

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

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

кафедра
ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

ХІІ-а науково-практична конференція

“ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ
ЕЛЕКТРОНІКИ”

19-20 квітня 2018 року

МАТЕРІАЛИ
КОНФЕРЕНЦІЇ

(електронне видання)

Київ 2018

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”.

ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ

19 квітня

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

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

20 квітня

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

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

ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ

19 квітня

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

Відкриття конференції:

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

Пленарне засідання

Керівник секції:

к.т.н.. доц. кафедри ЕПП, КПІ ім. Ігоря Сікорського
О.В. Терлецький

Регламент роботи:

Доповідь – по 15 хв.

ДОПОВІДІ

1. Май Олексій Володимирович
Методика вимірювання параметрів балансних змішувачів терагерцового діапазону
2. Каут Максим Сергійович
Математична модель надійності обчислювальних мереж в реальних умовах їх експлуатації
3. Перевертайло Володимир Володимирович
Новий аспект розвитку антенних структур: від рамових антен до кільцевих резонаторів
4. Бітов Мирослав Валерійович
Вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців за допомогою програмного пакету ARTA
5. Городецький Богдан Миколайович
Алгоритм роботи цифрового сигнального процесора та його елементна база
6. Волощенко Володимир Вікторович
Мікроконтроллер stm32 в системі керування відеопроцесора для рентгенотелевізійних систем промислового призначення

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

Керівник секції

к.т.н., доц. кафедри ЕПП, КПІ ім. Ігоря Сікорського
А.І. Кузьмичев

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

7. Васильєв Денис Юрійович
Сьогодення та майбутнє розвитку технології секвенування ДНК
8. Гажур Андрій Олександрович
Ефект м'якого хендоверу в системі мобільного стільникового зв'язку CDMA
9. Гах Роман Вікторович
Пристрій на основі мікроконтролера для відображення сигналу
10. Іванов Роман Євгенович
Використання криптографічних методів для підвищення рівня захисту інформації у ПК
11. Кошкін Марк Олександрович
Хмарний сервіс моніторингу та управління рухом мобільних об'єктів
12. Курпас Денис Валерійович
Завадостійка електронна система керування наземним безпілотним транспортом
13. Михайленко Олександр Миколайович
Цифровий дозиметр на основі мікроконтролера
14. Тищенко Олексій Володимирович
Мікроконтролерна система керування освітлення автомобіля
15. Шовкопляс Денис Ярославович
Мікроконтролерний вимірювач електронних компонентів

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

Керівник секції:

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

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

16. Бевза Ірина Олегівна
3D сканери
17. Богапов Федір Германович
Реставрація магнетрона МИ-29 для РЛС П-37
18. Бойко Юрій Олександрович
Датчик на основі поверхневих плазмонних хвиль
19. Леонюк Павло Володимирович
НВЧ – синтезатор частоти з опорним генератором довільної форми сигналу
20. Пінчавський Олександр Сергійович
Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу
21. Плешка Тетяна Євгеніївна
Математична модель пов'язаних ПАХ-хвильоводів
22. Середенко Віталій Вікторович
Зарядний пристрій на фотоелементах з захистом від розрядження
23. Соїч Антон Васильович
Електронна система керування тиском в системі водопостачання
24. Странський Юрій Артурович
Використання волоконно-оптичного гіроскопа у сейсмології
25. Царенко Петро Олексійович
Система захисту радіолокаційних станцій

Підведення підсумків конференції
доц. Терлецький О.В.

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

УДК 621.373.187

Методика вимірювання параметрів балансних змішувачів терагерцового діапазону

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

Введение

Технология субтерагерцового и терагерцового диапазонов находит новые и важные применения в ряде ключевых отраслей, таких как радиотелекоммуникационные системы, медицина, безопасность, химическая и биологическая визуализация, а также аэрокосмическое и атмосферное зондирование.

На терагерцовых частотах, в особенности субтерагерцовом диапазоне, измерение параметров входных каскадов приемников развивается в основном в двух направлениях: *первое* – охлаждение входных каскадов приемника в криостате до азотного уровня; *второе* – измерение и калибровка на основе высокотемпературных источников в температурном диапазоне 300-1500°K и выше абсолютно черного тела [1,2].

В данной работе рассмотрено измерение коэффициента шума входных каскадов интегрального приемника (балансного смесителя на первой субгармонике гетеродина $f_{\text{гет}}$

= 130 ГГц) путем охлаждения до уровня кипения жидкого азота ($T = 80 \pm 5^\circ\text{K}$) согласованной нагрузки металлодиэлектрического волновода сечением 10×10 мм в кювете [5].

Измерения параметров балансного смесителя проводились в диапазоне 280-300 ГГц на измерительной установке, структурная схема которой приведена на рис.1.

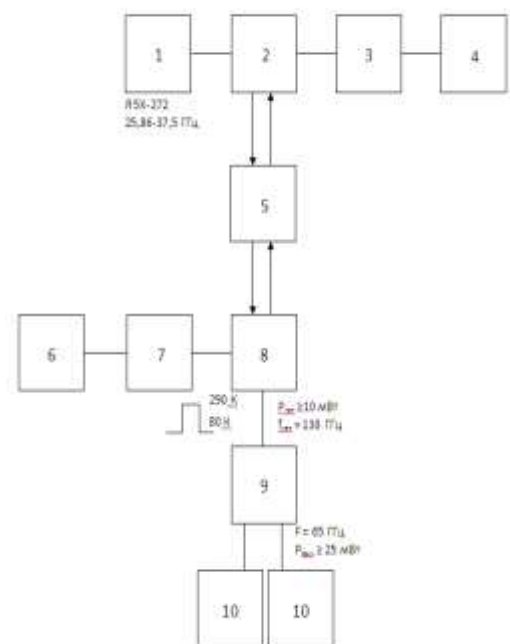


Рис.1. Структурная схема измерения

параметров смесителей.’

1. Генератор шума Я5Х-272 ($\Delta f = 25,86 \dots 37,5$ ГГц).
2. Двухплечий циркулятор (сечением канала $7,2 \times 3,4$ мм).
3. Радиометрический модуль.
4. Осциллограф.
5. Коаксиально-волноводный переход ($\Delta f = 25,86 \dots 37,5$ ГГц).
6. Генератор шума низкотемпературный $T = (80) \pm 5^\circ\text{К}$.
7. Амплитудный модулятор ($\Delta f = 280 \dots 300$ ГГц).
8. Балансный смеситель на металлодиэлектрическом волноводе сечением 10×10 мм ($\Delta f = 280 \dots 300$ ГГц; $L_{\text{пр}} \leq 15$ дБ).
9. Квазиоптический открытый резонатор ($f = 130$ ГГц; $P_{\text{вых}} = 10 \dots 15$ мВт).
10. Генератор на диоде Ганна ($f = 65$ ГГц; $P_{\text{вых}} \geq 25$ мВт).

Метод измерения основан на применении двух калиброванных нагрузок с известными шумовыми температурами.

Первая калиброванная нагрузка, охлажденная до уровня кипения жидкого азота, согласованная нагрузка на основе отрезка металлодиэлектрического волновода 10×10 мм (ГШ 2) и тепловой развязки состоящей из отрезка металлодиэлектрического волновода из нержавеющей стали длиной 60 мм. Вторая калиброванная нагрузка,

калиброванный генератор шума Я5Х-272 (ГШ 1).

Основа метода заключается в том, что погрешности за счет отражений в измерительном тракте промежуточной частоты (ПЧ), которые обусловлены омическими потерями устраняются за счет использования двух источников шума, один из которых направленно излучает в сторону смесителя (ГШ 2), а другой направленно излучает в сторону радиометрического модуля (ГШ 1) (РМ).

С помощью первого генератора шума (ГШ 2) мощность которого излучается в сторону исследуемого смесителя по цепи сигнала, производится контроль глубины согласования смесителя и измерение, в дальнейшем, его потерь преобразования.

Второй источник шума (ГШ 1) применяется в качестве *образцового* генератора шума, благодаря чему омические потери в тракте промежуточной частоты калибруются и тем самым, не вносят погрешность в измеряемые величины параметров.

Метод измерения потерь преобразования и КСВН выхода смесителя осуществляется в два этапа: калибровка измерительной установки и измерение параметров.

Калибровка измерительной установки.

В тракт ПЧ смесителя подключается ГШ 1. Калиброванный шумовой сигнал, через двухплечий

циркулятор, фільтр ПЧ смесителя поступає на діод, відбиваючись від нього, проходить по другому плечу циркулятора і поступає на вхід радіометричного модуля (РМ).

Общая шумовая температура на входе РМ $T_{\text{общ.}}$ в этом случае равна (напряжение смещения на диод не подается):

$$T_{\text{общ.}} = T_0 \Gamma^2 + T_{\text{собст.д}} (1 - \Gamma^2), \quad (1)$$

где $T_0 = 290^\circ\text{K}$; $T_{\text{собст.д}}$ – собственная температура шума диода, Γ – коэффициент отражения.

Уровень шумового калиброванного опорного сигнала регистрируется на экране осциллографа.

Измерение собственной температуры шума смесительного диода в статическом режиме осуществляется при подаче смещения на диод.

Спектральная плотность мощности шума, поступающая от генератора шума ГШ 1, частично поглощается диодом вследствие изменения его дифференциального сопротивления. Отраженный шумовой сигнал проходит по тракту ПЧ и его уровень измеряется РМ и регистрируется на экране осциллографа.

Собственная температура шума диода определяется по формуле:

$$T_{\text{собст.д}} = \frac{l_1}{l_2} T_{\text{ш1}}, \quad (2)$$

где l_1 – величина импульса при напряжении смещения $U_{\text{см}} = 0$ В; l_2 – величина импульса при $U_{\text{см}} = 0,5$ В; $T_{\text{ш1}}$ – температура шума ГШ 1. Потери преобразования смесителя L измеряются при подаче мощности гетеродина ($P \geq 10$ мВт) на вход смесителя.

Методика измерения потерь преобразования ($L_{\text{пр}}$) смесителя. Включается генератор шума ГШ 2, сигнал которого поступает на вход исследуемого смесителя, затем включается генератор шума ГШ 2. Калиброванный уровень спектральной плотности мощности шума поступает на вход смесителя, преобразуется на ПЧ и по его тракту поступает на вход РМ и его уровень регистрируется на его экране осциллографа.

Потери преобразования смесителя определяются по формуле:

$$L_{\text{пр}} = \frac{T_{\text{ш вх}}}{T_{\text{ш вых}} \cdot \frac{l_x}{l_k}} \quad (3)$$

где $T_{\text{ш вх}}$ – температура шума ГШ 2; $T_{\text{ш вых}}$ – температура шума выхода смесителя; l_x – величина импульса, обусловленная потерями преобразования смесителя; l_k – величина калиброванного импульса.

КСВН выхода смесителя измеряется как в статическом, так и в динамическом режимах. КСВН выхода смесителя в статическом режиме определяется по формуле:

$$|G_0|^2 = \frac{l_1}{l_2}, \quad (4)$$

где l_1 – величина импульса при $U_{см} = 0$ В; l_2 – величина импульса при $U_{см} = 0,5$ В.

КСВН выхода смесителя в динамическом режиме определяется при выполнении операций, таких же как при измерении потерь преобразования.

КСВН выхода смесителя в динамическом режиме (при подаче мощности гетеродина) определяется по формуле:

$$|G|^2 = \frac{l_k}{l_x} \quad (5)$$

где l_k – величина калиброванного импульса; l_x – величина импульса, обусловленная температурой шума смесителя.

Расчетные формулы

Флуктуации возникающие в диоде с барьером Шоттки, под действием местного гетеродина, обычно имеют более высокий уровень, чем тепловые флуктуации в эквивалентном сопротивлении. Температура шума смесителя $T_{ш см}$ определяется как отношение выходной мощности флуктуаций диода, к выходной мощности тепловых флуктуаций сопротивления диода при комнатной температуре:

$$T_{ш см} = \frac{N_0}{kT_0\Delta f}, \quad (6)$$

где N_0 – выходная шумовая мощность смесительного диода; k – постоянная Больцмана; $T_0 = 290^\circ\text{K}$; Δf – полоса пропускания усилителя.

Соотношение между температурой шума ($T_{ш}$), потерями преобразования ($L_{пр}$) и коэффициентом шума ($F_{ш}$) определяется выражением:

$$F_{ш} = T_{ш} \cdot L_{пр}, \quad (7)$$

В случае если измерение характеристик смесителя производится с использованием малошумящего усилителя (МШУ) в тракте ПЧ, действующее значение коэффициента шума смесителя и усилителя ПЧ определяется по формуле:

$$F_{преобр.} = L_{пр} (T_{ш см} + F_{упч} - 1), \quad (8)$$

где $L_{пр}$ – потери преобразования; $T_{ш см}$ – температура шума смесителя; $F_{упч}$ – действующее значение коэффициента шума усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

Конструкция балансного смесителя, гетеродина и экспериментальные результаты.

Балансный смеситель на первой субгармонике гетеродина реализован на новом типе квазиоптической резонансной системы, представляющий собой симбиоз сверхразмерного металлического и металлодиэлектрического волноводов и волноводной вставки состоящей планарной антенны, двух

диодов с барьером Шоттки, отрезками подвешенной полосковой и копланарной линии передачи [3].

