близький до низького логічного рівня. На виході DD1.1 - високий рівень, на виході DD1.2 - знову низький. Транзистор VT1 закритий.

До сенсора E1 підключена клема. При підключенні браслету (поверхні робочого столу) змінюється ємність між клемою і землею. Від цього переключаються елементи DD1.1, DD1.2 в протилежний стан. На виводі 4 мікросхеми з'являється високий рівень напруги, внаслідок цього транзистор VT1 відкривається і звучить п'єзоелектричний випромінювач HA1.

Джерело живлення стабілізоване з напругою 9 В, з хорошою фільтрацією напруги пульсацій по виходу. Струм споживання мізерно малий у режимі очікування (кілька мікроампер) і збільшується до 22-28 мА при активній роботі п'єзоелектричного випромінювача НА1. В даному випадку не можливо використовувати без трансформаторний тип джерела живлення через імовірність ураження електричним струмом, при відсутності гальванічної розв'язки з промисловою мережею живлення. Оксидний конденсатор С2 діє як додатковий фільтр по живленню, на робочу напругу не нижче напруги джерела живлення.

Висновки

На сьогоднішній день основними методами моніторингу заземлення оператора або робочої поверхні оператора на сучасному виробництві електроніки є:

- Реєстрація електричних розрядів;
- Вимірювання напруженості статичного поля
- Вимірювання статичного потенціалу;
- Вимірювання ємності між браслетом та заземленням;
- Вимірювання опору заземлення.

Виходячи з особливостей цих методів, був обраний метод вимірювання ємності, що найбільш точно відповідає поставленій задачі.

Розроблена система має порівняно простий метод моніторингу заземлення оператора та(або) робочого столу. Особливих переваг схемі надає використання мікросхеми 4093ВР з малим споживанням струму, високим захистом від шумів (до 45% від рівня напруги живлення), захищеністю по входу від статичної електрики і короткочасного перевищення вхідних рівнів, що не вимагає будь-яких особливих запобіжних заходів і захисту. Розроблена схема повністю відповідає поставленій задачі.

Література

1. *Антистатичний захист і статична електрика [Електронний ресурс]:* - <https://masteram.com.ua/uk/articles-and-video/esd-safety/> - Назва з екрана.
2. *Антистатика приборы мониторинга и аудита // Компоненты и технологии, № 2'2004* , Виктор Новселев.
3. *Ємнісний датчик [Електронний ресурс]:* <https://shema.info/uk/pobutova-elektronika/indikatori-detektori/7473-emnisi-datchik.html> - Назва з екрана.
4. Москвін А. Безконтактні ємнісні датчики. - Радіо, 2002, № 10, с. 38, 39. Автор: М. Єршов
5. Нечаєв В. Ємнісне реле. - Радіо, 1988, № 1, с. 33.

6. *Схема ємнісного датчика на мікросхемі K561ТЛ1*
[Електронний ресурс] :
[http://radiostorage.net/1779-](http://radiostorage.net/1779-skhema-emkostnogo-datchika-na-)
[skhema-emkostnogo-datchika-na-](http://radiostorage.net/1779-skhema-emkostnogo-datchika-na-)

[mikroskheme-k561tl1-
cd4093b.html](http://radiostorage.net/1779-skhema-emkostnogo-datchika-na-mikroskheme-k561tl1-cd4093b.html) - Назва з екрана.

УДК 621.3.078

Електронна система безконтактного вимірювання рівня рідини

Тищенко О.В., Курпас Д.В., Бевза О.М.

На сьогодні існує декілька варіантів систем вимірювання рівня рідини, які діляться за своїм типом та принципом роботи. Багато таких систем мають ряд недоліків (громіздкі конструктивні параметри, точність вимірювання, неуніверсальність систем).

Рівнемір – є приладом, призначеним для безперервного вимірювання в промисловому масштабі рівнів рідких і сипучих продуктів, що знаходяться в різних ємностях, резервуарах, технологічних сховищах і апаратах.

Рівнеміри можуть бути контактними або безконтактними. Контактні рівнеміри діляться на ємнісні, магнітні, буйкові (поплавкові), гідростатичні.

Якщо ділити рівнеміри на безконтактні – їх можна розподілити на ультразвукові, оптичні та радарні методи вимірювання.

Про останній із перелічених методів і йдеться у даній статті.

Основі сфери застосування рівнемірів:

- В автомобілях – контроль рівня рідин палива, тормозної

рідини, води в омивачі, тосолу тощо.

- Датчики рівня води в гірських річках для попередження потопів.
- Побутове застосування рівнеміру.

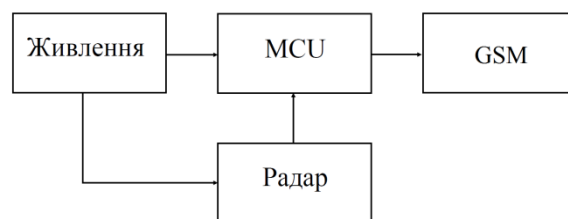


Рис. 1. Структурна схема системи

В статті досліджується електронна система, в основі якої датчик-радар Acconeer A111.

Структурна схема системи представлена на рис. 1.

На вхід системи подається постійна напруга від 3,3В до 36В. Живлення представляє собою схему: фільтр, запобіжник, понижуючий перетворювач, та два регулятори. Напруга стабілізується таким чином, що на виході блока живлення ми маємо постійну напругу 1,8В для живлення мікроконтролера Atsame70 та мікросхеми A111, маємо

стабілізовану напругу 4В для GSM модуля SIM800С.

Усередині радару A111 встановлені передаюча та приймаюча антени, які видають високочастотні хвилі частотою 60 ГГц. Відбиті від поверхонь хвилі детектуються приймаючою антеною. Датчики Ассонеер засновані на технології імпульсних когерентних радарів, яка має відразу кілька переваг. По-перше, вона дозволяє визначати об'єкти з досить високою роздільною здатністю, по-друге, споживання в енергозберігаючому режимі складає всього 0,1 мВт. Розробкою цієї технології більше 10 років займався університет міста Лунд (Швеція), звідки родом і сам Ассонеер. Безумовно, ідея дистанційного положення об'єктів не нова, але до сьогодення радары були або

дуже вузьконаправленими або незручними через велике енергоспоживання. Наприклад, радар, заснований на ефекті Доплера, не здатний вимірювати відстань до статичних об'єктів. Звичайні імпульсні радары не володіють достатньою точністю для отримання дозволу високої якості і достатньої глибини. Радары, що використовують технологію частотної модуляції зобов'язані для своєї роботи підтримувати дуже високу частоту хвиль, що призводить до критично зростаючого споживання. Таким чином, радары по імпульсно-когерентної технології увібрали в себе все найкраще від своїх попередників. [1]

Функціональна схема радару A111 від Ассонеер показана на рис. 2.

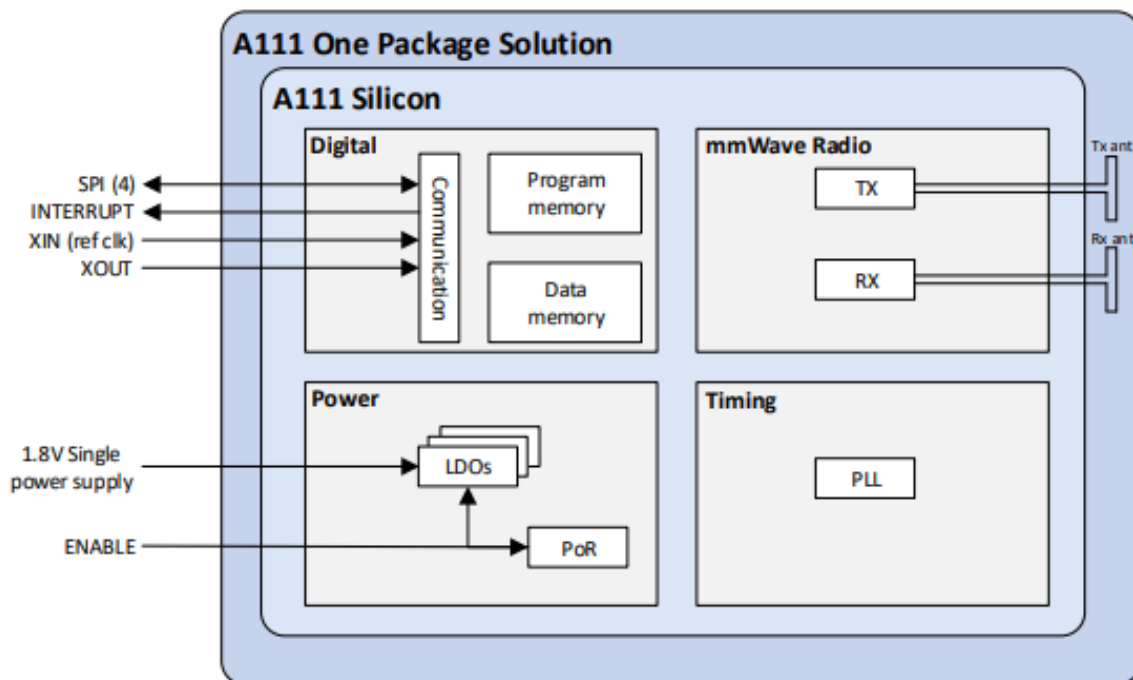


Рис. 2. Функціональна схема радару A111

Підключення радару з мікроконтролером відбувається за допомогою SPI шини. Функціональна схема зв'язки радару з мікроконтролером показано на рис.3.

SPI (англ. Serial Peripheral Interface, SPI bus — послідовний периферійний інтерфейс, шина SPI) —

фактичний послідовний синхронний повнодуплексний стандарт передачі даних, розроблений фірмою Motorola для забезпечення простого сполучення мікроконтролерів та периферії. SPI також називають чотирьох-провідним (англ. four-wire) інтерфейсом.[2]

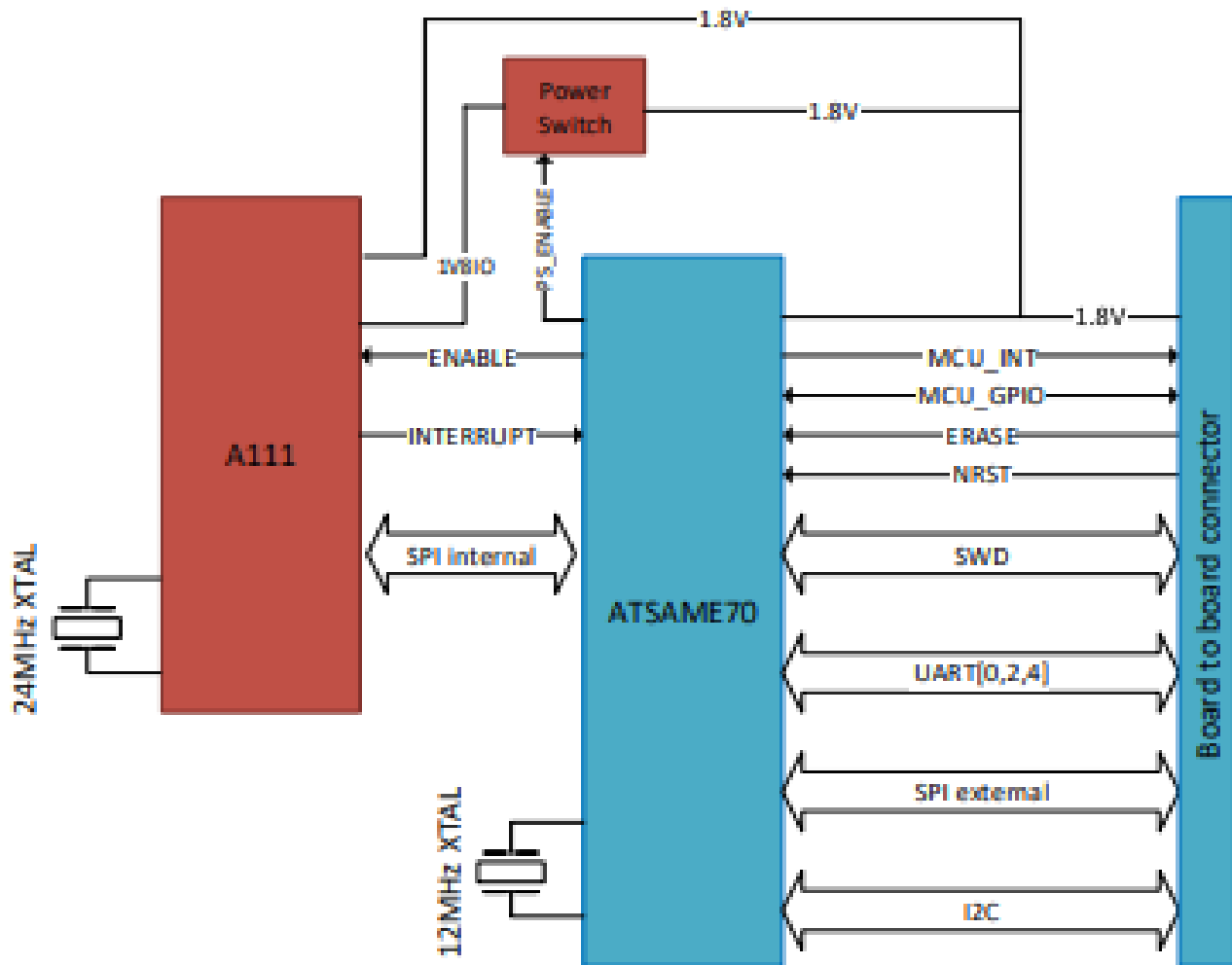


Рис. 3. Функціональна схема включення підключення A111 до мікроконтролера Atsame70

На виході маємо GSM модуль, який підключений до мікроконтролера за допомогою стандартного UART інтерфейсу.[3]

Потік даних, що формується на виході модуля GSM видається на віддалений сервер.

Основні переваги такої системи:

- малі конструктивно-габаритні характеристики. Наприклад, в порівнянні з ємнісним методом вимірювання рівня нам не потрібно використовувати ємнісну колбу. Також радар A111 працює через скло/оргскло, що дає можливість спрощення монтажу.
 - Можливість роботи з будь-яким мікроконтролером на борту якого процесор рівня Cortex M4.
 - Віддалений контроль.
 - Універсальність системи – можливість встановлення системи в різних сферах застосування.
- Говорячи про точність вимірювання у випадку A111 абсолютна похибка визначення перешкоди складає ± 1 мм, а відносна ± 40 мкм, про що свідчать графіки (рис. 4, 5) відхилення оцінки відстані для дистанції в 30 см і 2 м.[4]

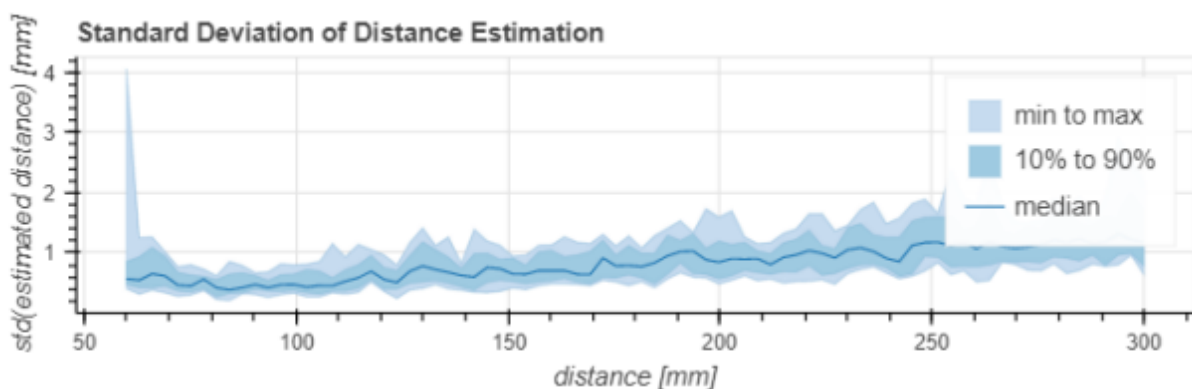


Рис. 4. Оцінка помилки вимірювання дистанції для 30 см

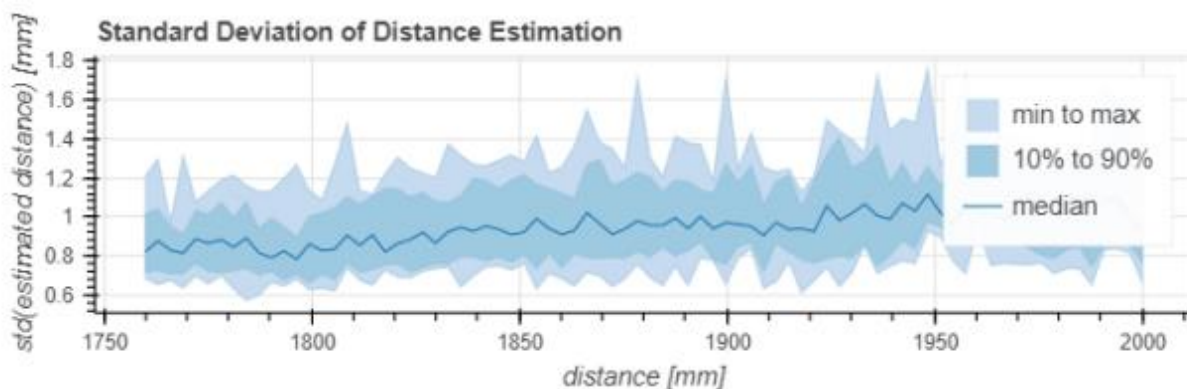


Рис. 5. Оцінка помилки вимірювання дистанції для 2 м

Висновки

Рівнеміри мають широкий спектр застосування у сучасному

технологічному світі. Датчики рівня діляться за своїм типом та принципом на контактні та безконтактні.

Досліджений метод вимірювання рівня рідини за допомогою радарного рішення має ряд переваг над іншими подібними системами.

Література

1. Козлов Д. Acconeer шестое чувство, – журнал Chip News, 10/2018 – 40 с.
2. Serial Peripheral Interface [електронний ресурс] –Режим доступу:
https://uk.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface – Назва з екрана.
3. SIM800C_Hardware_Design_V1.02 [електронний ресурс] – Режим доступу:
https://www.elecrow.com/download/SIM800C_Hardware_Design_V1.02.pdf – Назва з екрана.
4. A111 – Pulsed Coherent Radar (PCR) Datasheet v1.7 [електронний ресурс] –Режим доступу:
<https://developer.acconeer.com/download/a111-datasheet-v1-5-pdf/> – Назва з екрана.
5. Новиков Ю.В. Основы микропроцессорной техники / Ю.В. Новиков, П.К. Скоробагатов – М.: ИУИТ; БИНОМ, 2009 – 336 с.

УДК 621.383.7

Еволюція датчиків зображення: КМОН-ФД і ПЗЗ-матриці

Чирук В.М., к.т.н., доц., Шмирьова Л.М.

Вступ

Сьогодні фоточутливі ВІС і камери на їх основі можна знайти в самому різноманітному електронному обладнанні - автомобільній електроніці, комп'ютерних відеосистемах, побутових відеокамерах і фотоапаратах, біомедичних системах, іграшках, зчитувача штрихових кодів, системах спостереження, охорони і безпеки. До недавнього часу на ринку фоточутливих ВІС домінували фоточутливі ПЗЗ (ФПЗЗ). Однак у міру розвитку КМОН технології ФПЗЗ все активніше витісняються дешевшими (завдяки масовій технології виготовлення) КМОН-фотодіодними (КМОН-ФД) мікросхемами, що дозволяють реалізувати однокристальні цифрові камери. Які достоїнства і недоліки КМОН-ФД в порівнянні з ФПЗЗ? Які найбільш перспективні напрямки їх розробок?

Принцип роботи ПЗЗ

Принцип роботи ПЗЗ базується на властивостях структури метал-оксид-напівпровідник (МОН-структура), яка може збирати, накопичувати і зберігати зарядові пакети неосновних носіїв в локальних потенціальних ямах, що утворюються біля поверхні

напівпровідника під дією електричного поля. Зарядові пакети утворюються під дією світла (рис.1).

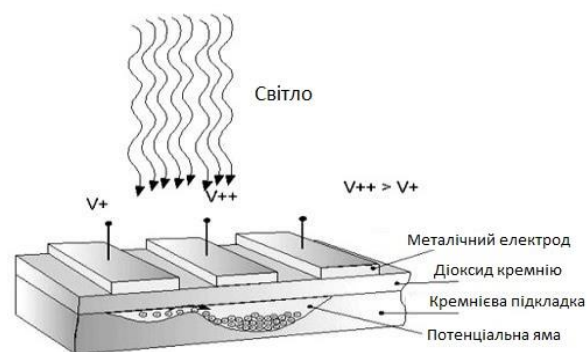


Рис. 1. Утворення зарядових пакетів

Перенесення зарядових пакетів відбувається шляхом переміщення потенціальних ям в потрібному напрямку завдяки подачі на матрицю відповідним чином сформованих управляючих сигналів.(рис.2).

Під дією управляючих сигналів зарядові пакети від окремих елементів матриці переносяться на вихідний пристрій, що перетворює їх у відеосигнали [1]. Вихідна ємність такого пристрою не перевищує 0,1 пФ, що покращує відношення сигнал/шум і сприяє підвищенню чутливості перетворювача. В основі роботи ПЗЗ лежить явище внутрішнього фотоефекту. Коли в кремнії поглинається фотон, то генерується

пара носіїв заряду - електрон і дірка. Електростатичне поле в області пікселя "розносить" цю пару, витісняючи дірку в глиб кремнію. Неосновні носії заряду, електрони, будуть накопичуватися в потенційній ямі під електродом, до якого підведено позитивний потенціал. Тут вони можуть зберігатися досить тривалий час, оскільки дірок в збідненої області немає і електрони не рекомбінують.

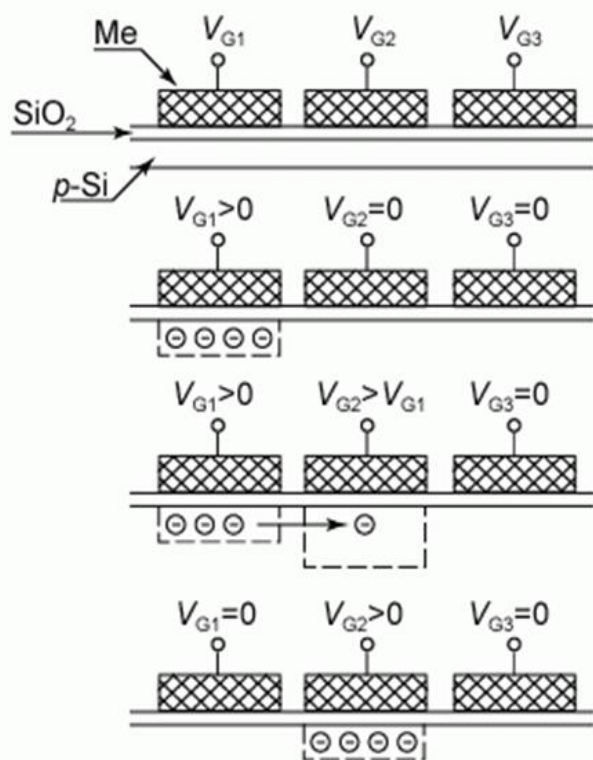


Рис 2. Послідовність роботи ПЗЗ-елемента.

Носії, згенеровані за межами збідненої області, повільно рухаються - дифундують і, зазвичай, рекомбінують з ґраткою перш ніж потраплять під дію градієнта поля збідненої області. Носії, згенеровані поблизу збідненої області, можуть дифундувати в сторони і можуть

потрапити під сусідній електрод. У червоному і інфрачервоному діапазонах довжин хвиль ПЗЗ мають роздільну здатність гіршу, ніж у видимому діапазоні, так як червоні фотони проникають глибше в кристал кремнію і зарядовий пакет розмивається [1]. Заряд, накопичений під одним електродом, в будь-який момент може бути перенесений під сусідній електрод, якщо його потенціал буде збільшений, у той час як потенціал першого електрода, буде зменшений.

Основні параметри ПЗЗ-матриці приведені у таблиці №1.

Таблиця №1

Параметр	ФПЗЗ	КМОН-ФД
Фактор заповнення, FF, %	70-90	30-50
Темновий струм, нА/см ²	0,01-1	2-5
Мінімальний розмір пікселя, мкм	3-5	6-8
Максимальний формат, пікселі	4080x4080	2000x2000
Динамічний діапазон, дБ	60-70	50-60
Довільна вибірка сигналів зображення в потрібних в потрібних областях	Відсутня	Реалізується
Інтеграція додаткових функцій на кристалі	Прості аналогові функції обробки	Програмовані цифрові та аналогові функції
Зовнішні сигнали управління	Джерело живлення на 5-12 В і	Джерело живлення на 2,5-5 В і

	трьох- дев'яти фазових імпульсів	одного синхроімпульс у
Технологія виробництва	Спеціальна	Налагоджена КМОН- технологія
Реалізація цифрової камери	ФПЗЗ, НВІС управління і АЦП	Однокристальна
Переважні області застосування	Наукові, космічні і медичні системи	Однокристальні побутові (фото- і відеокамери), автомобільні і охоронні системи, відеотелефони

Фоточутливі КМОН-ФД НВІС

На сьогодні в області фоточутливих НВІС крім подальшого вдосконалення ФПЗЗ спостерігаються інтенсивні розробки КМОН-ФД матриць з внутрішньо кристалльними схемами управління та обробки зображення.

Фоточутливі КМОН-ФД НВІС містять матрицю активних фоточутливих елементів (активних пікселів), схеми управління, аналогові підсилювачі зчитування на виході кожного стовпця, АЦП і ряд інших цифрових блоків (рис.3).

У таких КМОН-ФД матрицях схеми управління можуть реалізовувати довільну координатну вибірку сигналів, що значно розширює можливості фільтрації і обробки (в тому числі паралельної) сигналів зображення. А оскільки зазвичай ВІ займає невелику частину кадру, швидкість зчитування, в порівнянні з ФПЗЗ, в котрих необхідно зчитувати

весь кадр, може бути значно збільшена.



Рис.3. Структурна схема КМОН-ФД НВІС

Активний елемент утворений фотодіодом (ФД) і чотирма транзисторами (рис.4), які виконують функцію зчитування заряду, накопиченого фотодіодом (транзистор V1), відновлення вихідної напруги (V2), входу витокового повторювача (V3) і вибірки рядків (V4). Витік транзистора V4 підключений до шини стовпця.

У режимі інтегрування сигналів зображення імпульс R, який подається на транзистор V2, дорівнює нулю. ФД накопичує фотогенеровані електрони, і в міру їх накопичення потенціал діода зменшується. В результаті потенціал загального вузла з'єднання транзисторів V1, V2 і V3 виявляється

плаваючим (плаваючий вузол). У режимі вибірки на транзистор V2 надходить імпульс відновлення $R = 1$, V2 відкривається і потенціал плаваючого вузла відновлюється до вихідного рівня. Потім на всі активні елементи вибраного рядка подається імпульс $TG1 = 1$, який надходить на затвор транзистора V1, відкриваючи його. Накопичений фотодіодом сигнальний заряд передається в плаваючий вузол. Коефіцієнт передачі по напрузі витокового повторювача близький до одиниці. На шини стовпців передаються лічені сигнали всіх елементів обраного рядка. Дешифратор стовпців послідовно вибирає сигнали шин і передає їх на схему аналогової обробки сигналів окремих активних елементів матриці. Після закінчення режиму зчитування сигнал $RS = 0$, і V4 закривається.[3]. Починається накопичення зарядів наступного кадру зображення.

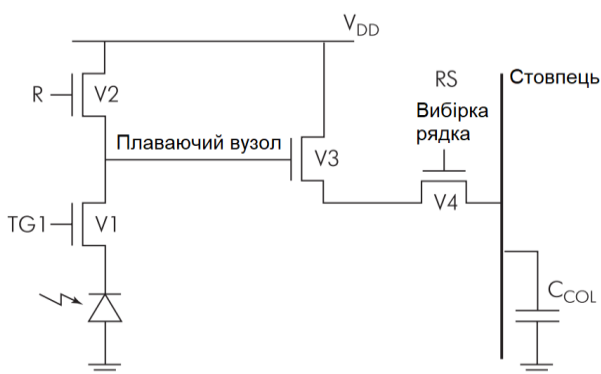


Рис. 4. Схема активного пікселя

Елемент із сполученим управлінням

З метою зменшення числа транзисторів активного елемента і організації прогресивного процесу зчитування розробили елемент з суміщеними управлінням. Він містить

загальні на два активних елемента відновлюючий транзистор V3 і витоковий повторювач на транзисторах V4 і V5. Який послідовно передає на шину стовпця сигнали двох сусідніх ФД (рис.5) [3].

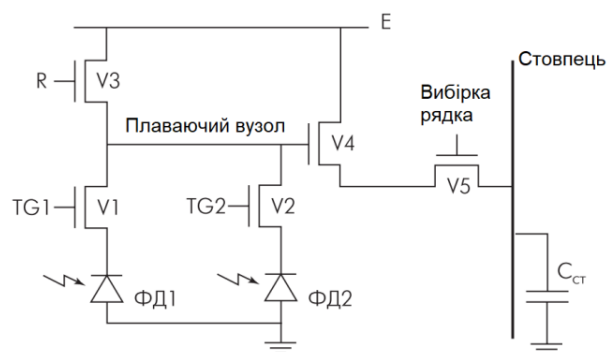


Рис. 5. Електрична схема елемента із сполученим управлінням

Два додаткових транзистора зв'язку - V1 і V2 - виконують функцію адресації ФД. У режимі інтегрування ФД накопичують сигнальні заряди. При відмиканні транзистора зв'язку V1 сигнал першого ФД передається в загальну для двох фоточутливих елементів дифузійну область і потім через витоковий повторювач - на вихід шини стовпчика.

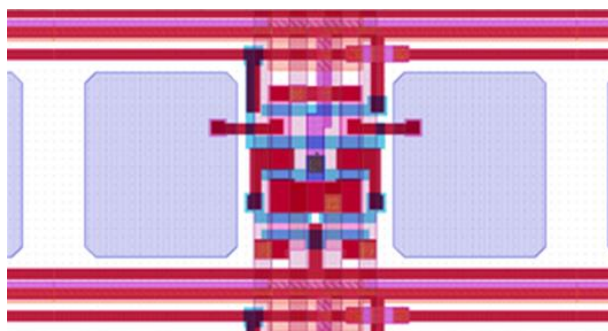


Рис. 6. Загальний вигляд однієї комірки КМОН-ФД НВІС

Потенціал ФД1 відновлюється, і V1 закривається. Відмикається

транзистор V2, і на вихід надходить сигнал ФД2. Таким чином, елемент з суміщеними управлінням містить п'ять керуючих транзисторів і два фоточутливих елементи. Така схема використовується в цифровому КМОН-ФД форматом 1280x1024 елементів (рис.6) [2].

Порівняння характеристик ФПЗЗ і КМОН-ФД НВІС

Процеси накопичення і зчитування зарядів ФПЗЗ і КМОН-ФД різні. У ФПЗЗ фоточутлива область займає більшу частину площі активного елементу (може досягати 100%). У КМОН-ФД фоточутлива область займає лише частину площі фоточутливого елемента, тоді як решта площі зайнята шинами і КМОН транзисторами (30-35%).