В качестве выходного каскада гетеродина использован полусферический квазиоптический открытый резонатор (КОР). Радиус кривизны R криволинейного отражателя составил 39 мм, апертуры обоих зеркал равны 40 мм. Рабочая длина волны $\lambda = 2,308$ мм ($f = 130$ ГГц). Нагруженная добротность резонатора является мерой потерь в электродинамической системе. Проведенные оценки по полуширине резонансной кривой показали, что она находится в интервале 3200-3500 [4].

Введение в гетеродин квазиоптического открытого резонатора обеспечивает эффективное пространственное сложение мощностей, подавление паразитных колебаний (до уровня минус 50 дБн и ниже), обеспечивает стабильность частоты в пределах $10^{-6} \dots 10^{-7}$.

Эффективность сложения мощностей двух генераторов на второй гармонике проводимости диодов Ганна составляет 0,67.

Потери преобразования балансного смесителя (режим SSB) в диапазоне частот 280-300 ГГц не превышают 15 дБ при мощности гетеродина $P = 10$ мВт.

Расчет погрешностей измерений.

Погрешность измерений определяется по формуле:

$$\delta = \sqrt{\delta_{\text{гш}}^2 + \delta_{\text{амт}}^2 + \delta_{\text{волн}}^2 + \delta_{\text{нч}}^2 + \delta_{\text{ст}}^2 + \delta_{\tau}^2 + \delta_{\text{гш2}}^2}$$

$$\delta = \sqrt{0,1^2 + 0,01^2 + 0,05^2 + 0,015^2 + 0,05^2 + 0,05^2 + 0,05^2} \leq 0,20$$

где $\delta_{\text{гш}}$ — погрешность калибровки генератора шума ($T = 80 \pm 5^\circ \text{K}$);

$\delta_{\text{амт}}$ — погрешность амплитудного модулятора;

$\delta_{\text{волн}}$ — погрешность измерения потерь в волноводных элементах и начального затухания амплитудного модулятора;

$\delta_{\text{нч}}$ — погрешность измерения напряжения на выходе радиометра;

$\delta_{\text{ст}}$ — погрешность измерения «ступеньки»;

δ_{τ} — погрешность калибровки RC-цепочки;

$\delta_{\text{гш2}}$ — погрешность калибровки генератора шума Я5Х-272.

Выводы.

1. Предложенный метод измерения параметров балансных смесителей обладает погрешностью измерений не превышающей 20%.
2. В разработанном балансном смесителе на первой субгармонике гетеродина потери преобразования (режим SSB) в

диапазоне частот 280-300 ГГц не превышают 15 дБ.

3. Рассмотренный в работе балансный смеситель с полосой пропускания 20 ГГц и более может быть использован для приема и обработки широкополосных и сверхширокополосных (IR-UWB) сигналов.

Литература

1. Peter H. Siegel. Terahertz technology // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques.-2002.-vol.50, No.3-p.910-928;
2. Alex Svetlitza, Michael Slavenko, Tatiana Blank, Igor Brouk, Sara Stolyarova, and Yael Nemirovsky. THz Measurements and Calibration Based on a Blackbody Source. IEEE Transaction on Terahertz Science and Technology, vol.4, No.3, May 2014;
3. Май А.В., Денбновецкий С.В. Интегральный приемник

субмиллиметрового диапазона. Матеріали Х-ї науково-практичної конференції «Перспективні напрямки сучасної електроніки», «КПП» ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ, 7-8 квітня 2016р;

4. И.К. Кузьмичев, В.Д. Еремка, А.В. Май, А.С. Трошило. Открытый резонатор для сложения мощностей в субтерагерцовом и терагерцовом диапазонах. Радиофизика и радиоастрономия. 2017, Т. 22, № 1, с. 67-77;
5. В.Г. Божков, В.А. Геннеберг, В.Н. Романовская, Л.И. Федосеев, А.Д. Фригер, А.А. Швецов. Исследование монолитного балансного смесителя 1,5-миллиметрового диапазона. Радиотехника и Электроника, 1996, том 41, № 7, с. 876-881.

УДК 004.942

Математична модель надійності обчислювальних мереж в реальних умовах їх експлуатації

Каут М.С., к.т.н., доц. Терлецький О.В.

Обчислювальні мережі (ОМ) знайшли своє застосування в дуже широкому спектрі галузей : виробництво та промисловість, медицина, освіта, банківська справа, дефектоскопія, ІР-телефонія, інтернет та всі сфери повсякденного життя сучасної людини, що пов'язані з передачею інформації. Ускладнення архітектури локальних обчислювальних мереж, все більш широке їх використання в технологічних виробничих процесах обумовлюють підвищення вимог до надійності обчислювальних мереж і забезпечення їх безперебійної роботи. Надійність локальної обчислювальної мережі є одним з найважливіших параметрів, який зазвичай визначений в технічному завданні на її проектування.

Процес проектування та побудови обчислювальної мережі з заданою надійністю включає цілий ряд задач, які необхідно вирішити:

1. Аналіз технічного завдання.
2. Розробка технічної моделі обчислювальної мережі з врахуванням заданного коефіцієнту готовності.
3. Кількісна оцінка впливу негативних факторів, що

впливають на надійність локальної обчислювальної мережі.

4. Аналіз показників надійності обчислювальної мережі в реальних умовах експлуатації.
5. В разі необхідності, коригування архітектури проектованої мережі на основі аналізу її надійності з урахуванням впливу негативних факторів.
6. Монтаж та налаштування мережі.
7. Тестування мережі.

Найбільш трудомістким та витратним є саме процес монтажу мережі. В разі невідповідності побудованої мережі заданому значенню надійності або необхідності зміни модельного ряду мережевого обладнання (МО) виникає необхідність перебудови вже змонтованої мережі, що призводить до ще більших витрат часу та коштів.

Одним з найефективніших інструментів, що дозволяють уникнути подібних проблем є математичне моделювання. Зазвичай, математичне моделювання передбачає створення концептуальної моделі об'єкта

дослідження, її формалізацію та перетворення у математичну або комп'ютерну модель, перевірку її адекватності і подальше дослідження отриманої моделі для вирішення завдань, що обумовлені технічним завданням на проектування обчислювальної мережі. Такий аналіз параметрів локальної обчислювальної мережі можна провести на стадії її проектування та отримати необхідні розрахункові данні для побудови реальної обчислювальної мережі з заданими параметрами надійності. Окрім цього, застосування методів математичного моделювання часто дає змогу отримати більш точні відомості про поведінку й характеристики досліджуваних систем і процесів, ніж при їх безпосередньому експериментальному вивченні, витрачаючи при цьому менше часу та коштів.

На сьогоднішній день вже існують математичні моделі надійності обчислювальних мереж, в основу яких покладено марковську модель надійності безлічі груп незалежних об'єктів [1]. Недоліком данної математичної моделі є те, що вона є ідеалізованою і не враховує реальні умови експлуатації обчислювальної мережі, її архітектуру та обладнання. Для врахування реальних умов експлуатації локальних обчислювальних мереж треба врахувати той факт, що імовірність безвідмовної роботи, а відповідно і інтенсивність відмов мережевого

обладнання змінюється зі зростанням часу його експлуатації, зміни архітектури та інших факторів.

Надійність мережевого обладнання в процесі експлуатації описується за допомогою математичного виразу, що дозволяє визначити показники надійності в залежності від тривалості експлуатації. Найбільш поширеною статистичною моделлю надійності мережевого комутатора є експоненціальна залежність ймовірності безвідмовної роботи від тривалості експлуатації до відмови [2]:

$$P(t) = e^{-\lambda \cdot t},$$

де $P(t)$ – ймовірність безвідмовної роботи;

λ – номінальне (табличне) значення інтенсивності відмов мережевого обладнання, 1/год; t – проміжок часу, год.

Реальне значення інтенсивності відмов мережевого комутатора після певного часу його експлуатації визначається за формулою:

$$\lambda_T = [T / \int_0^T e^{-\lambda \cdot t} dt] / T,$$

де λ_T – значення інтенсивності відмов мережевого комутатора з урахуванням тривалості його експлуатації; T – тривалість експлуатації.

В основу математичної моделі надійності обчислювальної мережі в реальних умовах її експлуатації було

взято ідеалізовану математичну модель [1].

Виходячи з даної математичної моделі та враховуючи експоненціальний закон зміни імовірності безвідмовної роботи мережевого обладнання математична модель надійності експлуатації обчислювальної мережі в реальних умовах її експлуатації матиме наступний вигляд

$$P_{j_1, \dots, j_m}(t) = \prod_{l=1}^m \left(C_{n_l}^{j_l} \cdot \frac{\rho_{Tl}^{j_l}}{(1 + \rho_{Tl})^{n_l}} \cdot (1 - e^{-\alpha_{Tl} \cdot t})^{j_l} \cdot (1 + \rho_{Tl} \cdot e^{-\alpha_{Tl} \cdot t})^{n_l - j_l} \right)$$

$$K_{net} = \lim_{t \rightarrow \infty} (P_{j_1, \dots, j_m}(t)) = \prod_{l=1}^m \left(C_{n_l}^{j_l} \cdot \frac{\rho_{Tl}^{j_l}}{(1 + \rho_{Tl})^{n_l}} \right)$$

$$j_l = 0 \dots n_l; \quad l = 1 \dots m$$

$$\rho_{Tl} = \lambda_{Tl} / \mu_l = ([T / \int_0^T e^{-\lambda \cdot t} dt] / T) / \mu_l;$$

$$\alpha_{Tl} = \lambda_{Tl} + \mu_l = ([T / \int_0^T e^{-\lambda \cdot t} dt] / T) + \mu_l$$

де K_{net} - коефіцієнт готовності обчислювальної мережі, m - кількість незалежних груп відновлюваних об'єктів з заданими кількостями об'єктів в групах: $n_1 \dots n_m$. Об'єкти всередині групи $l=1 \dots m$ мають однакові інтенсивності відмов λ_{Tl} і однакові інтенсивності відновлення μ_l . Об'єкти можуть незалежно відмовляти і незалежно відновлюватися без будь-яких обмежень.

Система вхідних та вихідних параметрів математичної моделі

На Рис. 1. представлено систему вхідних та вихідних параметрів математичної моделі надійності обчислювальної мережі.

Вхідні параметри

Табл. 1. Вхідні параметри математичної моделі надійності обчислювальної мережі

Параметр	Символьне позначення	Методика визначення
Кількість МО	n	Визначається архітектурою ОМ
Кількість рівнів ОМ	j	Визначається архітектурою ОМ
Кількість груп розподілу	m	Визначається архітектурою ОМ
Інтенсивність відмов МО	λ	Табличне значення певної моделі МО
Інтенсивність відновлення МО	μ	Визначається архітектурою ОМ
Тривалість експлуатації МО	T	Час експлуатації

Кількість МО.

Локальна обчислювальна мережа вважається працездатною за умови, що всі комутатори або кластери комутаторів та канали зв'язку, що їх поєднують

працездатні. Відповідно, чим більша кількість мережевого обладнання та каналів зв'язку, тим більша

імовірність відмови обчислювальної мережі в цілому, а отже тим менше коефіцієнт готовності ОМ.



Рис. 1. Система входних та вихідних параметрів математичної моделі локальної обчислювальної мережі

Кількість рівнів ОМ.

В залежності від розмірів локальної обчислювальної мережі, вона може бути дворівневою або трирівневою. В дворівневій локальній мережі комутатори поділяються на комутатори рівня ядра та рівня доступу. Комутатори рівня доступу забезпечують підключення користувачів до обчислювальної мережі, а комутатори рівня ядра забезпечують обмін трафіком між комутаторами доступу.

В трирівневій обчислювальній мережі, окрім комутаторів рівня доступу та рівня ядра, є комутатори

розподілу, що забезпечують обмін трафіком між рівнями ядра та доступу.

Зазвичай, комутатори рівнів ядра та розподілу є більш продуктивними та мають меншу інтенсивність відмов, ніж комутатори рівня доступу. Але час відновлення їхньої роботи більший, а отже інтенсивність відновлення менша.

Кількість підгруп розподілу.

Це кількість автономних підгруп, на які поділена обчислювальна мережа.

Інтенсивність відмов МО

Інтенсивність відмов мережевого обладнання – умовна густина імовірності виникнення відмови об'єкта, яка визначається за умови, що до цього моменту відмова не виникла. Дане число є табличним значенням для кожної моделі мережевого обладнання та визначається як відношення числа об'єктів (апаратури, виробів, деталей, механізмів, пристроїв, вузлів тощо), що відмовили за одиницю часу до середнього числа об'єктів, що справно працювали у даному проміжку часу за умови, що об'єкти, які відмовили не відновлюються і не замінюються справними. Іншими словами, інтенсивність відмов чисельно дорівнює числу відмов за одиницю часу, віднесеному до середнього числа вузлів, що безвідмовно працювали до цього часу.

$$\lambda(t) = \frac{n(t)}{N_{\text{сеп}} \Delta t} = \frac{n(t)}{[N - n(t)] \Delta t} = \frac{f(t)}{P(t)}$$

де N – загальне число виробів, що розглядаються;

$f(t)$ – частота відмов вузлів (деталей);

$P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи;

$n(t)$ – число зразків, що відмовили в інтервалі часу від $t - \frac{\Delta t}{2}$

до $t + \frac{\Delta t}{2}$;

Δt – інтервал часу;

$N_{\text{сеп}}$ – середнє число зразків, що справно працювали.