Для підвищення фоточутливості КМОН-ФД використовуються мікролінзи (технологія, освоєна раніше для ФПЗЗ). При перпендикулярному напрямку падаючого світла це дозволяє підвищити FF до 80%. Однак для світла, що падає під іншими кутами, ефективність застосування мікролінз різко падає, і реальне значення FF становить лише 45-50%.

Як уже зазначалося, основна перевага КМОН-ФД в порівнянні з ФПЗЗ - можливість інтеграції на одному кристалі функцій прийому і обробки зображення, тобто реалізації однокристальної камери з цифровим виходом [3]. Інші переваги КМОН-ФД - низька споживана потужність, можливість програмування потрібних

користувачу вікон і висока швидкість зчитування даних.

Основні недоліки - високий геометричний шум, обумовлений тим, що активний елемент містить кілька МОН транзисторів і кілька шин, низька фоточутливість, більш високий темновий струм, великі розміри активного елемента, менша, ніж у ФПЗЗ, роздільна здатність (див. таблицю №1).

КМОН-ФД НВІС для космічної та військової апаратури

Можливість суміщення на одному кристалі функцій прийому і обробки зображень дозволяє створювати нову елементну базу для спеціальних застосувань.

КМОН-ФД приймачі знайшли використання в системі космічної орієнтації і зіркових датчиків (див. таблицю №2) з наступними характеристиками:

Таблиця №2

Частота зчитування кадрів, Гц	10
Кутова точність вимірювання, кут.хв	1
Еквівалентний шум вимірювання кута, кут.хв	1
Кут огляду, град.	20x20
Апертура	f/26
Споживана потужність	3,3, ВТ
Охолодження	Пасивне

Габарити, мм	78x57x57
Маса, г	310

Відеосистема на основі цифрового КМОН-ФД приймача вперше була встановлена в 1997 році на космічному апараті Argan 502 Європейського космічного агентства, де успішно використовувалася для спостереження за процесом поділу супутників [3].

Висновок

Порівняння КМОН-ФД і ФПЗЗ показує, що КМОН-ФД поступаються ФПЗЗ по роздільній здатності, фоточутливості, однорідності і динамічному діапазону. Тому космічну оптоелектронну апаратуру дистанційного зондування Землі, високоточні системи технічного зору, астрономічне, медичне і біологічне обладнання слід будувати на основі ФПЗЗ. КМОН-ФД приймачі ж знайшли широке застосування не тільки в побутовій апаратурі (цифрові камери і фотоапарати, відеотелефони, системи безпеки транспорту), але і в промислових, космічних і оборонних системах (астронавігації, астроорієнтації, технічному зорі, системах спостереження і контролю тощо). Основна перевага КМОН-ФД -

можливість створення однокристальних цифрових камер з пристроями аналогової, цифрової і нейроподібної обробки зображення. Тому найбільш перспективні напрямки розробок - створення інтелектуальних камер, які в найближче десятиліття дозволять реалізувати системи технічного та штучного зору, зіставні за характеристиками з біологічним зором.

Література

1. Неизвестный С.И., Никулин О.Ю. Приборы с зарядовой связью. Устройство и основные принципы работы // Специальная Техника. - №4. - 1999.
2. Кравченко О.П. Фізичні основи функціональної мікроелектроніки: Навч. посібник. К.: Либідь, 1993. 216 с.
3. А. Стемпковский, В. Шилин. КМОП-фотодиодные СБИС, Электроника: Наука, Технология, Бизнес 2/2003, - С. 14-20.

УДК 621

Метод вимірювання кількості перезаписів мемристора

Шовкопляс Д.Я., доц., к.т.н., Тугай С.Б.

Ключові слова: мемристор, закон Ома, гістерезис, кількість перезаписів мемристора.

Анотація - Розглянуто принцип роботи мемристора, метод вимірювання кількості його перезаписів.

Введення

В статті коротко розглянуто структуру мемристора, принцип його роботи та буде представлений метод вимірювання кількості перезаписів мемристора.

Актуальність

Мемристор планується використовувати в робототехніці, так як мемристор може імітувати людський синапс в нервовій системі [1]. Тому дуже важливо визначити кількість перезаписів в кожному елементі матриці. Також використання мемристорів в якості елементів пам'яті, використовують просту структуру паралельних провідників шириною 50 нм, які перетинаються з іншим набором нанопровідників. В Hewlett Packard очікують довести щільність «мемристивної» пам'яті до 20 Гбайт/см², що буде в два рази більше, ніж щільність флеш-пам'яті [1].

Теоретична частина

Мемристор – вважається четвертим пасивним елементом, в одному ряді з котушкою індуктивності, конденсатором та резистором. Виконуючи функцію пам'яті підвищуючи свій опір в залежності від струму, який через нього пройшов, саме тому мемристор є поєднання слів «memory» та «resistor».

Тож, опір мемристора залежить від того яка кількість заряджених часток пройде через мемристор за певний час, тобто $\frac{di}{dt}$.

Розглянемо архітектуру мемристора детальніше. Спрощена модель архітектури мемристора має наступний вигляд:

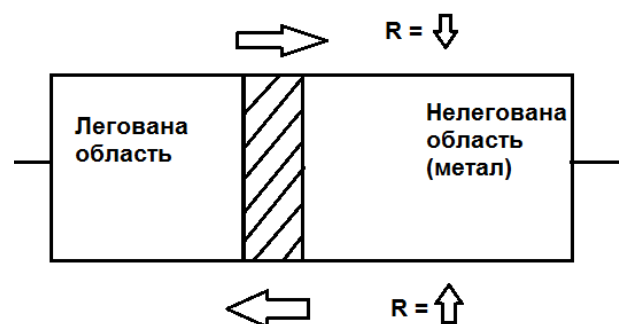


Рис.1 Спрощена модель мемристора

Принцип роботи мемристора можна пояснити, як електроміграція

іонів кисню під дією змінних електричних полів, що і є основною причиною виникнення двозначної залежності струму від напруги в контактах металевого електрода зі складним оксидом перехідних металів.

Розберемося у принципі «запам'ятовування опору». Коли струм протікає через мемристор у перший раз, іони дифундують з нелегованої області в леговану, таким чином мемристор набуває певного опору, який залежить від кількості заряджених частинок, що проходять через нього. При зворотному проходженні струму, іони дифундуються у зворотному напрямку у нелеговану область, але не всі іони можуть дифундувати назад, так як частина іонів в периферійних зонах не здійснює зворотної міграції, і опір мемристора повертається до номінального значення, але через неідеальне повернення всіх іонів кисню, цей опір буде менший ніж той, що був до ітерації перезапису. З великою кількістю перезаписів, можна спостерігати «поглинання» легованої області легованою, яка позначається заштрихованою областю на спрощеній моделі мемристора.

Далі, еквівалентно представимо мемристор як два послідовних резистора. [1].

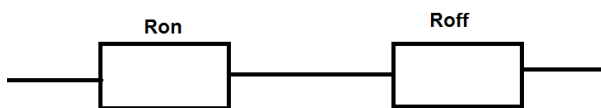


Рис. 2 Еквівалентне представлення мемристора

Також важливу роль відіграє і матеріал з якого виготовлений мемристор. Так як нагрів є важливим чинником при проходженні біполярного струму через мемристор, в ньому використовується великий спектр окислів металів. Розповсюдженим варіантом з них є окисел титану, та платина [1].

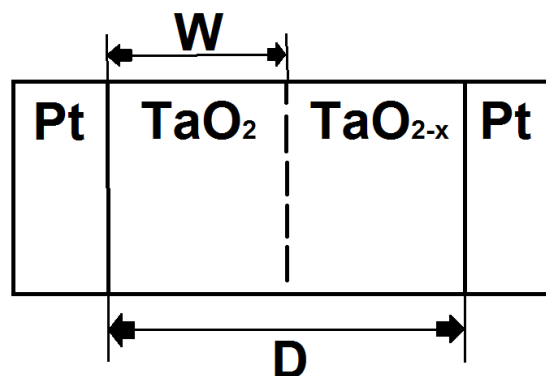


Рис. 3 Архітектура мемристора з окислу танталу та платини

На даний час, найефективнішою комбінацією матеріалів є окисел платини та окисел танталу [1]. В цих матеріалах найкраще спостерігається мемристивні властивості. Розміри легованої та нелегованої зони 50x50 нм, що позитивно впливає на щільність мемристора як елемента пам'яті.

Далі розглянемо ВАХ мемристора, при записі та зчитуванні. ВАХ мемристора має форму гістерезису [1].

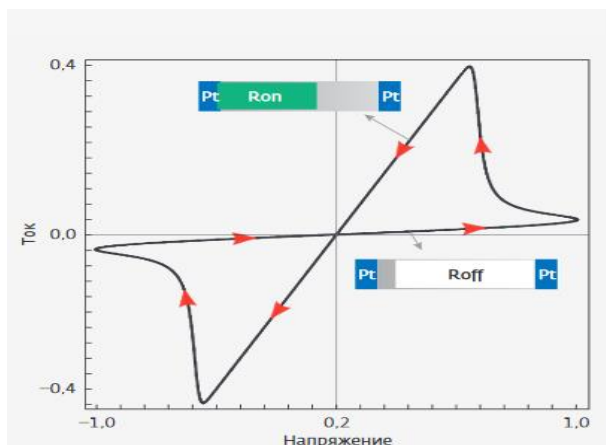


Рис. 4 Ідеальний ВАХ мемристора. [1]

Напруга запису/стирання мемристора (U_W/U_E) – 1 - 5 В. Напруга зчитування мемристора (U_R) – 0,1-0,5 В [1].

Звернемо увагу, що такий ВАХ має ідеальний мемристор. При перезаписі ВАХ реального мемристора піддається ефекту «ламання», даний ефект пов'язаний з неспроможністю іонів кисню дифундувати назад в нелеговану область мемристора.

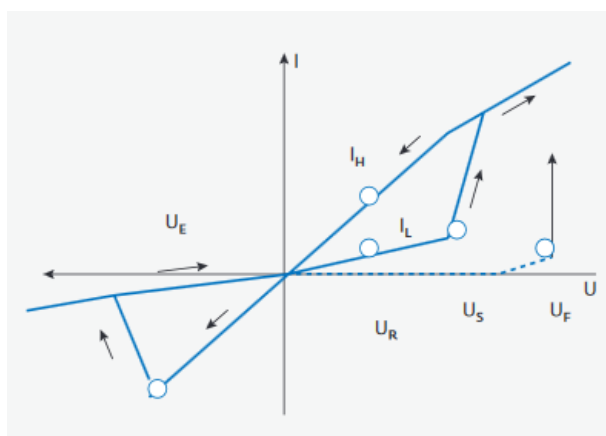


Рис. 5 ВАХ мемристора. [1]

Принцип вимірювання кількості перезаписів

Тож як саме можна виміряти номінальний опір мемристора, якщо він змінюється при протіканні через нього електричного струму? Внутрішній опір мемристора визначатиметься за формулою:

$$R_{mem} = R_{ON} \cdot x + R_{off}(1 * x) \quad [3]$$

$$\text{Де, } x = \frac{W}{D},$$

D – вся ширина точкової плівки мемристора.

W – Фактична ширина легованої області.

З формули бачимо, що номінальний опір мемристора напряму залежить від ширини усього мемристора, та його легованої зони.

Тож, теоретично існує залежність внутрішнього опору мемристора (R) від кількості циклів перезапису (N). І за цим графіком, теоретично, можна визначити скільки мемристор залишилось циклів перезапису до відмови компоненту.

Характеризується гістерезис мемристорів співвідношенням опорів

$$\left(\frac{R_{ON}}{R_{OFF}} \right),$$

де

$$R_{ONN/OFF} = \frac{U_{ON/OFF}}{I_{ON/OFF}}.$$

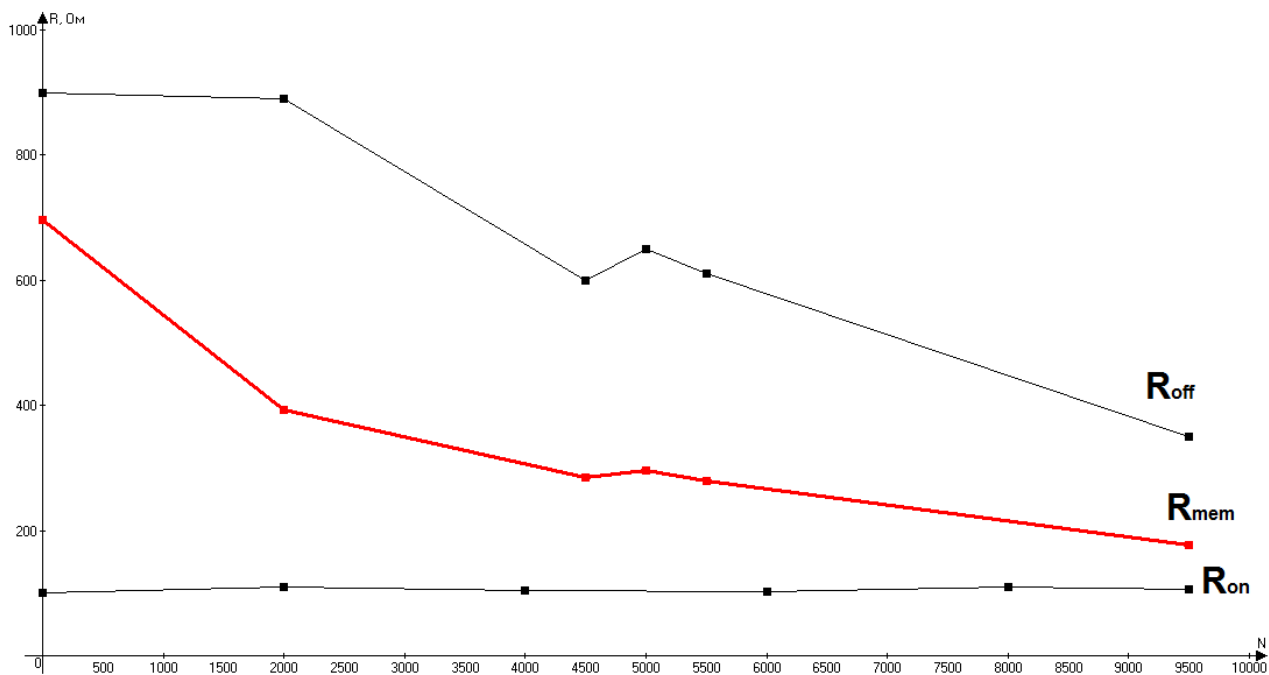


Рис. 6 Графік Залежності опорів R_{on} та R_{off} , і R_{mem} мемристора від кількості перезаписів.

Висновки

Детально розглянувши архітектуру, поведінку, принцип роботи та принцип вимірювання мемристора бачимо залежність кількості перезаписів від номінального опору мемристора за допомогою якого можна прогнозувати скільки часу можна експлуатувати даний компонент в приладі де він використовується. Це є актуально на даний час, так як мемристор стане основним компонентом для зберігання інформації, а мемристорні матриці будуть активно використовуватись у робототехніці.

Література

1. «Перспективная элементная база наноэлектроники - мемристоры — новый тип

элементов резистивной памяти для наноэлектроники; А.Гудков1gudkov@niifp.ru, А.Гогин1, М.Кик1, А.Козлов1, А.Самусь2 ».

2. Электроника и связь: научно-технический журнал. - 2013. - № 2(73). - С. 9-15. Белоголовский, М. А., Наноэлектронные устройства с памятью на основе эффекта электромиграции кислородных вакансий в сложных оксидах переходных металлов / М. А. Белоголовский, С. Ю. Ларкин,
3. Electronics and Communications : научно-технический журнал. - 2015. - Т. 20, № 1(84). - С. 27-35. Артюхов, В. Г. Схемотехнічне моделювання мемристора в

- | | |
|--|---|
| середовищі MicroCap / В. Г. Артюхов, І. В. Коноваленко. | на его устойчивость к деградации при циклических переключениях. ; |
| 4. Письма в ЖТФ, 2014 год, том 40, выпуск №7; Ю.В. Храповницкая, Н.Е. Маслова, Ю.В. Грищенко, В.А. Демин, М.Л. Занавескин – Исследования влияния материала контакта мемристора | Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», Москва. |

УДК 537.623

Моделювання фізичних властивостей схем з феромагнетиками

Штикало О.В., Ковальов, Д.О., к.т.н., Семікіна Т.В.

Вступ

У зв'язку з тим, що магнітні матеріали набувають все більшого застосування [1], вивчення їх властивостей є актуальним напрямком науки і техніки. На використанні магнітних властивостей речовин засновані цілі розділи техніки, такі як магнітний запис звуку і зображення, магнітна дефектоскопія, магнітна розвідка корисних копалин. Феромагнетики мають широке практичне застосування. Вони використовуються у вигляді сердечників у трансформаторах, генераторів, електродвигунів і інших пристроїв. При вимкненні зовнішнього магнітного поля феромагнетик залишається намагніченим, тобто створює власне магнітне поле в оточуючому його просторі. Упорядкована орієнтація елементарних струмів не зникає при вимкненні зовнішнього магнітного поля. Завдяки цьому існують постійні магніти. Постійні магніти знаходять широке застосування в електровимірювальних приладах, гучномовцях, телефонах, в пристроях звукозапису, магнітних компасах і т. д.

Як відомо [2], феромагнетики окрім здатності сильно намагнічуватися володіють ще і іншими властивостями, які суттєво відрізняються від діа- і парамагнетиків. Магнітні властивості феромагнетиків досить різноманітні і залежать від багатьох факторів: зовнішнього поля, температури, зовнішніх механічних напруг, характеру протікання намагнічування.

Магнітна сприйнятливість (χ) феромагнетиків додатня ($\chi > 0$) і досягає значень $10^4 - 10^5$; їх намагнічуваність (J) і магнітна індукція (B) ростуть зі збільшенням напруженості магнітного поля (H) нелінійно і в достатньо сильних полях досягають граничного значення J_s (магнітного насичення). Характерна особливість феромагнетиків полягає також в тому, що для них залежність J від H (а відповідно, і B від H) визначається попереднім намагнічуванням феромагнетика. Це явище отримало назву магнітний гістерезис.

Гістерезис приводить до того, що намагнічування феромагнетика не являється однозначною функцією H , тобто одному і тому ж значенню H відповідають декілька значень J .

Важливою характерною для феромагнетиків властивістю являється магнітний гістерезис, тобто затримка змін магнітних станів від змін напруженості зовнішнього магнітного поля [3].

У даній роботі магнітні характеристики феромагнітного матеріалу визначаються методом дослідження петель гістерезису. Для цього в даній роботі використовувалось моделювання роботи схеми в програмних середовищах MULTISIM™ for EDUCATION для студентів і Proteus Professional Demonstration. Дані програмні середовища були обрані за наступними причинами.

MULTISIM – середовище моделювання, дослідження і проектування електрично-принципових схем. Дана програма забезпечує можливість будувати плати та знімати характеристики потужними віртуальними приладами, скопійованими з реальних аналогів. У бібліотеці програмного пакету присутні понад 2000 моделей компонентів, і з кожним оновленням програми їхня кількість зростає. Можна також ввести власний елемент з необхідними параметрами. Програма може взаємодіяти з середовищем розробки системи вимірювання LabVIEW, що дозволяє співставляти теоретичні данні з реальними, прямо під час створення схем друкованих плат. Це дозволяє зменшити кількість проектних помилок і прискорює реалізацію проектів. Є два варіанти

програмного забезпечення MULTISIM:

For Education – призначена для вивчення схемотехніки, для курсів аналогової, цифрової і силової електроніки

For Designers – призначений для інженерів, надає інструменти для моделювання, аналізу, проектування друкованих плат.

Зручний і простий інтерфейс дозволяє швидко призвичаїтись користувачеві до роботи над середовищем моделювання. Також в програмі реалізовано функцію виправлення (корекції) схеми при виникненні помилок, пов'язаних із змодельованою схемою.

Proteus Professional Demonstration це програма розроблена для симуляції електричних кіл та розробки друкованих плат. Середовище моделювання складається з модулів для зображення схем, друкованих плат та контролерів у межах однієї програми.

Симуляція у програмному пакеті відбувається одночасно і для мікроконтролерів і для електричного кола. Можлива взаємодія з електричним колом за допомогою кнопок, потенціометрів та перемикачів. Симуляцію можна поставити на паузу та дослідити у конкретний момент часу.

1. Постановка експерименту

Дослідження магнітних властивостей феромагнітного матеріалу проводилось шляхом аналізу петель гістерезису в

намагнічуваному полі частотою 50 Гц за допомогою електронно-променевого осцилографу. Зразок з досліджуваного феромагнетика в формі тороїда (Т) з середнім радіусом

r_{cp} забезпечений намагнічуваною (первинною) і вимірювальною (вторинною) обмотками, число витків яких n_1 і n_2 відповідно (рис. 1).

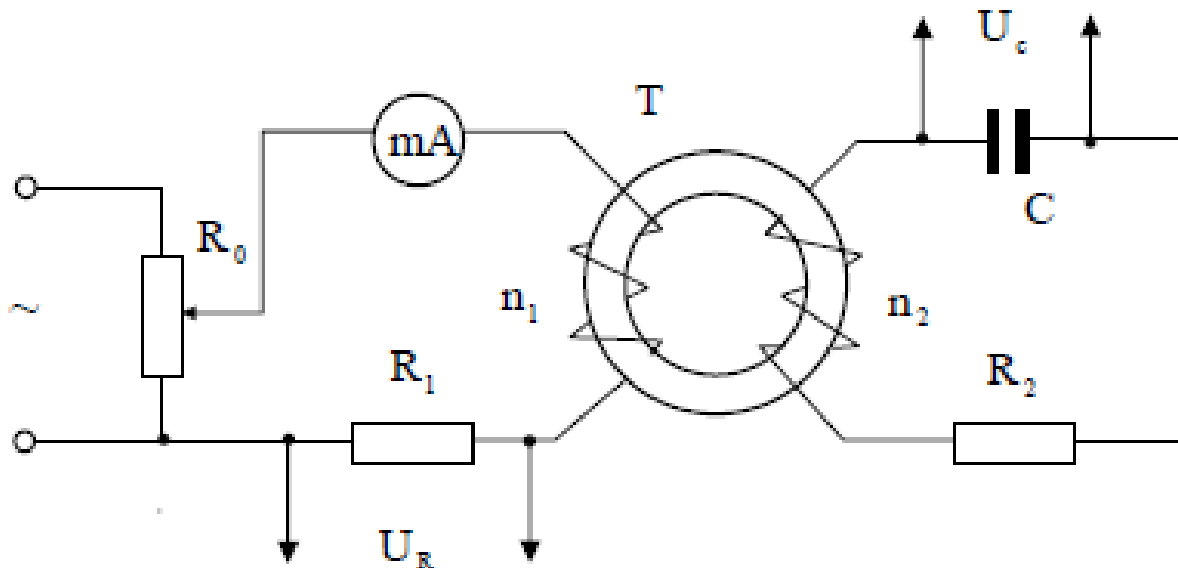


Рис.1. Досліджувана схема з феромагнітним тороїдом.

Напруга, що подається з резистора R_1 на вхід X осцилографу, пропорційна силі струму I_1 в намагнічуваній обмотці $U_1 = R_1 I_1$. Згідно теореми про циркуляцію, напруженість H магнітного поля, що створюється струмом I_1 , визначається за формулою (1) [2]:

$$H = \frac{n_1}{2\pi r_{cp}} I_1 = \frac{n_1}{2\pi r_{cp}} \frac{U_R}{R_1} \quad (1)$$

У вимірювальній обмотці при цьому виникає електро рушійна сила (ЕРС) індукції, що визначається за формулою (2):

$$\varepsilon_i = - \frac{d\Phi}{dt} = -n_2 S \frac{dB}{dt} \quad (2)$$

де Φ – потік вектору магнітної індукції $\vec{B}$ через поверхню, що охоплюється всіма витками вторинної обмотки, площа перерізу тороїда.

Відповідно з законом Ома для вторинного кола ЕРС розраховується за формулою (3):

$$\varepsilon_i = I_2 R_2 + \varepsilon_s + U_C \quad (3)$$

де I_2 – значення сили струму в колі вимірювальної обмотки, ε_s – ЕРС самоіндукції, що виникає у вторинній обмотці.

Якщо підібрати опір R_2 і електроємність C таким чином, щоб $\varepsilon_s + U_C \ll I_2 R_2$, то $\varepsilon_i = I_2 R_2$. Використавши (2), отримаємо, що

сила струму у вторинній обмотці розраховується за формулою (4):

$$I_2 = \frac{\varepsilon_i}{R_2} = -\frac{n_2 S}{R_2} \frac{dB}{dt} \quad (4)$$

Так як напруга на конденсаторі дорівнює виразу за формулою (5):

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt = -\frac{n_2 S}{C R_2} \int_0^B dB = -\frac{n_2 S B}{C R_2}, \quad (5)$$

То магнітна індукція розраховується за формулою (6):

$$B = \frac{C R_2}{n_2 S} U_C \quad (6)$$

Отже, відхилення променя осцилографа по осі Х пропорційно напруженості магнітного поля Н, а по осі Y – магнітній індукції В в тороїдальному зразку. За один період синусоїдальної зміни струму електронний промінь на екрані осцилографа опише повну петлю гістерезису, а за кожен наступний період в точності її повторить. В результаті на екрані буде видно стабільну петлю гістерезису.

По отриманій для досліджуваного феромагнетика основній кривій намагнічування можна визначити значення його диференціальної проникності $\mu = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH}$ і побудувати графік залежності $\mu = \mu(H)$, а також, використовуючи відношення для намагнічуваності

$J = \frac{B}{\mu_0} - H$, також побудувати графік $J = J(H)$.

Так як $U_R = x \delta_x$, $U_C = y \delta_y$, де x і y -- координати петлі гістерезису, які знімаються з осцилограм, а δ_x і δ_y – чутливість осцилографа по осях і, що визначається по панелі осцилографа, то для спрощення розрахунків в подальшому використовують калібровані сталі h і b , що визначаються по формулах (7) та (8):

$$H = \frac{n_1}{2\pi r_{cp} R_1} U_x \quad (7)$$

$$B = \frac{C R_2}{n_2 S} U_y \quad (8)$$

Розрахунок значень величин, відбувається по формулах (9) та (10):

$$J = \frac{B}{\mu_0} - H \quad (9)$$

$$\mu = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \quad (10)$$

Треба отримати на екрані осцилографу граничну петлю гістерезису і встановити її симетрично відносно початку координат. По отриманій кривій визначити коерцитивну силу H_c і залишкову індукцію B_r досліджуваного феромагнітного матеріалу. Для цього виміряти координати точок перетину петлі гістерезису з горизонтальною і вертикальною осями координатної сітки осцилографа. Обчислити значення величин H_c і B_r відповідно виразам (7) і (8).

Поступово зменшуючи струм в намагнічуваній обмотці, виміряти координати x і y вершин петель гістерезису.

Обчислити значення величин і відповідно виразам (9) та (10).

2. Моделювання схеми в середовищі Proteus Professional Demonstration.

Збираємо схему в середовищі (рис.2).

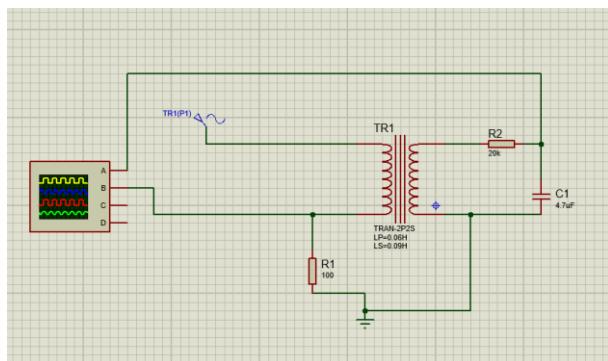


Рис. 2. Схема моделювання

Вибрані номінали схеми представлені в табл.1.

Таблиця 1. Номінали схеми.

l , мм	n_1 , ВИТ	n_2 , ВИТ	R_1 , Ом	R_2 , кОм	C , мкФ	S , м ²
260	237	330	100	20	4,7	0,00 23

де l – довжина тороїда, n_1 – кількість витків в обмотці що намагнічує, n_2 – кількість витків в індикаторній катушці, S – площа поперечного перерізу тороїду.

Для початку необхідна додаткова робота з осцилографом. Було зроблено наступне:

- ввімкнено режим кругової розгортки A/B;
- підібрано значення В/Поділка для обох входів осцилографа.

Після цього запускаємо моделювання, результати якого представлені на рис.3.

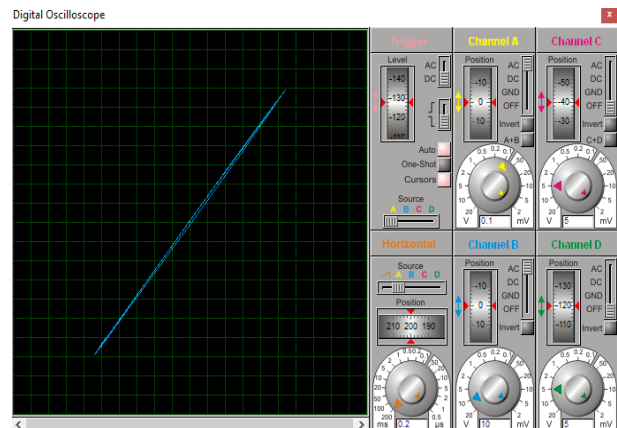


Рис. 3. Результати моделювання

Ми бачимо петлю гистерезису, з якої ми знімаємо значення U_x та U_y на перетні з осями O_x , O_y (Рис.4). Ці значення беруться для визначення параметрів феромагнетика.

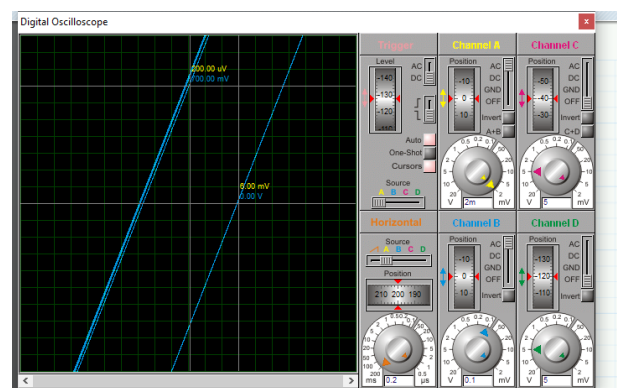


Рис. 4. Вимір значень напруг U_x та U_y .

За допомогою формул (7-10) визначаємо H , B , J та μ , та вносимо знайдені значення до таблиці 2.

При роботі в середовищі Протеус ми можемо зазначити наступні проблеми: було незручне зняття показників з осцилографу, а саме важко було точно визначити значення.

Таблиця 2. Розраховані параметри. використаний MULTISIM™ for EDUCATION.

$U_{BX},$ В	$U_x,$ мВ	$U_y,$ мВ	$H,$ А/м	$B,$ Тл	$J,$ А/м	μ
150	5,8	700	0,053	0,087	$6,899 \cdot 10^4$	$1,305 \cdot 10^6$

Для визначення кращого середовища для моделювання досліджуваної схеми був

3. Моделювання схеми в середовищі MULTISIM™ for EDUCATION.

Використовуючи базу даних беремо компоненти з наступними номіналами, які представлені в табл.1.