Інтенсивність відновлення МО

Це час, що необхідний для виявлення та вирішення проблем з мережевим обладнанням.

Тривалість експлуатації МО

Час експлуатації, за який необхідно розрахувати параметри надійності обчислювальної мережі.

Вихідні параметри

Коефіцієнт готовності ОМ.

Цей коефіцієнт визначає імовірність безвідмовної роботи локальної обчислювальної мережі, враховуючи архітектуру ОМ та часу її експлуатації.

$$K_{\text{net}} = \lim_{t \rightarrow \infty} P_{\text{net}}(t)$$

Коефіцієнт готовності обчислювальної мережі характеризує час недоступності мережі за певний проміжок експлуатації.

Імовірність відмови ОМ.

Цей параметр характеризує імовірність відмови роботи обчислювальної мережі в цілому.

$$P_{\text{відм}} = (1 - P_{\text{роб}}) \cdot 100\%$$

Кількість відмов роботи ОМ за певний час її експлуатації.

Висновки

1. Запропонована математична модель надійності обчислювальної мережі дозволяє оцінити надійність мережі або вибрати архітектуру та принципи побудови мережі з необхідним

коефіцієнтом надійності в процесі проектування реальної обчислювальної мережі. Це в свою чергу зменшує кількість витраченого часу та коштів на процес впровадження обчислювальної мережі.

2. Розроблена модель є універсальною і може бути застосована для розрахунку локальних обчислювальних мереж з різною кількістю рівнів, підгруп розподілу та кількістю мережевого обладнання.

3. В розробленій математичній моделі надійності експлуатації локальних обчислювальних мереж враховано експоненційну модель зміни надійності експлуатації мережевих комутаторів в залежності від часу експлуатації, що максимально наближає отримані результати

розрахунків до параметрів реальної обчислювальної мережі.

Література

1. Каяшев А.І. Анализ показателей надежности локальных компьютерных сетей / Каяшев А.І., Рахман П. А., Шарипов М.І. // «Вестник УГАТУ» Т. 17, № 5 (58). С. 140–149, Уфа: УГАТУ, 2013
2. Власенко К. Показатели надёжности восстанавливаемых устройств технических объектов ИС. Зависимость надёжности от времени/ Власенко К.В. // Режим доступа — <http://vmdbi.net.ua/tnts-lecture-3> – Дата доступа : 20.02.2017.

УДК 621.38

Новий аспект розвитку антенних структур: від рамових антен до кільцевих резонаторів та електромагнітних метаматеріалів

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

Антенні структури широко використовуються у радіотехніці та суміжних областях, включаючи технологію. Антени бувають приймального, передавального та комбінованого типів. У даній роботі будуть розглянуті антени приймального типу з метою подальшого використання у технології обробки матеріалів.

Чому антени? Бо в технологічних системах використовується генератор енергії, віддалений від камери обробки. І постає питання передачі енергії від генератора в камеру. Одним із варіантів є виконання камери обробки у вигляді замкнутого об'єму, а використання приймальних антен дозволить сконцентрувати в ній енергію. Однак щільність потужності (питома потужність $P_{\text{пит}}$) в камері може бути недостатньою для проведення технологічного процесу, зокрема – для іонізації або збудження газу, або буде необхідність використовувати генератор енергії меншої потужності. Тому у даному випадку можна застосовувати антени, які

були б здатні збільшити $P_{\text{пит}}$ (у певній локалізованій області). Мета даної роботи – провести аналіз антенних структур, які можна використовувати для вирішення вказаних задач, і розглянути цей напрям як можливий спосіб організації елементів технологічної системи з НВЧ живленням.

Технологічне використання антен є ще однією областю їх застосування, яке має свої відмінності від радіотехнічного. Особливістю антен технологічного призначення є робота на фіксованій частоті. Це дозволяє використовувати їх як концентратори потужності в системах резонаторного типу.

Антени працюють на збудженні електричною, магнітною або обох складових електромагнітного поля (див. рис. 1). В залежності від потреб вибирається той чи інший тип антен. Для наших цілей вигідніше використовувати антену магнітного типу, оскільки вона має чітко виражену конденсаторну частину. Така особливість магнітної антени дозволяє зібрати енергію з

простору, який визначається площиною антени, та зосередити, сконцентрувати, прийняту енергію у порівняно малому об'ємі, конденсаторній частині, і за певних умов генерувати газорозрядну плазму. Тобто антена магнітного типу виступає відразу у якості приймача випромінювання (через магнітну складову поля), резонатора (на вибраній частоті) та концентратора енергії.

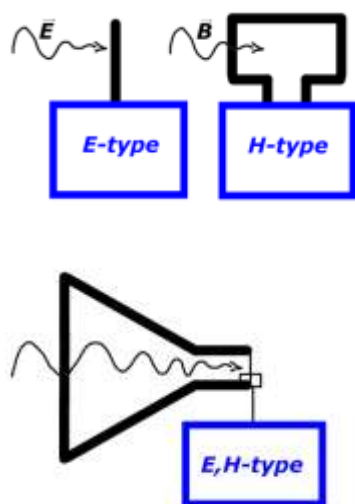


Рис. 1. Антени електричного, магнітного і змішаного типів (у прямокутниках із зазначенням типу антени за замовченням розміщується резонуючий елемент)

Резонатор – це такий пристрій, який вирізняється певними (резонансними) властивостями на окремих (резонансних) частотах. Буває, що у резонатора може бути декілька резонаторних частот, тоді він буде називатись полірезонансним. Мінімальна частота полірезонансного резонаторного пристрою

вважається основною резонансною частотою.

Ємності (C) та індуктивності (L) для створення резонансного контуру резонатора (див. рис. 2) завжди присутні у таких системах, при цьому вони можуть бути звичайними провідниками чи зазорами/розривами, що власне і є індуктивністю та ємністю (див. рис. 3) відповідно. З підвищенням частоти коливань зменшується кількість витків котушки та зазор між обкладками конденсатора (див. рис. 2), що впливає на значення резонансної частоти, яка обчислюється за формулою:

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

При певних частотах L і C можуть почати не зовсім нагадувати звичні радіоелементи електронних схем.

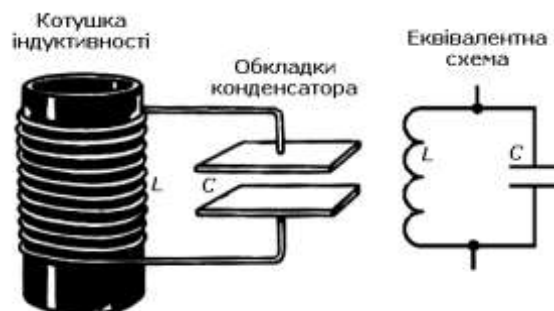


Рис. 2. Приклад найпростішого коливального контуру та його еквівалентна схема

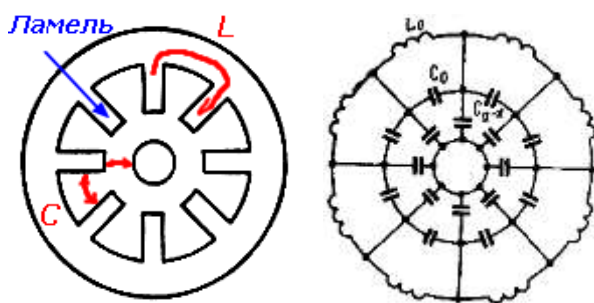


Рис. 3. Анодний блок магнетрону лопаткового типу (ліворуч) та його еквівалентна схема (праворуч)

Так, уже при частоті 2,45 ГГц L буде являти собою провідні елементи (доріжки друкованої плати, листи металу та ін.), а C – розриви між ними (зв'язок між сусідніми доріжками або краями листа металу та ін.). В якості прикладу можна навести анодний блок магнетрону лопаткового типу (див. рис. 3), де кожна його ламель разом зі стінкою циліндричного блоку утворює індуктивність на надвисокій частоті (НВЧ), а зазори між ламелями та катодом – це ємність на НВЧ.

Таким чином, зменшуючи параметри L і C , тобто зменшуючи, наприклад, висоту циліндричного анодного блоку магнетрону, «діаметр» кожного резонатора, товщину ламелей та зменшуючи зазор між ними, досягається збільшення резонансної частоти, аж до, *теоретично*, терагерцевого діапазону частот, тобто оптичного діапазону!

У якості однієї з можливих модифікації вищезазначеного можна навести приклад простого

резонатора у вигляді кільця (його довжина – індуктивність) з розрізом (ємність), див. рис. 4.

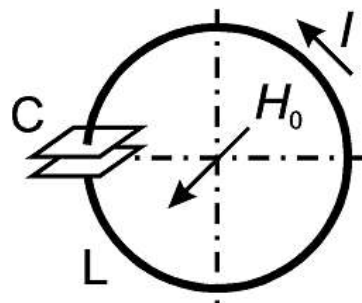


Рис. 4. Приклад найпростішого резонатора на НВЧ типу «розрізане кільце» або «кільцевий резонатор» [1]

Як показано в книзі [1] такий тип резонатора дозволяє вивчити процеси від коливань гігагерцевого (НВЧ) діапазону до хвиль ближнього інфрачервоного (оптичного) спектру, тим самим і визначається його широкий спектр застосувань.

Формула для розрахунку ємності:

$$C = \epsilon \epsilon_0 2\pi r^2 / d$$

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 1 \right)$$

і

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 1 + \frac{4r}{\pi l} - \frac{r^2}{2l^2} \right)$$

при умові, що довжина витка пропорційна або менша довжині

хвилі. Тут ϵ , ϵ_0 – діелектричні проникності середовища та вакууму відповідно, μ_0 – магнітна проникність вакууму, d – відстань між кінцями дроту (ширина зазору), l – довжина дроту, r – радіус його поперечного перерізу.

Резонатор типу «розрізане кільце» використовувався у антенній справі та був відомий як рамкова або магнітна антена (див. рис. 5). З метою зменшення кількості витків таких антен також використовувались магнітні (феритові) осердя.

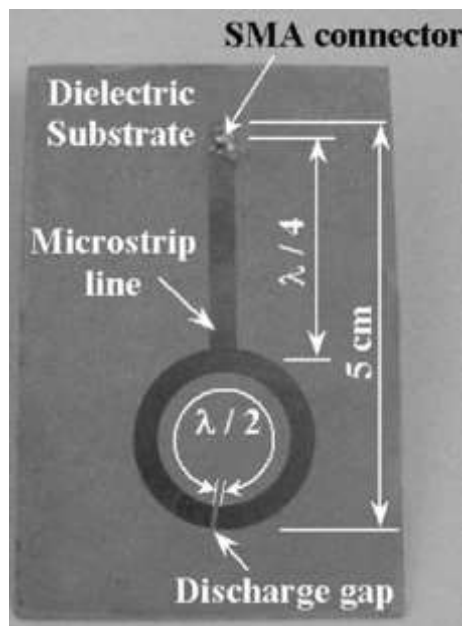


Рис. 5. Рамкові магнітні антени

Прагнення використовувати магнітну антену полягає у її “діаграмі сприйнятливості”, можливості варіації частоти за рахунок геометричних розмірів, які напряму впливають на ємність та індуктивність, відносну компактність та можливість зосередження/локалізації електромагнітної потужності у малому об’ємі. Оскільки це антена резонансного типу, то на вибраній частоті, крім приймання енергії, вдасться добитись і її підсилення. Відомі деякі експериментальні результати з мініатюрними

мікроантенами [3], див. рис. 5; [4], див. рис. 6 та [5], рис. 7.

Такі резонатори лягли в основу побудови метаматеріальних структур, див. рис. 8, які використовувались для дослідження ефектів від’ємного заломлення [1].

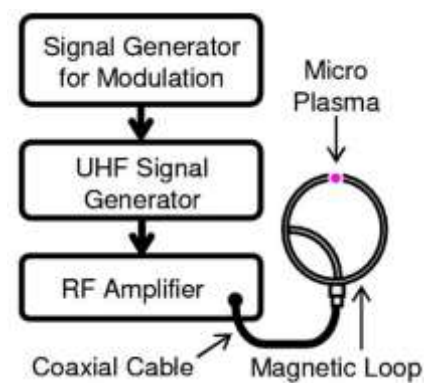


а)



б)

Рис. 6. Схема дослідної установки (а) та результати експерименту (б), який демонструє можливість отримання мікроплазми [4]

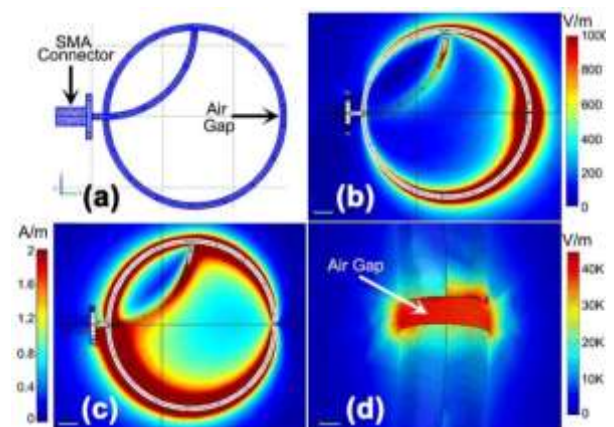


а)

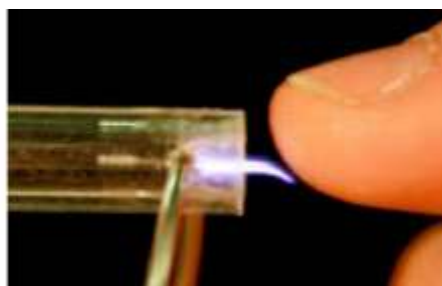


б)

Рис. 6. Схема дослідної установки (а) та результати експерименту (б), який демонструє можливість отримання мікроплазми [4]



(1)



(2)

Рис. 7. Результати моделювання резонатора типу «розрізане кільце» (1) та експерименту (2) [5]



Рис. 8. Плазмові конфігурації, на основі яких можуть бути створені плазмові метаструктури [1]

Висновки

Отже, у результаті розвитку антенних структур вони почали впроваджуватись також і у технологію обробки матеріалів, де виконують не лише приймальнопередавальну функцію і виступають у ролі резонатора, а почали впроваджуватись також і в плазмову техніку. Останніми роками відкриваються нові рішення в області плазмових метаструктур,

які будуються на базі резонаторів типу «розрізане кільце». Решітка з плазмових мікрорезонаторів може застосовуватись для генерації плазми і знайти широкий спектр застосувань: від технологічного (різні процеси плазмової обробки матеріалів) до техніко-конструкторського (побудова нових приладів на базі плазми).