Результат моделювання схеми представлений на рис.5.

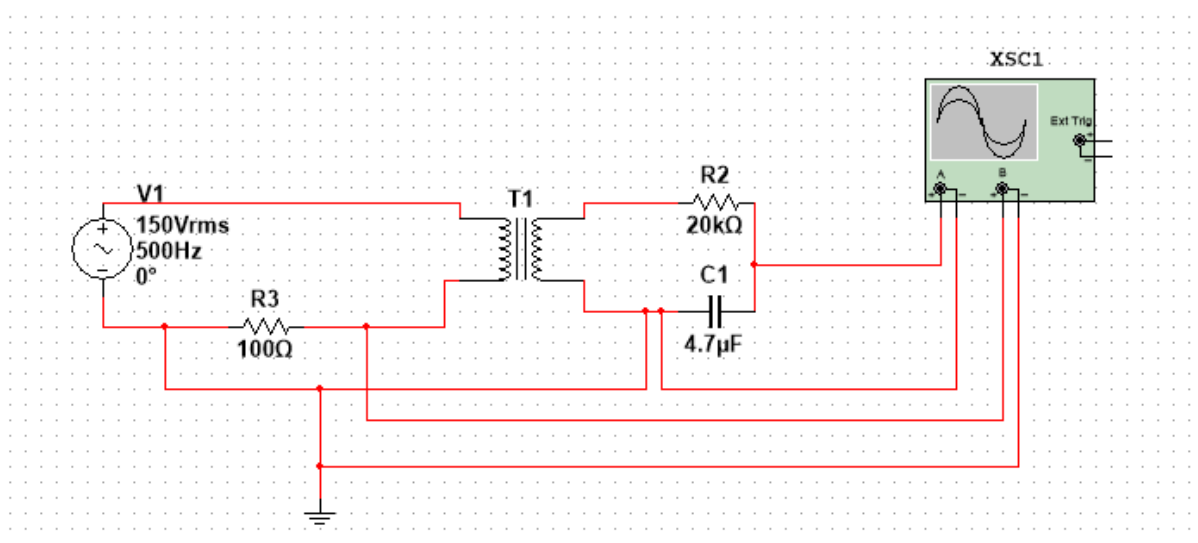


Рис. 5. Схема моделювання

Далі після вмикання схеми ми вмикаємо симуляцію і знімаємо покази з осцилографа.

Результат зображений на рис.6. Для того, щоб побачити петлю гістерезису ми вмикаємо розгортку на панелі осцилографа(кнопка A/B або B/A). і спостерігаємо покази осцилографу, які представлені на рис.7.

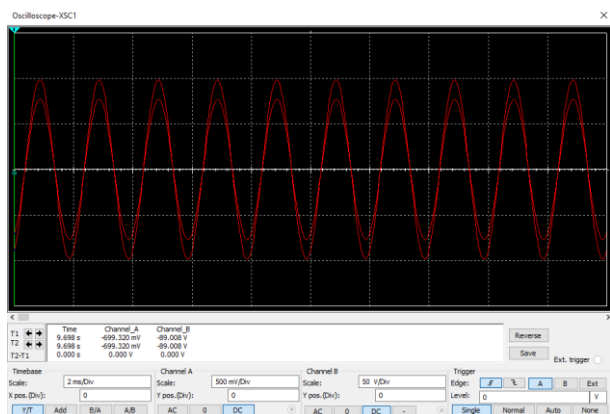


Рис. 6. Результати моделювання

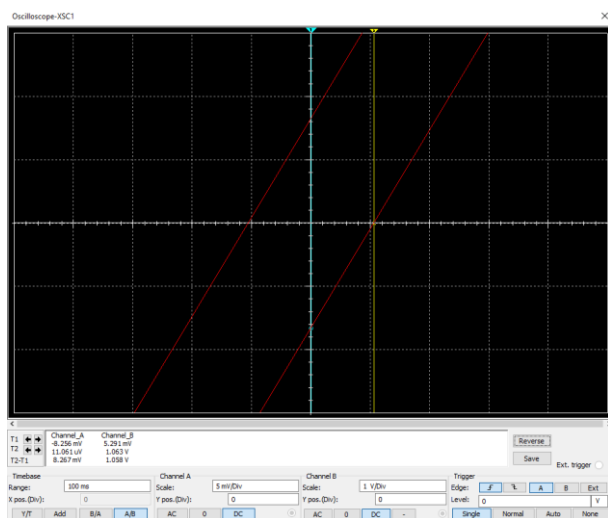


Рис. 7. Осцилограма петлі гістерезису.

По результатам петлі гістерезису знімаємо значення на точках перетину графіку з осями координат U_x і U_y і проводимо такі ж розрахунки, які були проведені до попереднього програмного пакету.

Висновок

Отримані значення моделювання в обох програмних середовищах співпадають. Проведення моделювання феромагнітних компонентів та схем з ними можливе в обох програмних пакетах.

Зручнішим середовищем моделювання виявився MULTISIM™ for EDUCATION. Даний програмний пакет дозволяє точніше і значно швидше знімати значення з

графіків осцилограм, ніж Proteus Professional Demonstration.

Рекомендовано обрати програмний пакет MULTISIM™ for EDUCATION, так, як він зручніший у моделюванні і дослідженні. Proteus Professional Demonstration також підходить для проведення дослідження феромагнетиків, та імовірність допущення похибки при знятті значень з графіка осцилограми вища, ніж у попереднього програмного пакету.

Література

1. Глинчук М.Д., Хіст В.В., Морозовська Г.М. Відновлення інтересу до магнітоелектричного ефекту у нанофероїках, Укр. фіз. журн – 2018. № 1. –С. 26-27.
2. Савельев И. В. Курс общей физики, т.2. Электричество и магнетизм. Волны. Оптика. Учебное пособие – 1982, –С. 183-189.
3. Кучерчук І. М., Горбачук І. Т. Загальна фізика. Електрика і магнетизм., Навчальне видання – 1990, –С. 257-260.

УДК 621.315.59

Вплив шарів CdS та CdCl₂ на параметри гнучких сонячних елементів ITO/CdS/CdTe/Cu/Au

Суслa Д.О., к.т.н., доц. Цибульський Л.Ю.

Вступ

В даний час в космічних і наземних умовах для електропостачання широко використовуються сонячні елементи (СЕ) на основі монокристалічного кремнію. До основних техніко-економічних показників таких сонячних елементів, поряд з коефіцієнтом корисної дії, собівартістю вироблюваної ними електроенергії і ступенем стійкості вихідних характеристик до впливу сонячного випромінювання, відноситься питома потужність. Під питомою потужністю розуміють потужність, що виробляється сонячним елементом на одиницю його ваги (кВт/кг). Відомо [1], що якщо собівартість електроенергії, що виробляється сонячними елементами, буде не вище 1 \$ за 1 Ватт·пік (1 Вт при інтенсивності сонячного випромінювання 1000 Вт/м²), то фотоелектрика буде конкурентоспроможною по відношенню до електроенергії, що виробляється тепловими електростанціями. На сьогодні мінімально можлива ціна 1 Ватт·пік кремнієвих монокристалічних сонячних елементів складає не менше 2 \$, а для плівкових сонячних

елементів на основі телуриду кадмію – 0,5 \$ [1]. Дослідження показали [2], що найбільшу стійкість к.к.д. до радіаційного впливу космічних умов мають тонкоплівкові сонячні елементи на основі телуриду кадмію (CdTe). Традиційно високоефективні тонкоплівкові сонячні елементи на основі CdTe виготовляються на скляних підкладках вакуумними методами при температурах не менше 400° С (наприклад [3]). Такі сонячні елементи, незважаючи на економічність і радіаційну стійкість істотно поступаються СЕ на основі монокристалів кремнію за питомою потужністю. В даний час виробляють прозорі поліамідні плівки, що володіють термостабільністю до 450° С. Це принципово дозволяє формувати ефективні гнучкі сонячні елементи на основі телуриду кадмію. Такі гнучкі сонячні елементи теоретично здатні володіти високою питомою потужністю за рахунок істотного зниження їх ваги при заміні скляної підкладки на поліамідну плівку. Таким чином, порівняльні експериментальні дослідження ефективності, вихідних параметрів і наведеної потужності тонкоплівкових сонячних елементів на основі CdTe виготовлених на скляних

підкладках і поліамідних плівках є актуальними.

Методика отримання і дослідження зразків

Для отримання лабораторних зразків СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* спочатку на поліамідні плівки і скляні підкладки методом нереактивного високочастотного магнетронного розпорошення осаджуються шари *ITO*. При розпорошенні використовується мішень представляє собою механічно спресовану суміш порошків In_2O_3 (90 мас.%) і SnO_2 (10 мас.%) напівпровідникової чистоти. Початковий парціальний тиск залишкової атмосфери 10^{-4} Па. Формування шару *ITO* товщиною (0,4 – 0,5) мкм здійснюється в аргоно-кисневій суміші при тиску $6 \cdot 10^{-1}$ Па. Концентрація кисню в складі газової суміші підтримується на рівні 3 об.%. Питома потужність магнетрона становить 1500 Вт/см^2 . Температура підкладки – 400°C . Ці режими магнетронного розпилення були ідентифіковані нами для осадження шарів *ITO* з оптимальними оптико-електричними властивостями на скляних підкладках і поліамідних плівках.

На шари *ITO* термічним випаровуванням осаджуються плівки *CdS* при тиску 10^{-4} Па і температурі підкладки 300°C . Потім без порушення вакууму при температурі підкладки 400°C осаджуються плівки *CdTe*. Отримані гетеро системи *ITO/CdS/CdTe* піддаються «хлоридній» обробці [4]. Для цього на шари *CdTe* без нагріву підкладки

термічним випаровуванням при тиску 10^{-4} Па наноситься плівки *CdCl_2*. Отримані гетеросистеми *ITO/CdS/CdTe/CdCl_2* піддаються відпалу на повітрі в закритому об'ємі при температурі 430°C протягом 25 хвилин. Після травлення відпалених гетеросистем в розчині бром метанолу на їх поверхні термічним випаровуванням наносяться двошарові електричні контакти *Cu-Au* і проводиться відпал сформованих СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* на повітрі при температурі 200°C протягом 30 хвилин.

Вимірювання світлових вольт-амперних характеристик СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* здійснюється в режимі стандартних спектральних умов освітлення АМ1.5. За експериментальними світловими вольт-амперними характеристиками визначаються вихідні параметри сонячних елементів: щільність струму короткого замикання ($J_{\text{кз}}$), напруга холостого ходу ($U_{\text{хх}}$), фактор заповнення (FF) навантажувальної світлової вольт-амперної характеристики (ВАХ) і коефіцієнт корисної дії (η) [5]:

$$\eta = J_{\text{кз}} \cdot U_{\text{хх}} \cdot \text{FF} / P_{\text{и}}, \quad (1)$$

де $P_{\text{и}} = 100 \text{ мВт/см}^2$ – потужність падаючого сонячного випромінювання

Результати і їх обговорення

СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* на поліамідних плівках були в 56 разів легше за такі ж СЕ на скляних підкладках. Для встановлення найбільш оптимальних конструктивно-технологічних рішень

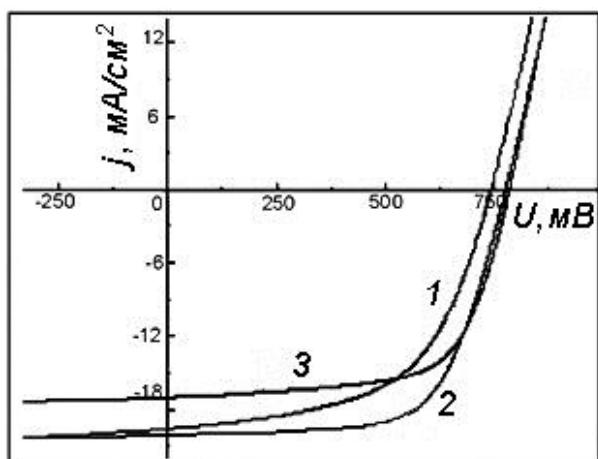
вивчено вплив товщини плівок сульфідів кадмію і товщини плівок хлоридів кадмію. Згідно з літературними даними [6], для тонкопліткових СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au*, в яких осадження базового шару здійснюється вакуумним випаровуванням, оптимальна товщина *CdTe* становить 4 мкм. Тому при формуванні СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* товщина плівок телуриду кадмію також вибиралась 4 мкм.

На рис 1 та рис.2 порівняно результати виміру світлових вольтамперні характеристик СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* на скляних підкладках і поліамідних плівках.

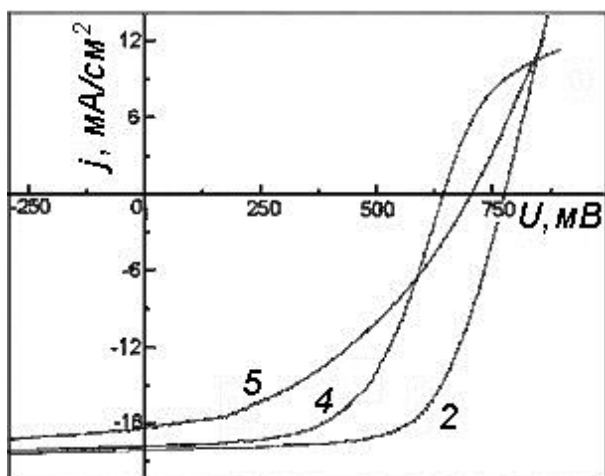
Видно, що на скляних підкладках при товщині шару сульфідів кадмію 0,40 мкм і товщині шару хлоридів кадмію 0,35 мкм спостерігається максимальна ефективність СЕ – 10,3%. При цьому спостерігається напруга холостого ходу $U_{xx} = 774$ мВ, щільність струму короткого замикання $J_{kз} = 20,1$ мА/см², фактор заповнення світлової вольтамперної характеристики $FF = 0,660$ (рис. 1а, крива 2). Зниження товщини шару сульфідів кадмію від 0,40 мкм приводить до зниження ефективності СЕ, в основному, за рахунок зменшення фактора заповнення світлової вольтамперної характеристики. Так, наприклад, зменшення товщини шару *CdS* від 0,40 мкм до 0,20 мкм, при незмінній товщині шару хлоридів кадмію 0,35 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 10,3\%$ до $\eta = 8,2\%$. При цьому фактор заповнення

світлової вольтамперної характеристики зменшується від $FF = 0,660$ до $FF = 0,558$ (рис. 1а, криві 1,2). Збільшення товщини шару сульфідів кадмію понад 0,40 мкм приводить до зниження ефективності за рахунок зменшення щільності струму короткого замикання. Так, наприклад, збільшення товщини шару *CdS* від 0,40 мкм до 0,60 мкм, при незмінній товщині хлоридів кадмію 0,35 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 10,3\%$ до $\eta = 8,8\%$. При цьому щільність струму короткого замикання зменшується від $J_{kз} = 20,1$ мА/см² до $J_{kз} = 17,0$ мА/см² (рис. 1а, криві 1, 3).

Зниження товщини шару хлоридів кадмію при проведенні "хлоридної" обробки СЕ *ITO/CdS/CdTe/Cu/Au* (рис. 1б), які були сформовані на скляних підкладках, від 0,35 мкм приводить до зниження ефективності за рахунок зменшення напруги холостого ходу і фактора заповнення світлової вольтамперної характеристики. Так, наприклад, зменшення товщини шару *CdCl₂* від 0,35 мкм до 0,06 мкм, при незмінній товщині шару сульфідів кадмію 0,40 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 10,3\%$ до $\eta = 7,4\%$.