Нашими ж задачами, які були б актуальні у даній області, є створення теорії побудови антенних структур резонаторного типу, на базі якої буде створена методика інженерного розрахунку; в подальшому – проведення експериментальних досліджень і знаходження оптимальних способів конструювання об'ємних метаматеріальних структур.

Наступним кроком на етапі розвитку метаматеріальних плазмових структур (резонаторного типу), на етапі освоєння терагерцевого діапазону частот, може стати стрибок в оптичну область, де нас чекатимуть нові цікаві відкриття.

Література

1. Вольпян О.Д., Кузьмичёв А.И. Отрицательное преломление волн. Введение в физику и технологию электромагнитных метаматериалов / Под ред. Г.М. Зверева. – К.-М.: Аверс, 2012.– 360 с.

2. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. Л.: Энергоатомиздат, 1986.– 488 с.
ultrahigh frequency air microplasma in a magnetic loop and effects of pulse modulation on operation. Applied Physics Letters 96, 191502 (2010).
3. 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.
5. Mazdak Taghioskoui and Mona Zaghoul. 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.
4. Mazdak Taghioskoui, Joshua Perlow, Mona Zaghoul and Akbar Montaser. Generation of

УДК 534.6.08

Вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців за допомогою програмного пакету ARTA

Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф., Сімор С.В.

Вступ

Існує велика кількість приладів для вимірювання амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) гучномовців різного класу точності, структури, принципів роботи. Головним їх недоліком є велика ціна – недоступна для більшої частини зацікавленої аудиторії, тому в таких випадках використовують більш доступні альтернативні методи вимірювання.

Дана робота присвячена методу вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців за допомогою програмного пакету ARTA – програмі для вимірювання імпульсної характеристики, аналізу спектру в реальному часі і вимірювання амплітудно-частотної характеристики. Це інструмент для акустичних вимірювань і для «точкового» тестування якості звуку в системах зв'язку [1].

Програма ARTA дозволяє вимірювати амплітудно-частоту та імпульсну характеристики, спотворення синусоїдальних, двохсинусоїдальних і багатотонових сигналів, затримку, луни і показника передачі мови. Спеціальна методика вимірювання з переривчастим

шумовим збудженням застосовується для запобігання тимчасового впливу негативних факторів (автоматичний контроль посилення, придушення шуму, активація голосу) [1].

Постановка проблеми та аналіз літературних даних

Відповідно до Державних стандартів України існують певні вимоги щодо вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців, забезпечити які при вимірюванні не завжди можливо. Тому є необхідність у створенні альтернативних методів для вимірювання АЧХ, що зможуть забезпечити зарегламентовану державою відповідність методів вимірювання.

Амплітудно-частотна характеристика (frequency response) – рівень звукового тиску на відстані 4 м від робочої точки на робочій осі, який гучномовець розвиває в 1/3 октавних частотних смугах, від 100 Гц до 10 кГц (центральні частоти) [2].

Відповідно до пункту 5.1.5.2 «Основні вимірювання» ДСТУ EN 54-24:2012.

Рівень звукового тиску $L_{m,i}$ треба вимірювати в 1/3 октавних смугах у

діапазоні частот від 100 Гц до 10 кГц на вимірювальній відстані 4 м на робочій осі при живленні гучномовця смуговим шумовим сигналом (рожевим шумом) з постійним рівнем напруги [2].

Рожевий шум (pink noise) – випадковий шумовий сигнал, спектральна щільність якого знижується на 3 дБ на октаву і який має постійну енергію в будь-якій октаві [2].

Акустичні вимірювання треба проводити в умовах вільного поля чи вільного напівпростору. Умови вільного напівпростору або стандартний екран в умовах вільного поля повинні бути застосовані до гучномовців, призначених для установки урівень. Умови вільного поля можуть бути змодельовані використанням методу поверхні землі.

Гучномовці для установки урівень, наприклад, стельові гучномовці, треба вимірювати в умовах вільного напівпростору. Вони повинні бути встановлені урівень у граничну поверхню вільного напівпростору чи в стандартний акустичний екран, та виміряні в умовах вільного поля. Стандартний екран не потрібно застосовувати під час вимірювання за методом поверхні землі.

Усі інші гучномовці треба вимірювати в умовах вільного поля або методом поверхні землі, що моделює умови вільного поля [2].

Умови вільного поля (free-field condition) – акустичне середовище, в якому звуковий тиск зменшується зі

збільшенням відстані r від точкового джерела за законом $1/r$ із точністю $\pm 10 \%$, у зоні, що її займає звукове поле між гучномовною системою та мікрофоном під час вимірювань.

Вимірювання на поверхні землі (ground plane measurement) – вимірювання в умовах вільного напівпростору, використовуваного для моделювання умов вільного поля, під час якого гучномовець устанавлюють над акустично повністю відбивною граничною поверхнею і спрямовують так, щоб його робоча вісь була скерована на вимірювальний мікрофон, розміщений безпосередньо на граничній поверхні.

Умови вільного напівпростору (half-space free-field condition) – акустичне середовище, обмежене площиною достатніх розмірів та в якому існує вільне поле у напівкулі, таке, що звуковий тиск з точкового джерела, встановленого на поверхні цієї площини, зменшується за законом $1/r$ із точністю $\pm 10 \%$ [2].

Забезпечити умови вільного поля чи умови вільного напівпростору дуже важко, оскільки акустичні хвилі мають властивість відбиватися від різних об'єктів і в точці, в якій встановлений вимірювальний прилад, можуть спостерігатися явища накладання відбитих і випромінюваних акустичних хвиль, явища резонансу та реверберації, що в свою чергу негативно впливатимуть на результати вимірювань. Тому для уникнення впливу зазначених негативних явищ використовують безлунні камери. Безлунна камера це кімната з

товстими стінами, в яку не проникає шум з навколишнього середовища і стінки якої вкриті звукопоглинаючими структурами. На рис.1 зображена безлунна камера в лабораторії Орфілда, яка поглинає 99% звуків.



Рис. 1. Безлунна камера в лабораторії Орфілда.

Для створення безлунних камер треба багато часу та ресурсів, тому необхідна така методика вимірювання амплітудно-частотних характеристик у звичайних невеликих приміщеннях, яка забезпечить виконання

встановлених Державним стандартом України вимоги.

Методика та принципи проведення вимірювань

Програмний пакет ARTA дозволяє проводити вимірювання амплітудно-частотних характеристик, забезпечуючи необхідні вимоги встановлені ДСТУ.

На рис. 2 представлена загальна структурна схема установки вимірювання АЧХ за допомогою програмного пакету ARTA. Принцип її роботи полягає в тому, що на гучномовець (вимірюваний пристрій) подається програмно модельований сигнал рожевого шуму з комп'ютера. Гучномовець випромінює рожевий шум, а мікрофон розташований на відстані 1 м фіксує акустичний сигнал і відправляє його на вхід комп'ютера. Потім програма робить відповідні розрахунки і у вигляді графіків виводить результат на екран.

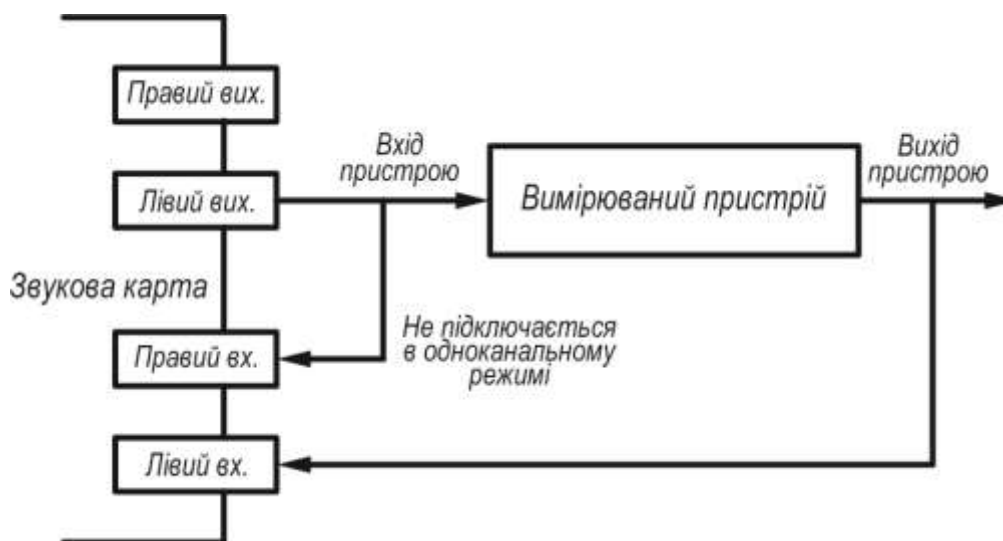


Рис. 2. Загальна структурна схема установки для вимірювання АЧХ за допомогою програми ARTA

Виробником програмного пакету (рис.3) та двохканальну (рис.4) схеми ARTA запропоновано одноканальну вимірювальних установок.

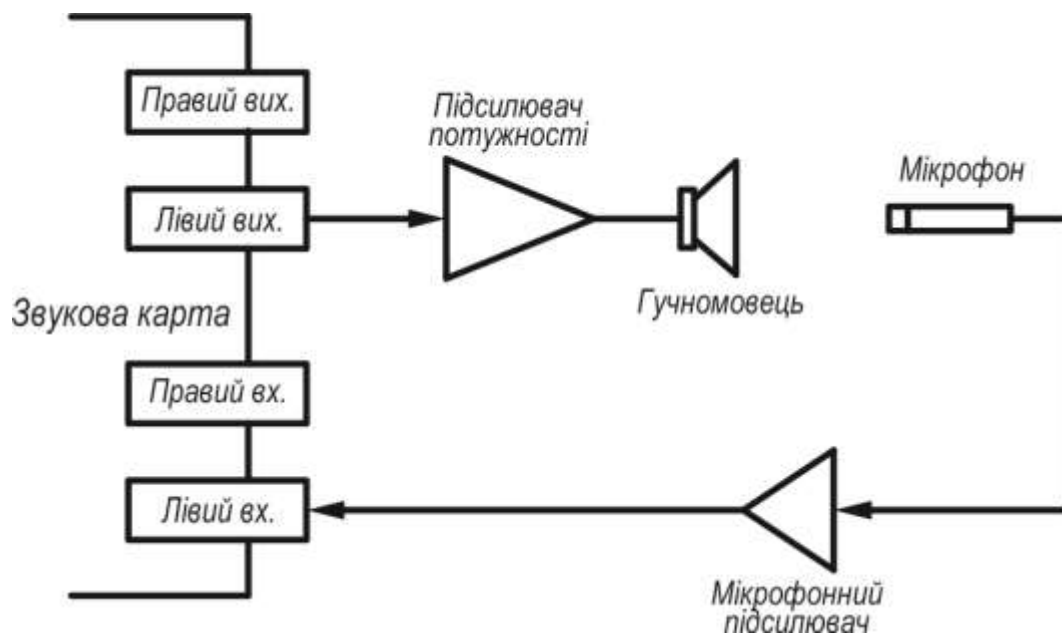


Рис. 3. Одноканальна структурна схема установки для вимірювання АЧХ за допомогою програми ARTA

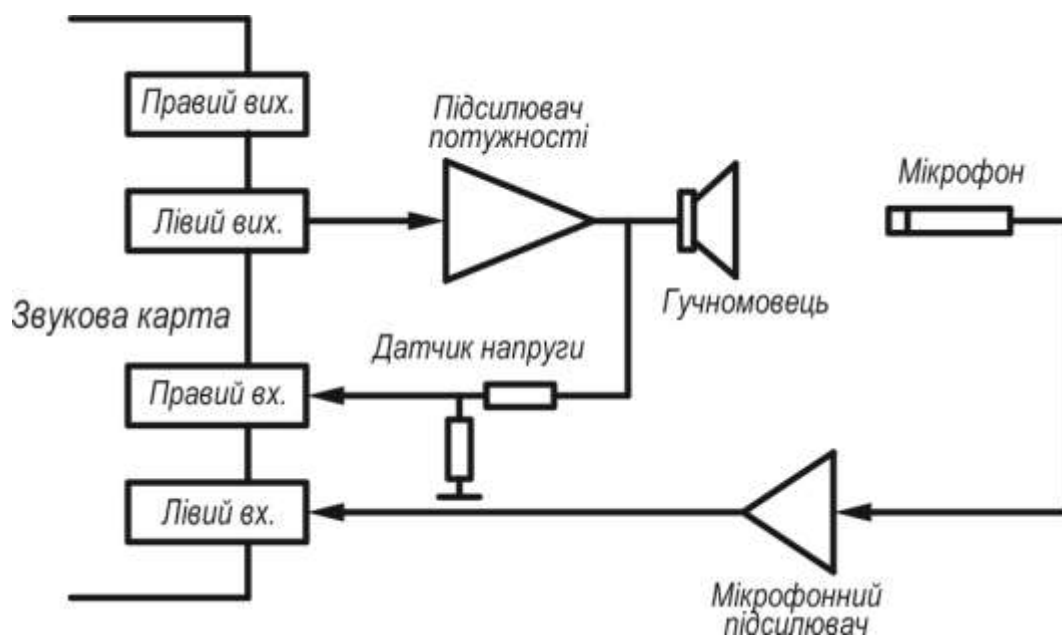


Рис. 4. Двохканальна структурна схема установки для вимірювання АЧХ за допомогою програми ARTA

Принцип роботи одноканальної лінійного виходу звукової карти установки вимірювання (рис. 3) комп'ютера подається сигнал на полягає в тому, що з лівого каналу підсилювач потужності. 3

підсилювача підсилений сигнал подається на гучномовець, який випромінює сигнал у вигляді рожевого шуму у простір, а мікрофон, розташований на відстані 1 м, приймає цей сигнал і через мікрофонний підсилювач поступає на лівий лінійний вхід звукової карти комп'ютера. Потім програма ARTA будує графік АЧХ.