а)



б)

Рис. 1. Світлові ВАХ СЕ ITO/CdS/CdTe/ Cu/Au на скляних підкладах:

а) вплив товщини шару CdS ($d_{\text{CdCl}_2} = 0,35$ мкм): 1 – $d_{\text{CdS}} = 0,20$ мкм: $U_{\text{xx}} = 749$ мВ, $J_{\text{кз}} = 19,7$ мА/см², FF = 0,558, $\eta = 8,2\%$;

2 – $d_{\text{CdS}} = 0,40$ мкм: $U_{\text{xx}} = 774$ мВ, $J_{\text{кз}} = 20,1$ мА/см², FF = 0,660, $\eta = 10,3\%$; 3 – $d_{\text{CdS}} = 0,60$ мкм: $U_{\text{xx}} = 783$ мВ, $J_{\text{кз}} = 17,0$ мА/см², FF = 0,660, $\eta = 8,8\%$.

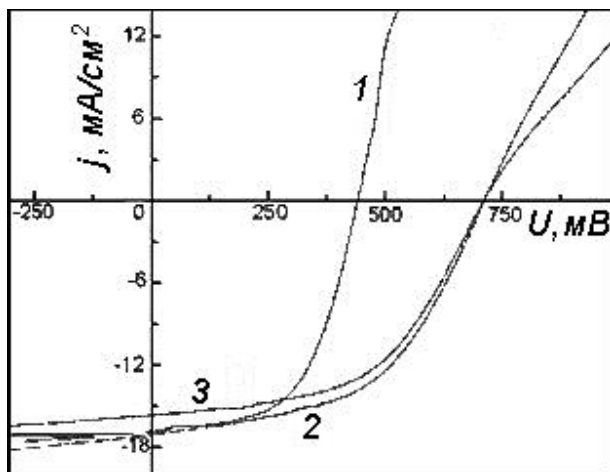
б) вплив товщини шару CdCl₂

($d_{\text{CdS}} = 0,40$ мкм): 4 – $d_{\text{CdCl}_2} = 0,06$ мкм: $U_{\text{xx}} = 640$ мВ, $J_{\text{кз}} = 19,8$ мА/см², FF = 0,583, $\eta = 7,4\%$; 2 – $d_{\text{CdCl}_2} = 0,35$ мкм: $U_{\text{xx}} = 774$ мВ, $J_{\text{кз}} = 20,1$ мА/см², FF = 0,660, $\eta = 10,3\%$; 5 – $d_{\text{CdCl}_2} = 1,20$ мкм: $U_{\text{xx}} = 713$ мВ, $J_{\text{кз}} = 18,3$ мА/см², FF = 0,410, $\eta = 5,4\%$.

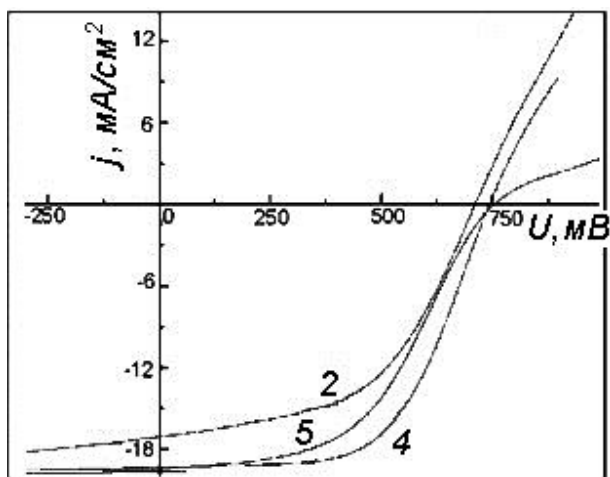
При цьому напруга холостого ходу зменшується від $U_{\text{xx}} = 774$ мВ до $U_{\text{xx}} = 640$ мВ, фактор заповнення – від FF = 0,660 до FF = 0,568, (рис. 1б, крива 2, 4). Зростання товщини шару хлориду кадмію понад 0,35 мкм приводить до зниження ефективності, в основному, за рахунок зменшення фактора заповнення. Так, збільшення товщини шару CdCl₂ від 0,35 мкм до 1,2 мкм, при незмінній товщині шару сульфід кадмію 0,35 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 10,3\%$ до $\eta = 5,4\%$. При цьому фактор заповнення світлової вольт-амперної характеристики зменшується від FF = 0,660 до FF = 0,410 (рис. 1б, криві 2, 5).

Варіювання товщини плівок сульфід кадмію і хлориду кадмію при виготовленні СЕ на поліамідних плівках показало, що при товщині шару сульфід кадмію 0,55 мкм і товщині шару хлориду кадмію 0,11 мкм спостерігається максимальна ефективність – 8,5%. При цьому напруга холостого ходу $U_{\text{xx}} = 746$ мВ, щільність струму короткого замикання $J_{\text{кз}} = 19,3$ мА/см², фактор заповнення світлової вольт-амперної характеристики FF = 0,591 (рис. 2б, крива 4). Питома потужність такого

гнучкого СЕ становить 1,9 кВт/кг. Зіставлення максимально досягнутих питомих потужностей СЕ, сформованих на поліамідній плівці і скляній підкладці, свідчить про те, що наведена потужність гнучкого сонячного елемента вище в 47 разів.



а)



б)

Рис. 2. Світлові ВАХ СЕ ITO/CdS/CdTe/ Cu/Au на поліамідних плівках:

а) вплив товщини шару CdS ($d_{\text{CdCl}_2} = 0,08$ мкм): 1 – $d_{\text{CdS}} = 0,30$ мкм: $U_{\text{xx}} = 440$ мВ, $J_{\text{кз}} = 16,9$ мА/см², FF=0,568, $\eta =$

4,2%; 2 – $d_{\text{CdS}} = 0,55$ мкм: $U_{\text{xx}} = 712$ мВ, $J_{\text{кз}} = 17,1$ мА/см², FF = 0,514, $\eta = 6,3$ %; 3 – $d_{\text{CdS}} = 0,70$ мкм: $U_{\text{xx}} = 711$ мВ, $J_{\text{кз}} = 15,7$ мА/см², FF = 0,490, $h = 5,8$ %.

б) вплив товщини шару CdCl₂ ($d_{\text{CdS}} = 0,55$ мкм): 2 – $d_{\text{CdCl}_2} = 0,08$ мкм: $U_{\text{xx}} = 712$ мВ, $J_{\text{кз}} = 17,1$ мА/см², FF = 0,514, $\eta = 6,3$ %; 4 – $d_{\text{CdCl}_2} = 0,11$ мкм: $U_{\text{xx}} = 746$ мВ, $J_{\text{кз}} = 19,3$ мА/см², FF = 0,591, $h = 8,5$ %; 5 – $d_{\text{CdCl}_2} = 0,16$ мкм: $U_{\text{xx}} = 756$ мВ, $J_{\text{кз}} = 19,4$ мА/см², FF = 0,490, $\eta = 7,2$ %.

Зниження товщини шару сульфиду кадмію від 0,55 мкм, при виготовленні СЕ на поліамідних плівках, призводить до зниження ефективності за рахунок зменшення напруги холостого ходу. Так, зменшення товщини шару CdS від 0,55 мкм до 0,30 мкм, при незмінній товщині хлориду кадмію 0,08 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 6,3\%$ до $\eta = 4,2\%$.

При цьому напруга холостого ходу зменшується від $U_{\text{xx}} = 712$ мВ до $U_{\text{xx}} = 440$ мВ (рис. 2а, криві 1, 2). Збільшення товщини шару сульфиду кадмію в гнучких сонячних елементах на основі CdTe понад оптимального значення, як і для СЕ сформованих на скляних підкладках, призводить до зниження ефективності за рахунок зменшення щільності струму короткого замикання. Так, наприклад, збільшення товщини шару CdS від 0,55 мкм до 0,70 мкм, при незмінній товщині хлориду кадмію 0,08 мкм, призводить до зниження ефективності гнучкого СЕ від $\eta = 6,3\%$ до $\eta =$

5,6%. При цьому щільність струму короткого замикання зменшується від $J_{\text{кз}} = 17,1 \text{ мА/см}^2$ до $J_{\text{кз}} = 14,7 \text{ мА/см}^2$ (рис. 2а, криві 1, 3). Можна припустити, що в обох конструкціях СЕ спостерігається експериментально зниження $J_{\text{кз}}$ обумовлено зниженням щільності потоку фотонів, що надходять в базовий шар при збільшенні товщини шару CdS .

Зниження товщини шару хлориду кадмію при проведенні "хлоридної" обробки сонячних елементів, сформованих на поліамідних плівках від 0,11 мкм приводить до зниження ефективності за рахунок зменшення всіх вихідних параметрів СЕ. Так, зменшення товщини шару CdCl_2 від 0,11 мкм до 0,08 мкм, при незмінній товщині сульфідів кадмію 0,55 мкм, призводить до зниження ефективності СЕ від $\eta = 8,5\%$ до $\eta = 6,3\%$. При цьому напруга холостого ходу зменшується від $U_{\text{хх}} = 746 \text{ мВ}$ до $U_{\text{хх}} = 721 \text{ мВ}$, фактор заповнення – від $\text{FF} = 0,590$ до $\text{FF} = 0,514$, щільність струму короткого замикання – від $J_{\text{кз}} = 19,3 \text{ мА/см}^2$ до $J_{\text{кз}} = 17,1 \text{ мА/см}^2$ (рис. 2б, криві 2, 4). Зростання товщини шару хлориду кадмію при формуванні гнучких сонячних елементів понад оптимального значення, як і для СЕ сформованих на скляних підкладках, призводить до зниження ефективності в основному за рахунок зменшення фактора заповнення світлової вольт-амперної характеристики. Так, збільшення товщини шару CdCl_2 від 0,11 мкм до 0,16 мкм, при незмінній товщині сульфідів кадмію 0,55 мкм, призводить до зниження ефективності

СЕ від $\eta = 8,5\%$ до $\eta = 7,2\%$ (рис. 2б, криві 2, 5).

Висновок

Шляхом порівняльних досліджень СЕ $\text{ITO/CdS/CdTe/Cu/Au}$, сформованих на скляних підкладках і поліамідних плівках, доведено, що заміна скляної підкладки поліамідної плівкою дозволяє збільшити питому потужність таких сонячних елементів в 47 разів.

Визначено товщину шару сульфідів і хлориду кадмію, при яких спостерігається максимальне значення ефективності СЕ $\text{ITO/CdS/CdTe/Cu/Au}$ отриманих методом термічного вакуумного осадження. Показано, що оптимальна товщина шару сульфідів кадмію в конструкції СЕ $\text{ITO/CdS/CdTe/Cu/Au}$ сформованому на поліамідних підкладках більша, ніж при використанні скляних підкладок, а товщина шару хлориду кадмію – менша. Механізм зниження ефективності при збільшенні товщини шару сульфідів кадмію і хлориду кадмію понад оптимальних значень для обох типів сонячних елементів однаковий і обумовлений зниженням щільності струму короткого замикання і зменшення фактора заповнення світлової вольт-амперної характеристики відповідно.

Визначена експериментально максимальна ефективність СЕ $\text{ITO/CdS/CdTe/Cu/Au}$ на скляних підкладках склала 10,3%, а для гнучких СЕ – 8,5%. Більш висока ефективність СЕ сформованих на скляних підкладках, в першу чергу, обумовлена великим фактором

заповнення світлової вольт-амперної характеристики.

Література

1. Rauschenbach H.S. Solar Cell Array Design "The principles and Technology of photovoltaic Energy Conversion". New York: "Litton Educational Publishing", 1980. – 350 p.
2. Romeo A., Batzner D.L., Zogg H., Tiwari A.N. A comparison of the vacuum evaporated CdTe substrate and superstrate solar cells// Pros. 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference. Glasgow.– 2000.– P. 843 - 846.
3. Wu X., Keame J.C., Dhere R.G. et al. 16,5% - Efficient CdS/cdTe polycrystalline thin-film solar cells//Proceeding 17th European Photovoltaic Solar Energy Conference. Munich. – 2002. – P. 995 - 999.
4. Romeo A. , Tiwari A.N. , Batzner D.L., Zogg H. Recrystallization in CdTe/CdS// Proceeding of 1999 European Material Conference. Strasbourg. – 2000.– P. 420 - 425.
5. Bonnet D., Meyers P. Cadmium telluride-materials for thin film solar cells // J. Mater. Res.– 1999.– Vol. 13, № 10. – P. 2740 - 2753.
6. Batrner D., Romeo A., Dobeli M., Weinert K., Zogg H., Tiwari A.N. High energy irradiation properties of CdTe/CdS solar cells//Proceedings of 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conference. New Orleans.– 2002.– P. 982 - 985.

УДК 621.791:625

Моделювання процесів нагрівання за допомогою концентратора електромагнітної енергії

Клименко В.О., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.

Анотація.

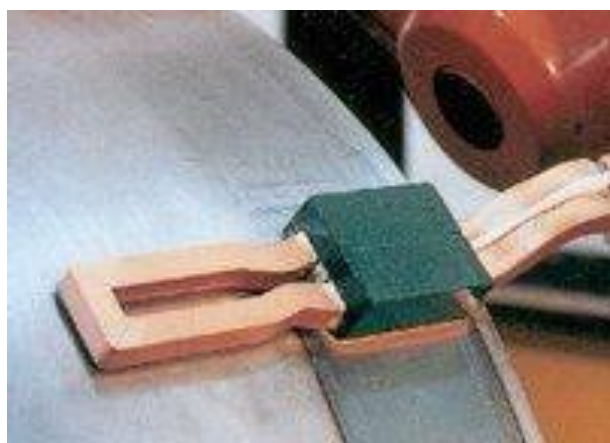
Індукційний нагрів (ІН) має широке застосування при поверхневій модифікації властивостей речовин. В останні роки поява металевих порошкового концентратора магнітного потоку дозволила збільшити можливості та покращити ефективність і керованість при індукційному нагріванні, тому аналітичне описання через моделювання та розрахунки стає необхідністю для проектування і оптимізації процесу. У статті розглянуто механізм перетворення енергії при індукційному нагріванні з концентратором магнітного потоку. Індукційний нагрів для сталі вивчається шляхом порівняння результатів кінцево-елементного моделювання (КЕМ) з експериментальними результатами. Кінцево-елементна модель вирішує пов'язану електромагнітно-термічну обчислювальну задачу, яка також включає розгляд нелінійних магнітних властивостей матеріалу в процесі нагрівання. Для перевірки імітації проводяться експерименти по індукційному нагріву для середньої частоти змінного струму для порівняння з результатами моделювання. Порівняння доводить

ефективність моделі КЕМ і розкриває внутрішню кореляцію магнітних і електричних полів в процесі.

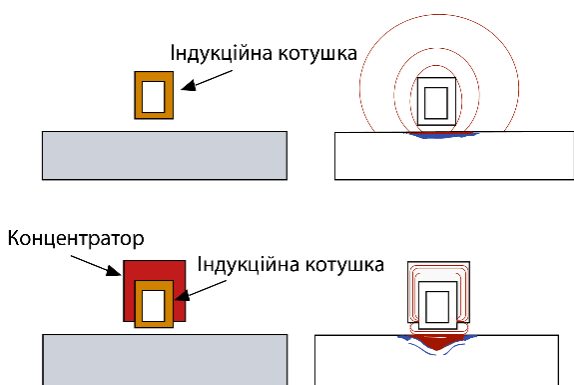
Вступ.