Принцип роботи двохканальної установки вимірювань (рис. 4) схожий з одноканальною схемою. Відмінність полягає в тому, що після підсилювача потужності через датчик напруги сигнал поступає ще і на правий канал лінійного входу звукової карти комп'ютера. Програма робить

порівняння вхідних сигналів з лівого і правого каналів лінійного входу і будує амплітудно-частотну характеристику.

Схему датчика напруги у двохканальній установці вимірювання рекомендується використовувати для захисту входу звукової карти від високої напруги, що генерується підсилювачем потужності, зображено на рис.5. Значення резисторів $R1$ і $R2$ повинні вибиратися для довільного згасання (тобто $R1 = 8200$ і $R2 = 910$ Ом дає зонд з ослабленням $-20,7$ дБ ($0,0923$), якщо звукова карта має вхідний імпеданс 10 кОм). В одноканальному режимі цей зонд не підключається [1].

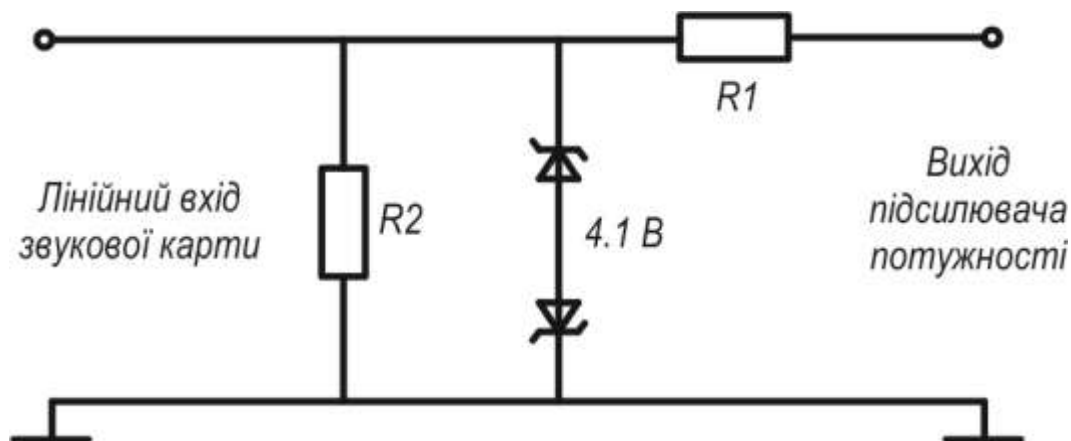


Рис. 5. Електрична принципова схема датчика напруги

Дана методика вимірювань складається з двох етапів калібрування і безпосередньо вимірювань.

Процедура калібрування включає в себе внесення параметрів підсилювача для гучномовця (коефіцієнт підсилення), підсилювача мікрофона (коефіцієнт підсилення мікрофона), внесення параметрів

напруги на лінійному виході, визначення чутливості мікрофону, вимірювання звукового тиску на відстані $1,0$ м джерела звуку з відомим акустичним тиском (еталон), налаштування коефіцієнтів підсилення для лівого і правого каналів лінійного входу.

Процедура вимірювань включає в себе налаштування робочої області, відображення результатів, установка 1/3 октавного фільтру згладжування, встановлення типу і кількості усереднень та безпосередньо вимірювання.

Для того, щоб уникнути явищ перевідображення акустичних хвиль та їх накладання перед вимірюванням роблять контрольне вимірювання. Воно дозволяє визначити час затримки між вхідним і вихідним сигналами і таким чином програмно обмежити часові параметри записаного сигналу, де наявні перевідображення сигналу у записі, що в свою чергу усуне вплив негативних факторів та покращить точність вимірювань.

Результати вимірювань

Початкові параметри вимірювання:

- коефіцієнт підсилення підсилювача потужності 20;
- коефіцієнт підсилення мікрофону 10;

- напруга живлення підсилювача 24 В;
- відстань між мікрофоном та гучномовцем 1 м;
- максимальна потужність підсилювача 10 Вт;
- Гучномовець марки VISATON FR-8;
- максимальна потужність гучномовця 10 Вт;
- акустичний тиск калібратора на відстані 1,0 м 94 дБ;
- тип акустичного сигналу – періодичний рожевий шум;
- частота дискретизації $F_s=48$ кГц (відповідає частоті дискретизації звукової карти);
- тип усереднення – лінійний;
- кількість усереднень 25;
- 1/3 октавний фільтр згладжування;

На Рис. 6 представлена амплітудно-частотна характеристика гучномовця FR-8 виміряна в одноканальному режимі на відстані 1,0 м на плоскому щиті, щоб змодельовати умови вільного напівпростору.

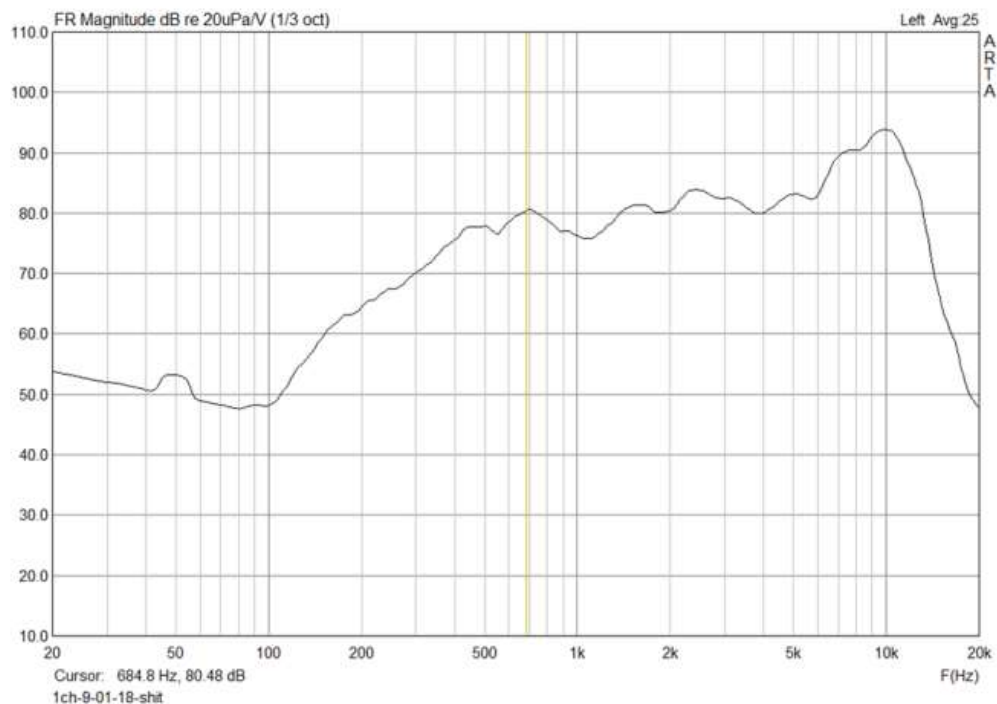


Рис.6. Амплітудно-частотна характеристика гучномовця FR-8

Проаналізувавши результати вимірювань, з графіку видно що смуга пропускання по рівню 70 дБ лежить в межах від 300 Гц до 15 кГц.

Висновки

Запропонований метод вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців за допомогою програмного пакету ARTA дозволяє забезпечити виконання встановлених Державним стандартом України вимоги, а саме ДСТУ EN 54-24:2012. Також проведення вимірювань не вимагає використання дорогого обладнання та спеціальних безлунних камер, що в свою чергу робить його доступним. Програмні методи обчислення дозволяють уникнути негативних впливів перевідображення акустичних хвиль,

їх накладання та реверберації. Також відсутні жорсткі вимоги щодо вибору вимірювальних відстаней між гучномовцем та мікрофоном (відстань може складати не менше 1,0 м порівняно з 4 м, які вимагає ДСТУ).

Література

1. User manual of the program ARTA SoftWare
2. ДСТУ EN 54-24:2012/СИСТЕМИ ПОЖЕЖНОЇ СИГНАЛІЗАЦІЇ Частина 24. Компоненти систем мовленнєвого оповіщення. Гучномовці (EN 54-24:2008, IDT)

УДК 621

Спеціалізований відео процесор для радіоскопічних систем промислового призначення

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

Вступ

Підвищення якості продукції - одне з найбільш важливих науково-технічних і виробничих завдань у різних галузях промисловості: металургійна, автомобільна, авіаційна хімічна та інші. Для контролю якості виробів у вищезазначених галузях промисловості широко застосовують рентгеноскопічні методи неруйнівного контролю. При цьому якість виробів, що контролюються, визначається чутливістю апаратних засобів контролю якості виробів.

Останнім часом до якості виробів пред'являються все більш високі вимоги, що обумовлює необхідність підвищення роздільної здатності та контрастної чутливості рентгеноскопічних засобів контролю. Саме ці параметри рентгено-телевізійний дефектоскопічних установок визначені сучасними європейськими стандартами на апаратуру даного типу [1]. Для підвищення цих параметрів необхідно зменшити шуми рентгено-телевізійного каналу, що обумовлені флуктуаціями рентгенівських квантів на вході детектора рентгенівського випромінювання, шумами телевізійного каналу, що перетворює

тіньове рентгенівське зображення об'єкту в телевізійний відеосигнал, шумами квантування телевізійного відеосигналу в процесі перетворення його в цифрову форму (Рис.1).

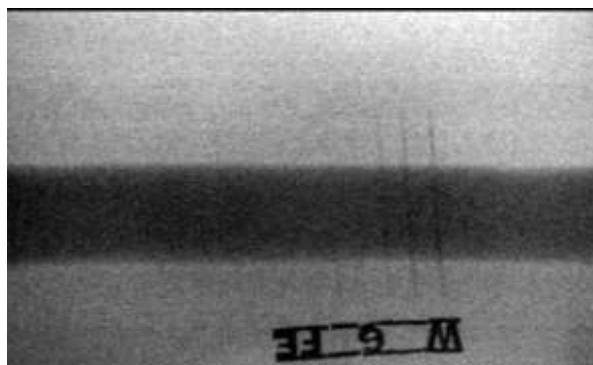


Рис. 1. Кадр рентгенотелевізійного сигналу без обробки.

Основна частина

Шуми рентгенотелевізійного каналу маскують дрібні елементи рентгенівського зображення, що в цілому обмежує чутливість радіаційного контролю якості виробів. Для підвищення чутливості рентгенотелевізійних засобів контролю якості виробів зазвичай застосовують статистичні методи обробки рентгенотелевізійного зображення [2]. Для цього в рентгенотелевізійних системах неруйнівного контролю використовують комп'ютерні технології обробки

рентгенотелевізійних зображень, наприклад, такі програмно-апаратні засоби, як «Відеорен», «Сова+», «Direcon-S01»[3] та інші. Ці програмно-апаратні комплекси реалізують велику кількість різноманітних функцій обробки рентгенотелевізійного зображення, але на практиці вони в основному використовуються для підвищення чутливості контролю якості виробів за рахунок статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення. Статистична обробка рентгенотелевізійних зображень реалізується шляхом накопичення заданої кількості кадрів рентгено-телевізійного зображення та усереднення накопиченої інформації по кількості кадрів накопичення. При цьому відношення сигнал/шум на виході рентгено-телевізійної системи підвищується пропорційно $\sqrt{N_k}$ накопичення кадрів рентгено-телевізійного зображення. Окрім підвищення чутливості радіоскопічного контролю якості виробів використання комп'ютерних технологій обробки рентгено-телевізійного сигналу дає можливість отримати цифрову рентгенограму контрольованого виробу, як результат контролю виробу.