ІН набуває більш широкого застосування в різних промислових виробничих процесах, таких як загартування, пайка, відпуск, і випаровування речовин [1]. Проте доведено низьку ефективність нагріву і керованість, якщо в процесі поверхневого нагріву використовуються тільки відкриті котушки. Це відбувається тому, що поле магнітного потоку рівномірно випромінюється в просторі, де відбувається лише невелика частина магнітно-термічного перетворення і проникає в поверхню деталі [3]. Для стиснення магнітного потоку і більш високої ефективності нагріву, винайдені концентратори, які мають високу магнітну проникність і щільність потоку насичення, і додаються до котушок індукційного нагріву, як показано на рис.1. Концентратор виготовлений з феромагнітного металевих порошку, з'єднаного органічною сполучною речовиною для електричної ізоляції та зміцнення. Отже, він має більш високу проникність, ніж неізольована

котушка. Завдяки своїм особливим властивостям і конструкції, концентратори магнітного потоку локалізують магнітний потік в необхідній зоні, покращуючи розподіл тепла і запобігаючи утворенню небажаних вихревих струмів [3, 4]. Крім підвищення ефективності та оптимального розподілу потужності, концентратори магнітного потоку також знижують споживання котушки, тим самим значно знижуючи втрати потужності [4].



а)



б)

Рис. 1. Індуктор з концентратором магнітного потоку:
 а – зовнішній вигляд;
 б – використання концентратора

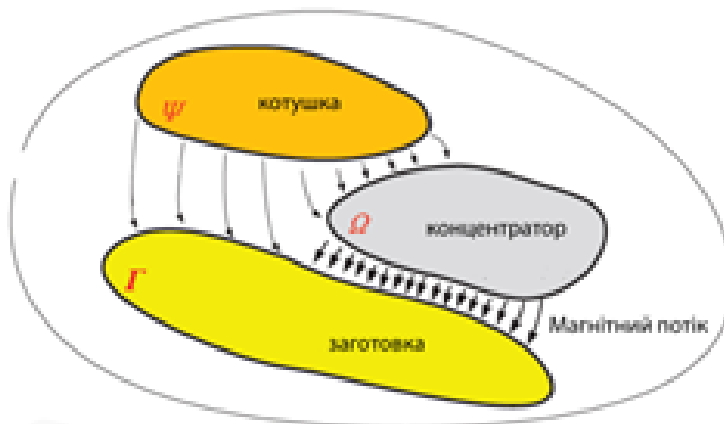
Однак використання концентратора робить управління процесом складнішим через наявність комбінованих електромагнітних полів. Крім того, у міру зміни магнітного потоку і температури в процесі, фізичні властивості як концентратора, так і матеріалу заготовки змінюються нелінійно [5, 6]. При спільному розгляді процесів неможливо отримати аналітичні рішення за класичними законами. Тому важливо проаналізувати пов'язані процеси за допомогою системного моделювання для проектування і оптимізації [7,8].

Мета роботи - дослідження механізму індукційного нагрівання на основі моделі кінцевих елементів індукційної системи з концентратором магнітного потоку. Модель і розрахунок процесу сприяють кращому розумінню механізму, що також є важливим для проектування і оптимізації процесів.

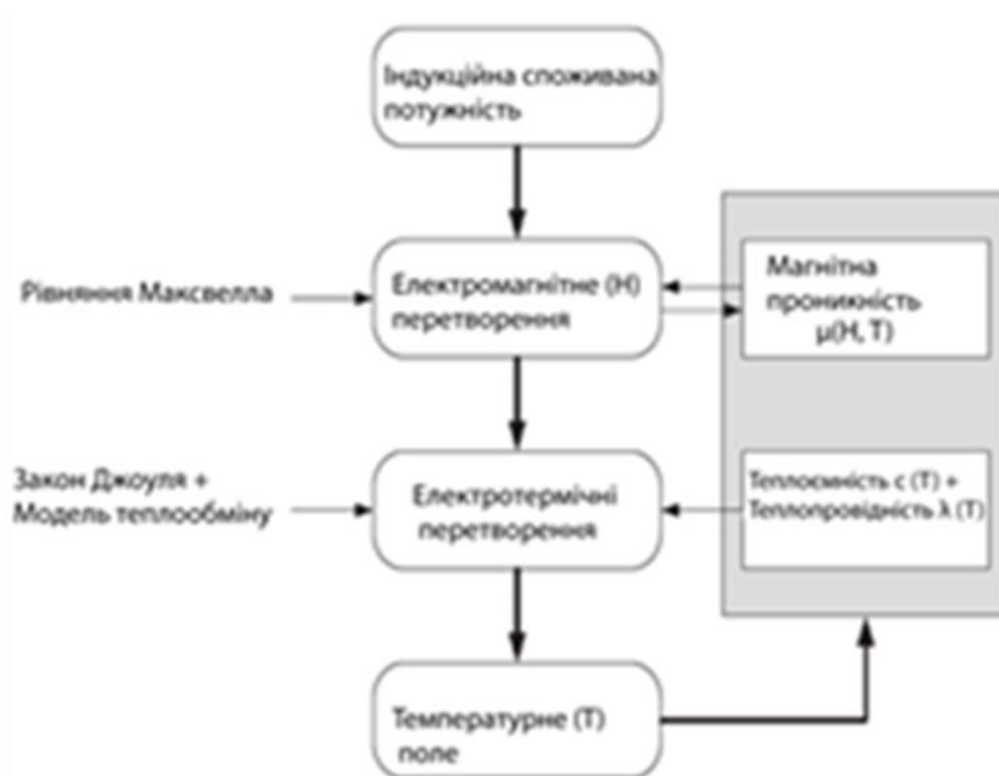
Механізм індукційного нагріву з допомогою електромагнітного концентратора

У порівнянні зі звичайним індукційним нагріванням, концентратор служить «лінзою», що підвищує проникнення магнітного потоку в оброблювану деталь, як показано на рис.2,а. Залежно від відносного положення концентратора і його магнітних властивостей, він здатний регулювати інтенсивність магнітного потоку в потрібній області, таким чином нагріваючи конкретне місце заготовки до заданої температури. Цей процес включає в себе електромагнітне нагрівання

(рис.2,б). Нелінійні властивості змінюються в залежності від матеріалу (магнітна проникність, інтенсивності магнітного потоку і теплоємність і теплопровідність), які температури ускладнюють задачу.



а)



б)

Рис. 2. Перетворення енергії при індукційному нагріванні з концентратором:

- а - принцип роботи концентратора;
- б - процеси перетворення енергії

Магнітодинамічні явища регулюється рівняннями Максвелла (рівняння 1-4), де E і H - напруженість електричного (В/м) і магнітного (А/м) полів, які генерується змінним струмом [2]. При цьому визначаються співвідношення між величинами поля (рівняння 5-7) [2]. Напруженість H залежить від сили струму I , його частоти f , проникності концентратора, а також форми і положення концентратора.

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (1)$$

(з закону Ампера)

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2)$$

(з закону Фарадея)

$$\nabla \times D = \rho; \quad (3)$$

(з закону Гауса)

$$\nabla \times B = 0; \quad (4)$$

(з закону Гауса)

$$D = \varepsilon E \quad (5)$$

$$B = \mu H \quad (6)$$

$$J = \sigma E \quad (7)$$

де H – напруженість магнітного поля, А / м; J – щільність струму, А / м²; D – щільність електричного потоку або електрична індукція, Кл / м²; t – час, с; E – напруженість електричного поля, В / м; B – щільність магнітного потоку або магнітна індукція, Тл, ρ – щільність електричного заряду Кл/м³; ε – відносна діелектрична проникність, μ – відносна магнітна проникність, σ – питома електропровідність, мкСм/см.

Включивши вищевказані конститутивні співвідношення в рівняння Максвелла і після розрахунка, будуть отримані два головних рівняння:

$$\nabla^2 E - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = \mu \frac{\partial J}{\partial t} + \nabla \frac{\rho}{\varepsilon}; \quad (8)$$

$$\nabla^2 H - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = -\nabla \times J \quad (9)$$

Для розрахунку E і H зручно ввести в магнітний вектор потенціал A і електричний скалярний потенціал φ .

$$B = \nabla \times A; \quad (10)$$

$$E = -\nabla \varphi - \frac{\partial A}{\partial t}. \quad (11)$$

Підставляючи рівняння (10) і (11) в рівняннях (8) і (9), отримаємо:

$$\nabla^2 A - \mu\epsilon \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = \mu J; \quad (12)$$

$$\nabla^2 \varphi - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\epsilon}. \quad (13)$$

Знаходимо змінні A і φ , підставляємо їх до рівнянь (10) і (11) і знаходимо остаточні рішення змінних E і H .

Теплообмін в металевих матеріалах описується рівнянням Фур'є [2]:

$$c\rho \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla(-\lambda \nabla T) = Q_v, \quad (14)$$

де, T – температура в металевій заготовці, c – питома теплоємність, ρ – щільність металевих матеріалів, λ – теплопровідність металу, Q_v – щільність генерованого тепла, індукована вихровими струмами в одиницю часу в одиничному об'ємі. Щільність генерованого тепла визначається при рішенні електромагнітної задачі.

Граничні умови при термічному аналізі можна описати виразом:

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = -\alpha(T - T_\alpha) - C_s(T^4 - T_\alpha^4), \quad (15)$$

де, $\partial T / \partial n$ – градієнт температури в напрямку, перпендикулярному поверхні деталі в даній точці, λ – теплопровідність деталі, α – температуропровідність, C_s – коефіцієнт теплових втрат на випромінювання, n – нормаль до поверхні деталі.

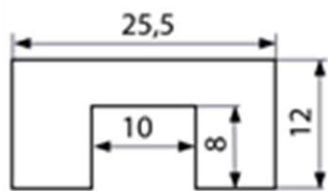
Кінцево-елементне моделювання

Завдяки потужним обчислювальним можливостям у вирішенні пов'язаних фізичних задач, метод кінцевих елементів стає все більш широко застосовуваним в інженерних областях [9-15]. Створення моделі МКЕ включає наступні етапи, включаючи моделювання геометрії, специфікацію властивостей матеріалу, визначення граничних умов, сітку та розрахунок результатів. У цій роботі МКЕ програмне забезпечення FLUX2D використовується для розрахунку розподілу щільності потужності і температурного поля для процесу індукційного нагріву.

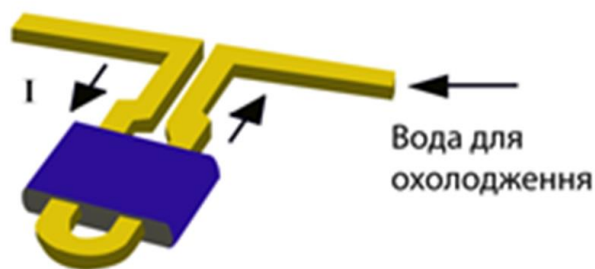
Спочатку моделюється деталі для поверхневого індукційного нагріву, як показано на рис.3. Індукційна котушка показана на рис.3,а. Котушка виконана з прямокутної мідної труби. Концентратор має прямокутну канавку і накладається на котушку (рис.3,б і рис.3,в).



а)



б)



в)

Рис. 3. Геометрія індуктора:

- а - котушка;
 б - концентратор (одиниці - мм);
 в - індуктор

За матеріал деталі оберемо м'яку вуглецеву сталь за стандартом AISI 1045, її хімічний склад наведено в табл.1. Деталь має довжину, ширину, висоту – 150, 65, 25 мм, відповідно.

Таблиця 1 - Хімічний склад сталі за стандартом AISI 1045

Назва	мас.,%
C	0,46
Si	0,24
Mn	0,64
P	0,012
S	0,028

Ni	0,01
Cr	0,01
Cu	0,01

Область моделювання показана на рис.4. Система оточена повітрям. Розподіл розрахункової сітки показано на рис.4: на рис.4,а – вся область дослідження, на рис 4, б – збільшена частина індуктора, концентратора і деталі..

При моделюванні коефіцієнт теплообміну α і коефіцієнт випромінювання C_s задавалися як $\alpha = 20 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К}^4)$ і $C_s = 0,5 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К}^4)$.

В процесі індукційного нагрівання змінюються як магнітні, так і теплові властивості матеріалу деталі. Магнітна проникність μ характеризується магнітною поляризацією M матеріалу, на яку впливають як напруженість магнітного поля, так і температура. Кількісне визначення μ здійснюється шляхом вимірювання магнітної поляризації M і напруженості магнітного поля H при різних температурних умовах. Рівняння (16) задає зв'язок проникності μ і поляризації M .

$$B = \mu_0 \mu H = \mu_0 H + \mu_0 M, \quad (16)$$

де μ_0 - проникність повітря, яка дорівнює $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (Гн/м)}$.

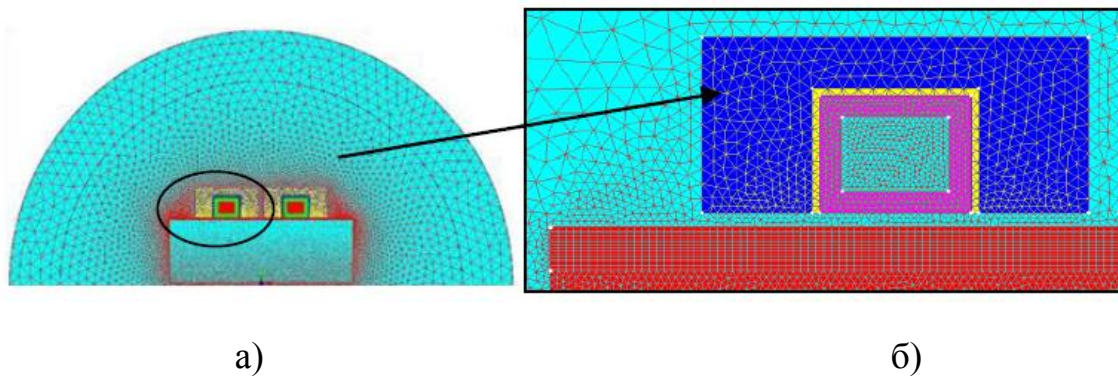


Рис. 4. Геометрична модель і кінцево-елементна сітка:
 а - сітка МКЕ;
 б - збільшений фрагмент МКЕ.

Криві М-Н матеріалу деталі на рис.5 показують нелінійність і майже відсутність гістерезисної петлі, що вказує на те, що деталь є магнітом'яким матеріалом з невеликими втратами на гістерезис при нагріванні. Коли температура деталі збільшується, магнітна проникність різко знижується, поки не впаде до 1 при температурі Кюрі. Крім того, напруженість магнітного поля також впливає на магнітну проникність заготовки.