Але використання вищезазначених комп'ютерних комплексів в реальних виробничих умовах потребує вирішення ряду задач, пов'язаних з узгодженням параметрів відеосигналу рентгенотелевізійного каналу з динамічним діапазоном аналого-цифрового перетворювача на вході

комп'ютерних засобів обробки рентгено-телевізійного зображення, а також визначенням необхідної тривалості накопичення рентгенотелевізійного зображення, що залежить від потужності проникаючого рентгенівського випромінювання, ефективності рентгено-оптичного перетворювача, чутливості телевізійної передавальної камери, товщини та матеріалу виробу, що контролюється. Ці задачі доводиться вирішувати оператору в процесі контролю виробів, що потребує часу та знижує продуктивність та якість рентгеноскопічного контролю в цілому. Слід також зазначити, що використання комп'ютерних технологій обробки рентгенотелевізійного зображення в заводських умовах, а тим більше в польових умовах, не завжди є зручним. Окрім того, рентгенотелевізійна система контролю повинна забезпечувати задану чутливість контролю, бути функціональною і не виконувати ніяких зайвих функцій. Тільки в цьому випадку система контролю буде надійною, продуктивною та нею буде зручно користуватися. Це було покладене в основу розробки спеціалізованого апаратного відео процесора (Рис.2), яка проводиться в лабораторії індикаторних пристроїв кафедри «Електронні прилади та пристрої» факультету електроніки Національного технічного університету України «КПІ ім. Ігоря Сікорського».



Рис. 2. Спеціалізований відео процесор для рентгенотелевізійних систем неруйнівного контролю якості виробів

Використання сучасної елементної бази (мікропроцесорна техніка, програмована логіка) та сучасні комп'ютерні технології проектування дозволили реалізувати алгоритми статистичної обробки тіншового рентгенівського зображення в реальному масштабі часу на апаратному рівні. Окрім того, цифрова обробка рентгенотелевізійного зображення в процесі просвічування контрольованого виробу, дозволяє автоматизувати вибір тривалості експозиції, що забезпечує отримання цифрових радіограм з нормованим ступенем почорніння. Це є важливим для їх подальшої обробки та розшифрування. На рис. 3 представлена функціональна схема відео процесора, яка включає в себе систему синхронізації, аналоговий сигнальний процесор вхідного сигналу (ASP), цифровий сигнальний процесор (DSP), цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), формувач вихідного композитного телевізійного сигналу (ФТС) і мікропроцесорну систему управління. Мікропроцесорна система управління реалізує основні режими роботи пристрою, а також вирішує завдання, пов'язані з

нормуванням вхідного телевізійного сигналу і визначенням оптимальної тривалості накопичення.

Аналоговий сигнальний процесор

Аналоговий сигнальний процесор ASP забезпечує оптимальне узгодження рівня і амплітуди вхідного відеосигналу з динамічним діапазоном 12-ти розрядного аналого-цифрового перетворювача. Він включає в себе відео підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення, схему фіксації рівня сигналу на вході АЦП і керуючі регістри, які пов'язані з керуючим контролером через стандартний послідовний інтерфейс SPI. Контролер визначає параметри відеосигналу, що надходить на вхід DSP, порівнює їх з граничними значеннями динамічного діапазону АЦП, визначає необхідне значення коефіцієнта підсилення і рівня чорного сигналу, і завантажує ці параметри в керуючі регістри ASP. При цьому вхідний відеосигнал автоматично вписується в динамічний діапазон АЦП, що і забезпечує його оптимальне перетворення в цифрову форму. Адаптація відеосигналу відбувається за допомогою аналогового сигнального процесора, який виконаний на основі однокристального АЦП AD9821. Для реалізації алгоритму доцільно використати мікроконтроллер STM-32, а саме для визначення коефіцієнту підсилення та для того щоб підігнати амплітуду вхідного сигналу до величини динамічного діапазону АЦП. [4] STM 32 поєднує в собі дуже високу продуктивність, можливість

роботи в режимі реального часу, здатність цифрової обробки сигналів і низьке енергоспоживання. [5] STM 32 відрізняється від інших виробників напівпровідників прекрасним співвідношенням «ціна / функціонал»

при збереженні найвищих стандартів якості також важливим є підтримка файлової системи FAT32, що дозволяє зберігати дані упорядковано.

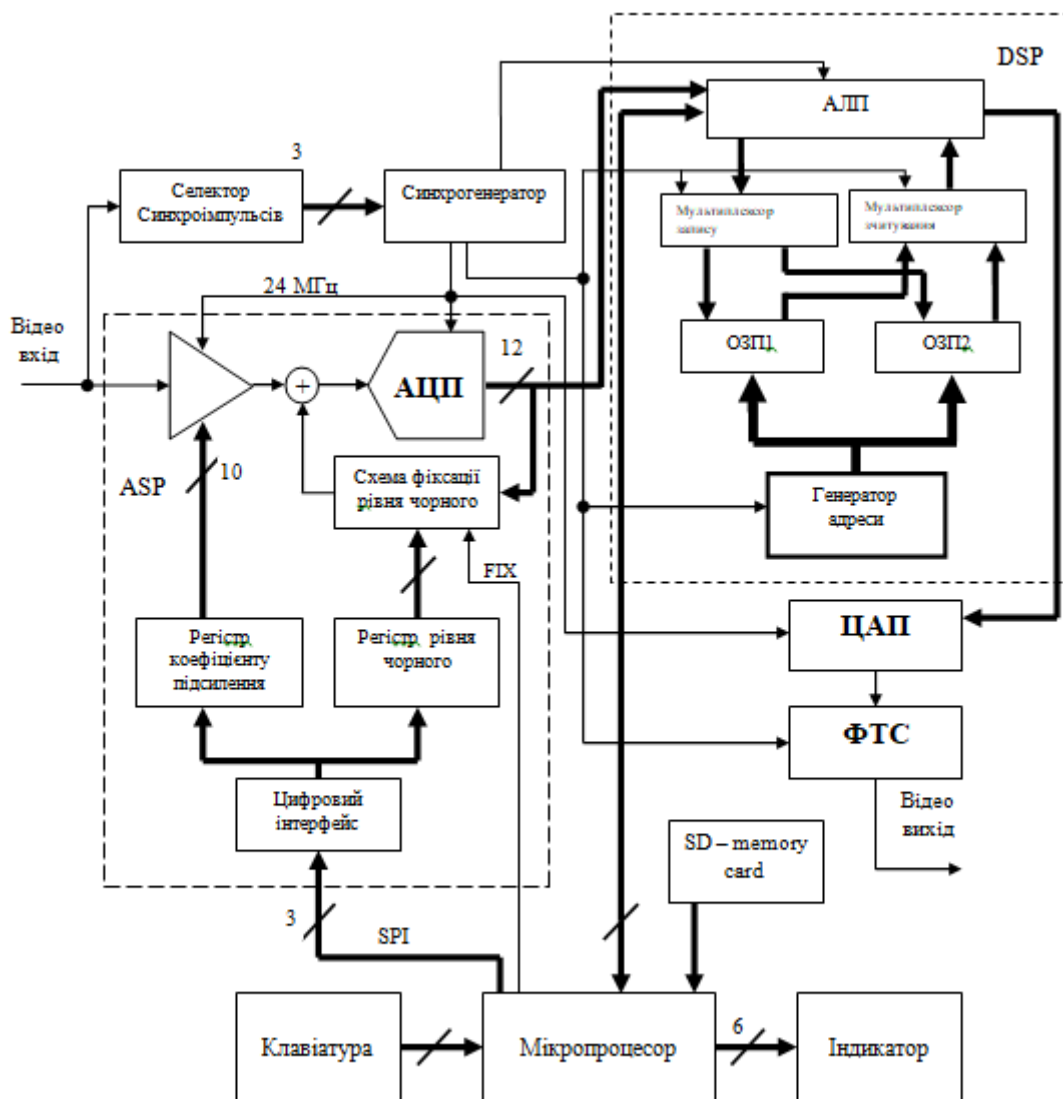


Рис. 3. Структурна схема відео процесора

Підсилення може бути обчислено за формулою $K(\text{dB}) = (0.0351 \times C)$, де $K(\text{dB})$ – коефіцієнт підсилення в dB, а C – число в діапазоні від 0 до 1023, занесене в регістр коефіцієнта

підсилення. Змінити значення регістра коефіцієнта підсилення можна за допомогою мікроконтролера по послідовному периферійного інтерфейсу SPI. Особливістю АЦП

мікросхеми AD9821 є те, що він розрахований на повний діапазон вхідної напруги від 0 до 2 В. стандартна амплітуда відеосигналу зазвичай складає величину 1 В. Для перекриття повного динамічного діапазону АЦП необхідно підсилити вхідну напругу мінімум в 2 рази. При меншому коефіцієнті підсилення динамічний діапазон АЦП використовуватиметься не повністю.

Цифровий сигнальний процесор

Цифровий сигнальний процесор (DSP) містить арифметично-логічний пристрій (АЛП), контролер ОЗП і 2-х банковий оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП), в якому і здійснюється у цифровій формі інтегрування рентгенотелевізійного зображення. У даному пристрої обробка даних, що поступають з АЦП, виконується повністю в цифровій формі. Основні операції, які будуть виконуватися над сигналом, – це складання багаторозрядних чисел, порівняння з константою, записаною в регістр, мультиплексування потоків. Частота дискретизації вхідного відеосигналу складає 24 МГц, що відповідає періоду в 40,62 нс. За цей час необхідно виконати такі операції: рахувати з оперативної пам'яті двох байтне число, скласти його з одержаним від АЦП 12 розрядним числом і одержану суму знову записати в оперативну пам'ять, до додаткових операцій відноситься порівняння суми з константою і фіксація результату порівняння. Таким чином до апаратної частини пред'являються дуже

жорстокі вимоги по швидкодії. Для успішної реалізації пристрою швидкодія апаратної частини повинна складати не більше 10-15 нс. Таку швидкодію можуть забезпечити мікросхеми програмованої логіки, які містять вбудовані помножувачі, схеми арифметичного переносу і великий об'єм оперативної пам'яті всередині кристалу. Основною перевагою програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) є велика кількість програмованих ресурсів, які дозволяють організувати паралельні обчислення, продуктивність яких може легко забезпечити обробку рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу. При цьому дуже важливим є можливість побудови на ПЛІС необхідної структури цифрового сигнального процесора. Наявність на кристалі ПЛІС необхідних компонентів і засобів конфігурації дозволяє реалізувати алгоритм обробки відеосигналу адекватний розв'язуваній задачі, що забезпечує високу ефективність обчислень. ПЛІС забезпечують можливість реалізації алгоритму цифрової обробки рентгенотелевізійного відеосигналу в реальному часі. Всі ці особливості разом з високою ступінню паралелізму ПЛІС забезпечують переваги ПЛІС над найшвидшими сигнальними процесорами в 500 і більше разів.[6] Оптимальним вибором за критеріями ціни та ресурсів є ПЛІС фірми INTEL MAX V. Крім трансиверів мікросхеми містять апаратні помножувачі і блоки вбудованого ОЗП. Також перевагою є

те, що для MAX V не потрібен тепловідвід, що спрощує дизайн друкованої плати, та зменшує вартість монтажу. Підтримка проектування ПЛІС MAX V забезпечується програмним пакетом Quartus Prime, який є у вільному доступі. Другим важливим елементом пристрою, до якого пред'являються жорстокі вимоги по швидкодії, є оперативна пам'ять. Час доступу до даних в оперативній пам'яті не повинен перевищувати 10-15 нс. При більшому часі доступу необхідно буде або зменшувати частоту дискретизації, або роздільну здатність.

Алгоритм інтегрування рентгено-телевізійного зображення здійснюється шляхом накопичення кадрів рентгено-телевізійного зображення в ОЗП. Процес накопичення контролюється мікропроцесорною системою управління. Після закінчення процесу інтегрування оброблене зображення з ОЗП через 10-ти розрядний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) і формувач телевізійного сигналу (ФТС) подається на вхід штатного телевізійного монітора рентгено-телевізійної установки. Оброблене рентгено-телевізійне зображення зберігається в ОЗП до початку наступного циклу інтегрування, який ініціюється натисканням відповідної кнопки на панелі управління відео процесора. Це дозволяє при вимкненому джерелі рентгенівського випромінювання зберігати на екрані телевізійного монітора рентгено-телевізійне зображення об'єкта, що контролюється.

Відео процесор забезпечує постійний рівень вихідного сигналу незалежно від рівня та амплітуди вхідного сигналу, що дозволяє варіювати в широких межах потужність дози рентгенівського випромінювання на вході детектора і коефіцієнт підсилення ASP. При цьому буде змінюватися тільки тривалість експозиції при накопиченні рентгено-телевізійного зображення, а рівень вихідного сигналу відео процесора буде незмінний, оптимально вписаний в динамічний діапазон телевізійного монітора. Тривалість інтегрування рентгено-телевізійного сигналу може змінюватися в діапазоні від 16 кадрів до 512 кадрів, що забезпечує досить ефективну фільтрацію шумів рентгено-телевізійного каналу дефектоскопічної установки. Таким чином, оператору не потрібно вирішувати складні завдання, пов'язані з визначенням тривалості експозиції, підбором потужності дози рентгенівського випромінювання для конкретного контрольованого виробу. Процесор сам підбирає параметри інтегрування рентгенівського зображення і видасть нормований за рівнем чорного і по амплітуді відеосигнал без характерних для рентгеноскопії флуктуаційних шумів рентгено-телевізійного каналу. За рахунок цього досягається істотне підвищення якості рентгено-телевізійного зображення, поліпшуються умови аналізу рентгено-телевізійного зображення контрольованого виробу, що, в свою чергу, призводить до суттєвого

підвищення чутливості і продуктивності радіаційного контролю якості виробів.