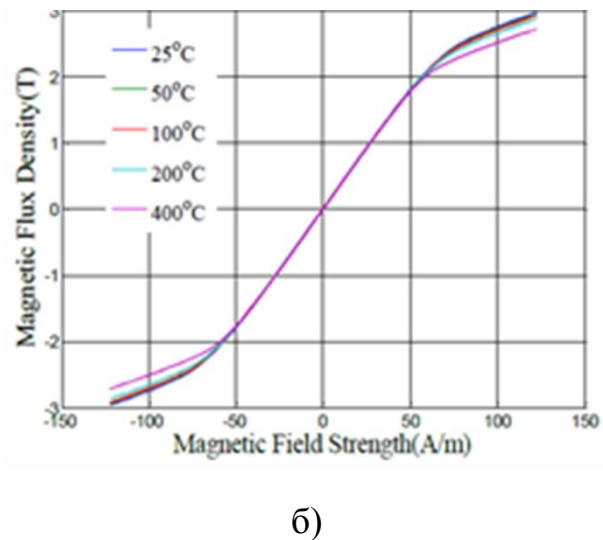
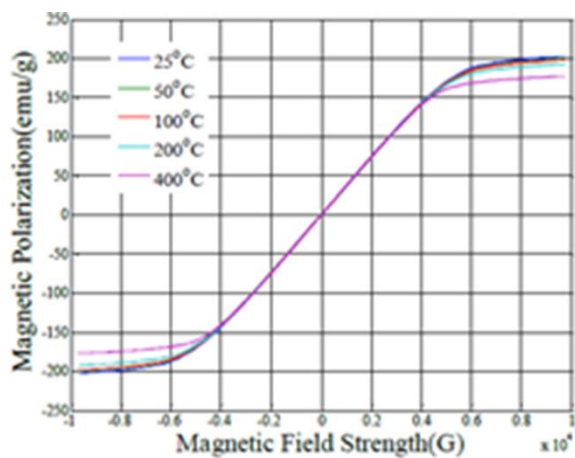


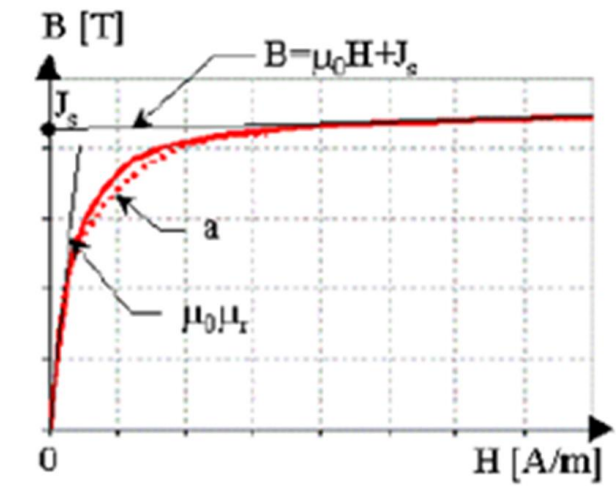
Рис. 5. Емпірична крива М-Н і трансформуюча крива В-Н сталі 1045:
 а - Крива М-Н;
 б - Крива В-Н



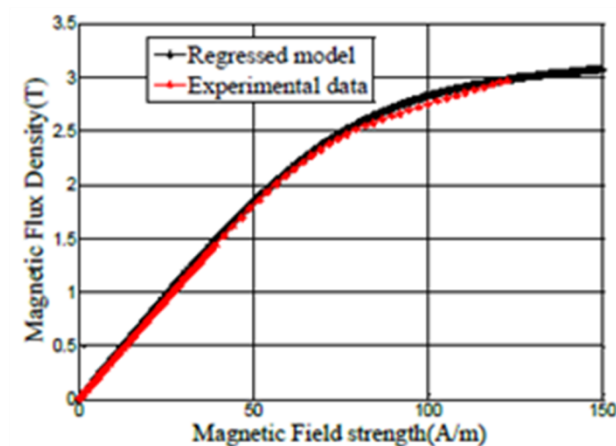
а)

Криві властивостей матеріалу деталі апроксимуються і вводяться у програму Flux2D для моделювання. Рівняння (17) і (18) є формулюваннями ізотропних м'яких магнітних матеріалів [17], графік яких представлено на рис.6,а. Змінюючи коефіцієнти μ_r , J_s і a , можна

отримати модель, яка добре узгоджується з емпіричною, як показано на рис.6,б.



а)



б)

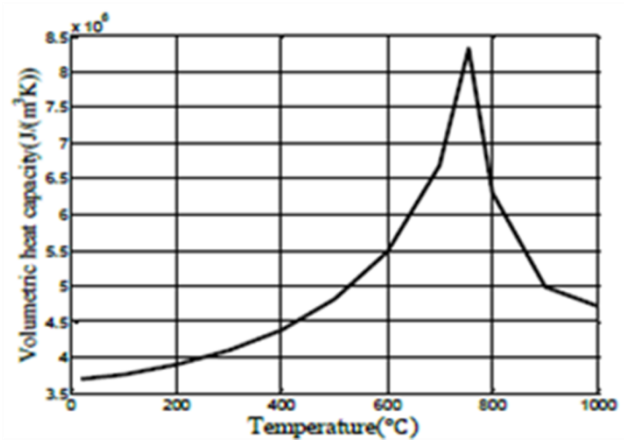
$$B(H) = \mu_0 H + J_s \frac{H_a + 1 - \sqrt{(H_a + 1)^2 - 4H_a(1-a)}}{2(1-a)}$$

$$H_a = \mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s}$$

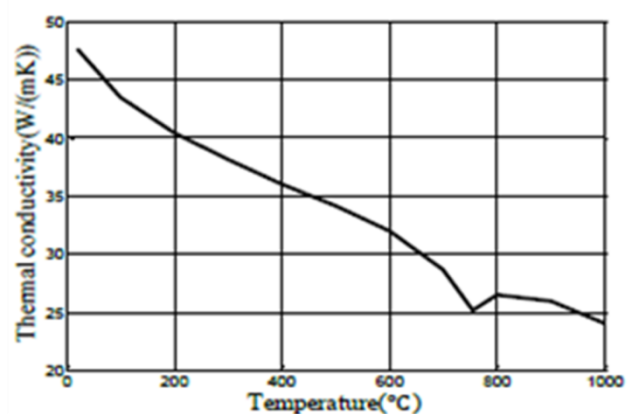
Рис. 6. В-Н крива моделі ізотропних магнітом'яких матеріалів:
 а - Регресійна модель у Flux2D [17];

б - Порівняння регресійної моделі з експериментальними даними

Об'ємна теплоємність C_p і теплопровідність λ залежать від температури T , але не залежать від напруженості магнітного поля. На рис.7,а і рис.7,б показані співвідношення C_p-T і $\lambda-T$ відповідно, що показує, що C_p і λ матеріалу деталі сильно нелінійні [16].



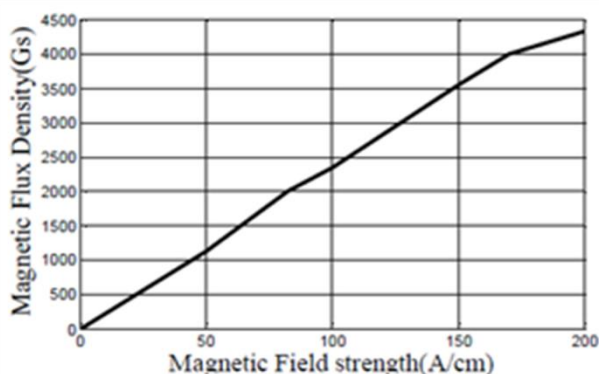
а)



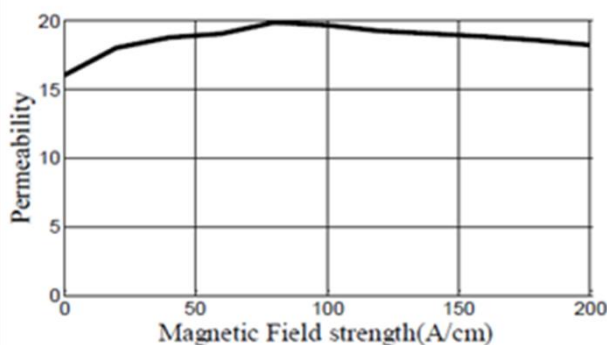
б)

Рис. 7. Об'ємна теплоємність і теплопровідність сталі 1045:
 а – теплоємність;
 б - теплопровідність.

Рис.8 ілюструє зміну проникності в залежності від напруженості магнітного поля матеріалу концентратора. І можна помітити, що проникність практично постійна в діапазоні зміни напруженості магнітного поля. Однак проникність все ще змінюється приблизно на 20% при збільшенні напруженості магнітного поля. Отже, криві проникності треба дискретизувати при розрахунку. Теоретично магнітна проникність також змінюється з підвищенням температури. Проте проникність концентратора не може змінюватися занадто сильно, оскільки він охолоджується безперервно водою, що проходить через котушку індуктивності.



а)



б)

Рис. 8. Проникність відносно напруженості магнітного поля [18]:
 а - В-Н крива; б - проникність

Висновки

Індукційний нагрів з використанням концентратора дає переваги при обробці поверхонь. В роботі чисельним розрахунком досліджено індукційний нагрів на основі методу кінцевих елементів. Проведено обчислювальний процес для зв'язаної задачі електромагнітного нагріву. Магнітні і теплові характеристики матеріалів враховані в моделюванні з урахуванням їх залежності від температури і напруженості магнітного поля. За результатами роботи можна зробити наступний висновок:

- у порівнянні з традиційними методами індукційного нагріву індукційний нагрів з концентратором має більш високу ефективність і точність при ретельному контролі.

- розрахунок на основі моделі кінцевих елементів може ефективно прогнозувати розподіл температури. Тому модель кінцевих елементів може бути використана для подальшого аналізу і оптимізації нагрівання деталей будь якої складності.

Література

1. E.J. Davies, Conduction and Induction Heating, Peregrinus, London, 1990.

2. V. Rudnev, D. Loveless, R. Cook, M. Black, Handbook of Induction Heating, Inductoheat, Inc, 2003.
3. Robert S. Ruffini, Robert T. Ruffini, Valentin S. Nemkov, Robert C. Goldstein, Advanced Design of Induction Processes and Work Coils for Heat Treating and Assembly in Automotive Industry, Proceedings of the 1999 SAE Southern Automotive Manufacturing Conference (P-351).
4. Valentin Nemkov, Robert Goldstein, Robert Ruffini, Magnetic Flux Controllers for Induction Heating Applications, Transactions of Materials and Heat Treatment Proceedings of the 14th IFHTSE congress, Vol.25, No.5, Oct.2004.
5. Hiroyuki Kagimoto, Daisuke Miyagi, Norio Takahashi, Naoki Uchida, Keiji Kawanaka, Effect of Temperature Dependence of Magnetic Properties on Heating Characteristics of Induction Heater, IEEE Transactions on magnetics, Vol. 46, No. 8, August 2010.
6. G.Totten, M.Howes, T. Inoue, Handbook of Residual Stress and Deformation of Steel, 2002 ASM International.
7. C. Chaboudez, S. Clain, R. Glardon, D. Mari, J. Rappaz, M. Swierkosz, Numerical modeling in induction heating for axisymmetric geometries, IEEE Trans. Magn. 33 (1) (1997) 735-745.
8. F.Cajner, B.Smoljan, D.Landek, Journal of Materials Processing Technology 157-158 (2004) 55-60.
9. H.Shokrollahi, K. Janghorban, Journal of Materials Processing Technology 189 (2007) 1-12.
10. J. Yuan, J. Kang, Y. Rong, and R.D. Sisson, Jr, Journal of Materials Engineering and Performance, Volume 12(5) October, 2003:589-596.
11. Hiroki Kawaguchi, Masato Enokizono, Takashi Todaka, Journal of Materials Processing Technology 161 (2005) 193-198.
12. A.Zabett, S.H.Mohamadi Azghandi, Material and Design 36(2012) 415-420.
13. J. Rappaz, M. Swierkosz, Mathematical modeling and simulation of induction heating processes, Appl. Math. Comp. Sci. 6 (2) (1996) 207-221.
14. Coupard D, Palin-Luc T, Bristiel P, Ji V, Dumas C. Mater Sci Eng A 2009;487:328-9.
15. TAN Zhen, GUO Wen-guang, Thermal physical property of the engineering alloy M.. Beijing: Metallurgical Industry Press, 1991:52-53.

- | | |
|--|--|
| 16.FLUX 10 User's guide, volume 2:
Physical description. | Technologies and Design
Methods (internal report),
FLUXTROL Inc. |
| 17.Robert Ruffini, Advanced
Induction Heat Treating and
Surface Engineering: | |

ЗМІСТ

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ.....	2
ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ.....	5
МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ	9
Датчик кутової швидкості об'єкта на поверхневих акустичних хвилях Герасименко Д.О., проф., д.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.....	9
Моделирование дугового разрядника с анодом в виде индуктора Дрозд И.М., д.т.н., проф. Кузьмичев А.И., Майкут С.О., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.	16
Дослідження резонатора типу "Розрізане кільце" для застосування у плазмовій технології Перевертайло В.В., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.....	24
Розробка електронного стенду на основі мікроконтролера для налагодження програм ¹ Аршан Є.В., к.т.н., ^{1,2} Семікіна Т.В. ¹ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» ² Інститут фізики напівпровідників імені В. Є. Лашкарьова НАН України	31
Дослідження та розрахунок основних параметрів та характеристик для побудови лінії мобільного зв'язку стандарту LTE Коломієць Ю.А., д.т.н., проф. Денбовецький С.В.	39
Система збору даних Мігуш М.О., Молочко О.С., Бевза О.М.	46
Система передачі даних Молочко О.С., Мігуш М.О., Бевза О.М.	52
Електронна система слідкування за положенням об'єкта Роздорожнюк Д.М., к.т.н., доц. Кобак М.М.	57
Модель похибок волоконно-оптичного гіроскопа Странський Ю.А., к.т.н., доц., Шмирьова Л.М.	63
Натільні комп'ютерні мережі Черватюк А.В., Цибульський І.Л., Полторак В.П.	69

Портативний цифровий тестер-осцилограф <i>Андрієнко О.В., к.т.н., доц., Терлецький О.В.</i>	76
Відмова мікросхем у космосі <i>Балашов К.Є., к.т.н., Семікіна Т.В.</i>	85
Лабораторний стенд для дослідження 3D сканера <i>Бевза І.О., доц., к.т.н., Чадюк В.О.</i>	89
Автоматична система керування освітленням <i>Безугла Я.В., доц., к.т.н., Тугай С.Б.</i>	95
Електронна система технічного зору для дефектоскопії при виробництві плат <i>Божук А.М., д.т.н., проф. Денбовецький С.В.</i>	100
Система автоматичного регулювання параметрів мікроклімату складських приміщень <i>Гайсін А.Ф., к.т.н., доц., Терлецький О.В.</i>	106
Аналіз технології отримання вуглецевих плівок <i>Зелінський Д.В., к.т.н., Семікіна Т.В.</i>	112
П'єзоелектричні пристрої на плівках A2B6 <i>Калачников О.О., Клименко В.А, к.т.н., Семікіна Т.В., к.т.н. доц.. Шмирьова Л.М.</i>	121
Дослідження п'єзоелектричних властивостей гетеропереходів на основі плівок A2B6 <i>Клименко В.А., к.т.н., Семікіна Т.В., к.т.н. доц. Шмирьова Л.М.</i>	126
Системи діагностики земної поверхні для наземних безпілотних транспортних засобів <i>Курпас Д.В., Тищенко О.В., Бевза О.М.</i>	132
Частотно-селективні метаматеріали для STEALTH технології <i>Леоненко О.М., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.</i>	141
Метаматеріальні структури на основі газоплазмових утворень <i>Лізогуб М.В., проф., д.т.н., Кузьмичев А.І.</i>	144
Світлодіодна система освітлення об'єкту в оптичному мікроскопі <i>Любченко В.С., к.т.н., проф. Циганок Б.А., Бевза О.М.</i>	148
Перетворювач частоти з опорним генератором на об'ємно-акустичних хвилях <i>Огуревич Я.В., Грамарчук Ю.О., к.т.н., доц. Кобак М.М.</i>	154
Аналізатор моніторингу серцебиття <i>Скуратовський В.І., к.т.н., доц., Михайлов С.Р.</i>	159

Система безперервного моніторингу браслету антистатичного захисту <i>Стеценко В.А., Бевза О.М.</i>	163
Електронна система безконтактного вимірювання рівня рідини <i>Тищенко О.В., Курпас Д.В., Бевза О.М.</i>	171
Еволюція датчиків зображення: КМОН-ФД і ПЗЗ-матриці <i>Чирук В.М., к.т.н., доц., Шмирьова Л.М.</i>	176
Метод вимірювання кількості перезаписів мемристора <i>Шовкопляс Д.Я., доц., к.т.н., Тугай С.Б.</i>	182
Моделювання фізичних властивостей схем з феромагнетиками <i>Штикало О.В., Ковальов, Д.О., к.т.н., Семікіна Т.В.</i>	187
Вплив шарів CdS та CdCl₂ на параметри гнучких сонячних елементів ІТО/CdS/CdTe/Cu/Au <i>Сусли Д.О., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.</i>	194
Моделювання процесів нагрівання за допомогою концентратора електромагнітної енергії <i>Клименко В.О., к.т.н., доц. Цибульский Л.Ю.</i>	201