При переміщенні контрольованого виробу відносно детектора рентгенівського випромінювання відео процесор переводиться в режим прямого каналу передачі відео даних. У цьому режимі роботи мікропроцесор аналізує параметри вхідного відеосигналу, визначає необхідний ступінь корекції амплітуди і рівня вхідного сигналу і записує відповідні значення коефіцієнта підсилення і рівня чорного в регістри управління ASP. З виходу ASP нормовані відеодані, вже без накопичення в DSP, передаються через цифро-аналоговий перетворювач і формувач телевізійного сигналу (ФТС) на вихід відео процесора. В результаті на екрані телевізійного монітора оператор спостерігає нормоване по динамічному діапазону телевізійного індикаторного пристрою тіньове рентгенівське зображення контрольованого виробу. Ініціалізація режиму прямого каналу здійснюється шляхом натискання кнопки на панелі управління відео процесора. Коефіцієнт підсилення ASP відображається на екрані рідкокристалічного дисплея відео процесора.

Для перетворення аналогового відеосигналу в цифрову форму використаний 12-ти розрядний. Реалізований рівень квантування визначає величину або ступінь втрати інформації при аналого-цифровому перетворенні відеосигналу вихідного

рентгено-телевізійного зображення. Чим менше рівень квантування, тим більше інформації зберігається при перетворенні відеосигналу в цифрову форму і тим більшою мірою цифрове рентгенотелевізійного зображення може бути за якістю наближена до якості рентгенограми на рентгенівській плівці. Це виявляється дуже важливим і для реалізації режиму накопичення рентгенотелевізійного зображення в цифровій формі, а також проявляється при подальшій комп'ютерній обробці цифрової рентгенограми.

Відео процесор має вбудований USB - інтерфейс для введення рентгенограми контрольованого виробу в персональний комп'ютер (PC). Ініціалізація цього режиму роботи відео процесора здійснюється через графічний інтерфейс спеціального програмного забезпечення «Direcon-S01» (Рис.4), яке встановлюється на звичайний персональний комп'ютер. Взаємодія відео процесора зі спеціальним програмним забезпеченням реалізується за допомогою стандартного USB-драйвера операційної системи сімейства Windows. Ця функція відео процесора відкриває можливість реалізації сучасних комп'ютерних технологій для обробки та архівування рентгенограм, а також забезпечує можливість реалізації автоматизованих баз даних рентгенотелевізійного контролю якості виробів. Відео процесор може поставлятися з програмним забезпеченням «Direcon-S01» для

комп'ютерної обробки та архівування установки рентгенограм.

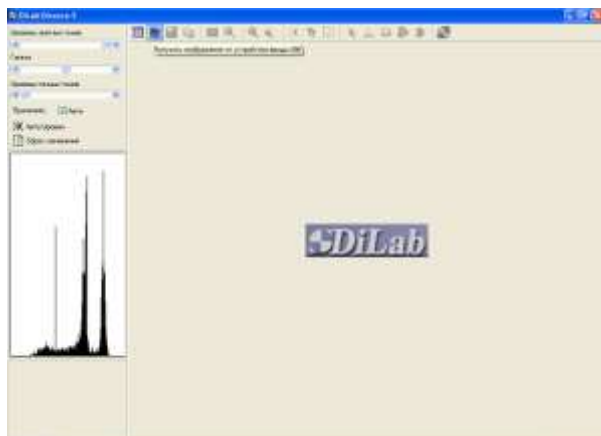


Рис4. Графічний інтерфейс програмно-апаратного комплексу «Direcon-S01»

Відео процесор може ефективно працювати у складі як стаціонарних, так і мобільних рентгенотелевізійних установок, що забезпечує можливість модернізації діючого парку рентгено-телевізійної апаратури даного типу. Причому модернізація рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки шляхом включення до її складу відео процесора не вимагає ніяких додаткових переробок штатного рентгено-телевізійного обладнання, так як вхідні кола відео процесора розраховані на підключення стандартного композитного телевізійного сигналу рентгено-телевізійної установки, а на виході відео процесора після обробки теж формується стандартний композитний телевізійний відеосигнал. Це забезпечує можливість виведення обробленого рентгено-телевізійного зображення контрольованого виробу на штатний телевізійний монітор рентгено-телевізійної дефектоскопічної

установки.

На рис. 5 представлена структурна схема рентгено-телевізійної дефектоскопічної установки, до складу якої включено відео процесор. Телевізійний відеосигнал надходить на відеовхід відео процесора, який реалізує в цифровому вигляді на апаратному рівні алгоритми обробки рентгенотелевізійного зображення в процесі дефектоскопічного контролю якості виробу.

Відео процесор реалізує два основних режими обробки рентгенотелевізійного зображення. Перший режим призначений для перегляду динамічних фрагментів рентгенотелевізійного зображення, а також використовується при позиціонуванні контрольованого виробу відносно детектора рентгенівського випромінювання. У цьому режимі вхідний відеосигнал автоматично нормується за амплітудою і рівнем, і передається на відео контрольний пристрій без інтегрування. Другий режим роботи реалізує алгоритм цифрової регульованої експозиції тіншового рентгенівського зображення контрольованого виробу. Цей режим призначений для обробки рентгенотелевізійного зображення контрольованого виробу, який знаходиться в статичному положенні. Інтегрування рентгенотелевізійного сигналу практично повністю прибирає нестаціонарні шуми рентгено-телевізійного каналу і забезпечує підвищення чутливості дефектоскопічного контролю. При

цьому мікропроцесорна система оптимальну для поточних умов управління контролює процес контролю тривалість експозиції. інтегрування і автоматично визначає

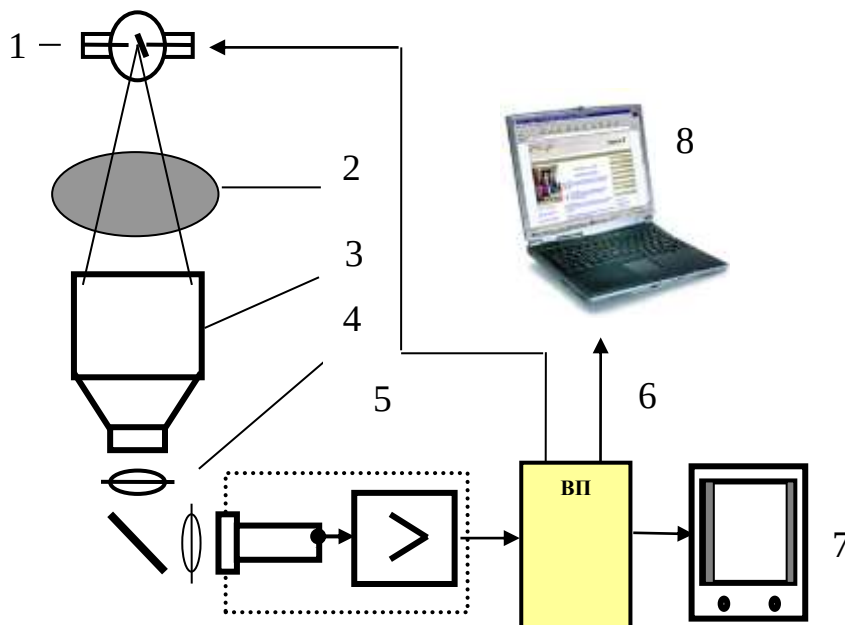


Рис.5. Схема підключення відеопроцесора у складі устаткування рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки.

- 1 – джерело рентгенівського випромінювання;
- 2 – об'єкт, що контролюється;
- 3 – рентгено-оптичний перетворювач;
- 4 – об'єктив;
- 5 – телевізійна передавальна камера;
- 6 – відео процесор;
- 7 – телевізійний монітор;
- 8 – комп'ютер обробки рентгенограм рентгенограмм.

Дослідний зразок відео процесора пройшов попередні випробування в складі рентгено-телевізійної дефектоскопічної установки, де в якості детектора рентгенівського випромінювання використовувався РЕОП, а в якості датчика телевізійного сигналу використовувалася телевізійна камера на основі ПЗЗ-сенсора зображення. Без цифрової обробки рентгенотелевізійного зображення

рентгено-телевізійна дефектоскопічна установка при контролі алюмінію завтовшки 20 мм забезпечувала чутливість контролю 2.5%. При цьому зображення зварного шва і дефектометрів спостерігалися на тлі шумів рентгенотелевізійного каналу, які значно перевершували за рівнем корисний сигнал (Рис.1).

Обробка рентгенотелевізійного сигналу відео процесором дозволила практично повністю прибрати з

зображення флуктуаційні шуми рентгенотелевізійного каналу і отримати при тих же умовах контролю чутливість контролю 0,7%, що вже впритул наближається до чутливості контролю з використанням рентгенівської плівки (Рис.5).

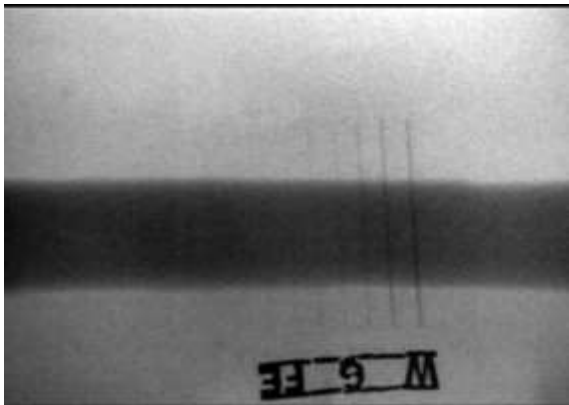


Рис.5. Рентгенограма виробу після обробки відео процесором

Висновки

1. Представлений відео процесор у складі радіоскопічної системи промислового призначення реалізує апаратними засобами алгоритм цифрової статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу шляхом інтегрування рентгенотелевізійного зображення протягом регульованого часу експозиції, що забезпечує суттєве підвищення чутливості контролю якості виробів.
2. Відео процесор в реальних умовах проведення радіаційного контролю якості виробів забезпечує після обробки рентгенотелевізійного зображення контрольованого

об'єкта запис цифрової рентгенограми в ОЗУ, що дозволяє проводити аналіз цифрової рентгенограми контрольованого виробу при вимкненому джерелі рентгенівського випромінювання. Це дозволяє істотно знизити витрати на рентгенотелевізійний контроль, а так само продовжити термін служби обладнання рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки.

3. Можливість передачі цифрових рентгенограм в середовище персонального комп'ютера через стандартний USB - порт дозволяє реалізувати комп'ютерні технології обробки зображення та автоматизованої розшифровування цифрових рентгенограм, а так само забезпечує вирішення дуже важливого завдання — створення електронної бази даних рентгенограм радіаційного контролю якості виробів.
4. Відео процесор розрахований на стандартний композитний телевізійний вхідний сигнал і формує на виході теж стандартний телевізійний сигнал, що дозволяє досить просто модернізувати діючі рентгенотелевізійні дефектоскопічні установки з метою підвищення чутливості радіаційних методів контролю якості виробів.

Література

1. В.В. Ключев. т.1.: Кн. 2.: Ф.Р. Соснин. Радиационный контроль. - 2-е изд. – М.: Машиностроение, 2006. – 560 с.
2. О.И. Кучеренко, А.С. Подосельник, А.В.Терлецкий. Видеопроцессор для записи и обработки фрагментов рентгенотелевизионных изображений // Электроника и связь. 2001. N 13. С. 40-42.
3. А.В. Терлецкий, О.И. Кучеренко, А.С. Подосельник, Н.Г. Белый. Цифровое устройство "Direcon D01" для регистрации, обработки и архивирования информации детекторов радиационного излучения. Сб. "Неруйнінівний контроль та технічна діагностика. Матеріали конференції.", УТ НКТД, 2003. – с. 165-168.
4. Джафер Меджахед// Новсоти електроніки, 2011 рік, випуск 2 ст 3 «STM32: епоха 32-битних мікроконтроллеров наступила»
5. STM32 32-bit ARM Cortex MCUs// http://www2.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html?querycriteria=productId=SC1169
6. Клайв Максфилд. Проектирование на ПЛИС.Архитектура, средства и методы – 2015 – С. 21.

УДК 621.3.082.8

Сьогодення та майбутнє розвитку технологій секвенування ДНК

Васильєв Д.Ю., к.т.н., доц. Терлецький О.В.

В статті представлені переваги та недоліки сучасних методів секвенування ДНК. Розглядаються ключові особливості різних технологій, а також більш детально представлений метод, який заснований на використанні графенового транзистора (GFET).

Побудовані передаточні характеристики GFET з використанням аналітичної моделі. Метою їх побудови було дослідити спроможність використання графенового транзистора в якості основи для виробництва секвенатору, який буде спроможний швидко, а головне точно проводити секвенування ДНК не тільки у великих комерційних установах, а і в невеличких державних лікарнях.

Отримані характеристики дають змогу з впевненістю сказати, що GFET – придатний для використання в приладах для секвенування ДНК наступного покоління.

Сучасні методи дослідження ДНК

Зростаюча потреба в дешевому і швидкому секвенуванні (набір біохімічних методів встановлення

послідовності нуклеотидних основ ДНК: аденіну, гуаніну, цитозину і тиміну) генома (сукупність всієї спадкової генетичної інформації організму, тобто всіх генів) людини, сприяло розвитку нових технологій секвенування, однак, вартість все ще далека від ідеальної з ціною в \$1.000 за дослідження одного генома. Це означає, що повинні бути розроблені більш дешевші і швидші методи секвенування ДНК. Для цих потреб, було розроблено нове покоління технологій секвенування ДНК з використанням нанотехнологій, які вважаються більш дешевшими і швидшими, через відсутність маркерів(біологічне з'єднання або властивість, яке свідчить про наявність якого-небудь специфічного розладу або схильності до нього) [1,2]. Зокрема, метод секвенування з використанням тільки однієї молекули вважається перспективною технологією. «Одинична молекула» для секвенування з нанопор була рекомендована в якості платформи наступного покоління технологій секвенування ДНК [3].

В останнє десятиліття технології секвенування розвивалися дуже швидкими темпами з одночасним зниженням витрат на кожную основу

ДНК. Секвенування, яке десять років тому коштувало 3 млрд. доларів для проекту "Геном людини", сьогодні можна здійснити за десятки тисяч доларів. Після успішного секвенування генома людини були розроблені технології повногеномного секвенування, які мають свої слабкі і сильні сторони. Основними комерційними технологіями є платформи: 454 Sequencing (Roche), Solexa / Illumina (Illumina), SOLiD (Applied Biosystems) і Polonator (Dover)[4]. Інтенсивна конкуренція, між так званими "технологіями нового, або другого, покоління", привела до зниження вартості секвенування геному.

В даний час з'явилися і активно розвиваються платформи ДНК-секвенування "третього покоління", представлені приладами: Helicos Heliscope (Helicos BioScience Corporation), PacBio RS SMRT (Pacific Biosciences) і MinION (Oxford Nanopore) [4]. Третє покоління відрізняється від другого тим, що первинна ампліфікація (процес утворення додаткових копій ділянок ДНК) ДНК більше не потрібна. Досліджувана ДНК секвенується безпосередньо на рівні однієї молекули з використанням спеціально створених полімераз (ферменти, головною роллю яких є синтез нуклеїнових кислот). Перевагою цього підходу є те, що вдається уникнути проблем, пов'язаних з накопиченням помилок, що виникають при ампліфікації ДНК. Однак, важливо зазначити, що жодна з технологій

третього покоління поки не отримала широкого розповсюдження.

Через це почалися розробка нанопорного секвенування, як показано на рис. 1, негативно заряджена молекула ДНК приводиться в рух за допомогою прикладеного електричного поля, щоб пройти через нанопори. Процес проходження молекули ДНК, яка проходить через нанопору, визначається як транслокація, а відповідний інтервал часу визначається, як час транслокації. В процесі транслокації ДНК, блокада струму значно менша, ніж струм нанопори, так як діелектрична проникність молекули ДНК значно менша, ніж у води. Цей струм визначається як струм блокади. Визначення різниці в блокаді струмів дозволяє розрізняти ДНК на одному рівні з базовою нанопорою. Таким чином, дослідження блокади струмів є досить популярне в останні роки.[5].

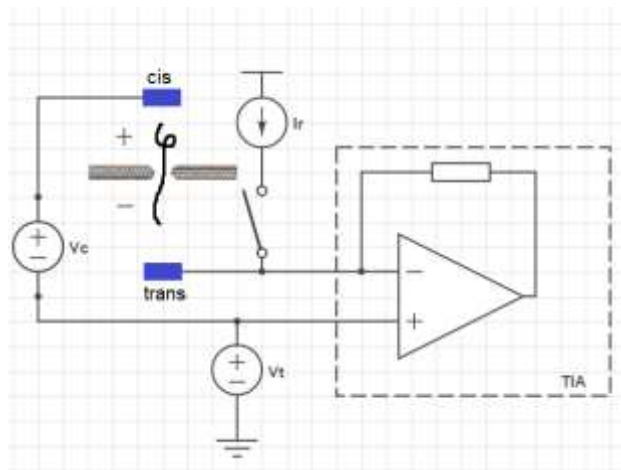


Рис. 1 Базова електрична схема для секвенування, включає трансімпедансний підсилювач (TIA), регульовану напругу V_c iV_t , також джерело струму I_r ,

яке використовується для калібрування

Сенсор на основі графенового польового транзистора (GFET)

Принцип дії GFET базується на ефекті електричного поля - змінюючи концентрацію носіїв заряду в графені за допомогою затворної напруги, можна керувати провідністю графена, яка приблизно пропорційна їх концентрації.

GFET датчики, складаються з двох термінальних графенових пристроїв, які використовуються для моніторингу молекуло-індукованої властивості графена. Вони побудовані з одношарового графена (SLG), ширина каналу якого 5-50 мкм, а довжина 25-200 мкм, на вершині знаходиться SiO_2 затвор транзистора, легований Si.

Принцип дії сенсора для секвенування ДНК на основі GFET, заснований на методі адсорбції (вибіркове поглинання речовини з газового чи рідкого середовища усім об'ємом твердого тіла чи рідини) азотистих основ ДНК каналом графену. Провідність графену змінюється після адсорбції гуаніну або іншої азотистої основи ДНК і завдяки цьому визначають послідовність азотистих основ ДНК, оскільки кожна азотиста основа, після проходження струму через неї, має свої відмінні одна від одної значення провідності, що дає можливість досить точно їх відрізнити одна від одної.

Для того, щоб досягти високих показників роботи транзистора,

використовують одне з унікальних властивостей графена, а саме - при прикладенні до поверхні графенової плівки електричного потенціалу певної величини відбуваються сильні зміни величини енергетичного бар'єру тунелювання електронів.

Електричні транспортні виміри отримують шляхом установки постійної напруги між контактами стоку і витoku (V_{SD}) і моніторингу різниці струмів стоку та витoku (I_{SD}), в той час, як змінюється напруга на затворі (V_G) рис.2. [7]

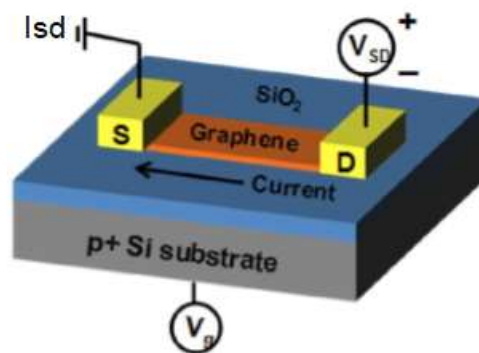


Рис2 Схематичне зображення GFET для секвенування ДНК

Підвищення чутливості GFET до одиночних азотистих основ є подальше зменшення площі каналу аж до режиму графенових нанострічок. Зменшення площі каналу збільшує рівень шуму пристроїв, які працюють на низьких частотах і це приводить до того, що виявити азотисті основи стає набагато складніше [8,9]. Крім того, електронний транспорт в графенових нанострічках показав, що він залежить від квантових ефектів (це принцип невизначеності, який стверджує, що існують фундаментальні перешкоди для точного одночасного вимірювання

двох або більшої кількості параметрів системи з довільною похибкою) [10].

Останні досягнення у виробництві графенових пристроїв дозволяють їм мати рухливість носіїв заряду приблизно $2 \cdot 10^5 \text{ см}^2 \text{ В}^{-1} \text{ с}^{-1}$ [9], а також зменшення шумів в графенових пристроях [11] обіцяє забезпечити поліпшення чутливості приладу в три рази. Цього було б досить, щоб виявити одну азотисту основу гуаніну, цитозину, тиміну на графеновому пристрої площею $100 \cdot 100 \text{ нм}^2$. Однак, щоб була змога виявити аденін, потрібно додатково підвищити чутливість пристрою. Це наводить на думку, що практичне секвенування ДНК з GFET пристроїв потребує використання графенових нанострічкових пристроїв, які можуть демонструвати зовсім іншу реакцію на адсорбції (вибіркове поглинання речовини з газового чи рідкого середовища поверхневим шаром твердого тіла – адсорбенту, чи рідини) азотистих основ ДНК, ніж звичайний графеновий транзистор через існування крайових ефектів [10,11].

Жодна гібридизація (явище взаємодії атомних орбіталей на визначеному атомі із утворенням такого ж числа нових гібридних орбіталей, котрі є рівними за своїми характеристиками (енергією і формою)) π -орбіталей графена не спостерігалось після осадження азотистих основ на піддослідні зразки. Це говорить про те, що взаємодія азотисті основи-графен стримується тільки завдяки силам Ван-дер-Ваальса. Ця точна адсорбція важлива для датчиків, які покладаються на

механізм чуттєвого захоплення і звільнення азотистих основ.

Прийнято вважати, що адсорбція молекул на поверхні графену призводить до утворення молекулярних диполів (сукупність двох рівних за абсолютною величиною різноимених точкових зарядів, що знаходяться на деякій відстані один від одного) в шарі адсорбата. Вплив електричного поля, створюваного таким дипольним шаром, при якому є модуляція поверхневого потенціалу металу, може бути виміряний як зміна функції робочої поверхні графену [12,13].

Після того, як було описано, принцип секвенування за допомогою GFET, побудуємо характеристики самого транзистора.

Одна із самих головних характеристик, які дозволяють визначити придатність GFET для секвенування ДНК, це відношення струму стоку до напруги затвору.

$$I_{ds} = \frac{W \int_0^{V_{ds}} \mu Q_{tot} dV}{L + \left| \int_0^{V_{ds}} \frac{\mu}{V_{sat}} dV \right|}, \quad (1)$$

де W – ширина каналу, L – довжина каналу, μ – ефективна рухливість електронів і дірок, Q_{tot} – щільність заряду листа графена, V_{sat} – швидкість насичення.

Припускається, що швидкість насичення є причиною розсіювання фононів в графені, в момент досягнення носієм заряду певного

енергетичного порогу [14] і потенціалу, що призводить до появи розраховується за формулою 2 . ям.

$$V_{sat} = \frac{2\mathcal{G}_F}{\pi} = \frac{\hbar\Omega}{\hbar\sqrt{\frac{\pi Q_{net}}{q}}} \quad (2)$$

$\mathcal{G}_F$ – швидкість Фермі, для графену приблизно 10^6 м/с, $\hbar\Omega$ – оптична фононна енергія, q – елементарний заряд, Q_{net} – мобільна потужність заряду листа.

Q_{net} може використовуватись, як щільність густини заряду і виражається як

$$Q_{net} = |q(p - n)| \quad (3)$$

де q – елементарний заряд, p – щільність дірок, n – щільність електронів.

Рівняння (3) придатне і для звичайних польових транзисторів (FET).

$$Q_{tot} = Q_t + q \times n_{pud} \quad (4)$$

де Q_t – щільність заряду, для транспортних характеристик, n_{pud} – щільність заряду для електронно-діркових ям.

Щільність залишкового заряду, відомого як електронно-діркові ями і розраховується завдяки рівнянню(5).

$$n_{pud} = \frac{\Delta^2}{\pi(\hbar\mathcal{G}_F)^2} \quad (5)$$

де $\mathcal{G}_F$ – швидкість Фермі, Δ – просторова неоднорідність

$$Q_t = q(c_6 + c_4 V_{ch}^2) \quad (6)$$

де V_{ch} – напруга каналу,

$$c_6 = \frac{\pi(kT)^2}{3(\hbar\mathcal{G}_F)^2} \text{ і } c_4 = \frac{q^2}{\pi(\hbar\mathcal{G}_F)^2}.$$

В результаті після підстановки маємо.

$$Q_{tot} = q(c_6 + c_4 V_{ch}^2 + n_{pud}), \quad (7)$$

Потенціал каналу V_{ch} розраховується за формулою:

$$V_{ch} = -\frac{(V_{gs} - V_{gs0} - V)C_1 + (V_{bs} - V_{bs0} - V)C_b}{C_t + C_b + \alpha C_q} \quad (8)$$

де α – ваговий коефіцієнт ємності і дорівнює $\frac{Q_{net}}{C_q V_{ch}}$, C_q – квантова

ємність, V падіння напруги в графеновому каналі, V_{bs} і V_{gs} напруга затворів, C_t і C_q оксид ємності верхнього і нижнього затвору[13]

$$C_q = \frac{2q^2 kT \ln(4)}{\pi(\hbar\mathcal{G}_F)^2} \times \sqrt{1 + \left(\frac{qV_{ch}}{kT \ln(4)}\right)^2} \quad (9)$$

Таблиця 1. Основні параметри для побудови характеристик

$\min V_g$	-10В
$\max V_g$	10В

V_{DS}	1В
T	300K
L	30нм
W	5нм
Δ	0.092 В ²
t_{oxe}	25нм
E_{max}	1eВ

В результаті є можливість побудувати передаточну характеристику (рис.1.), залежність сумарної щільності заряду Q_{tot} (рис.2.) та потенціалу V_{ch} (рис.3.) від напруги на затворі [13].

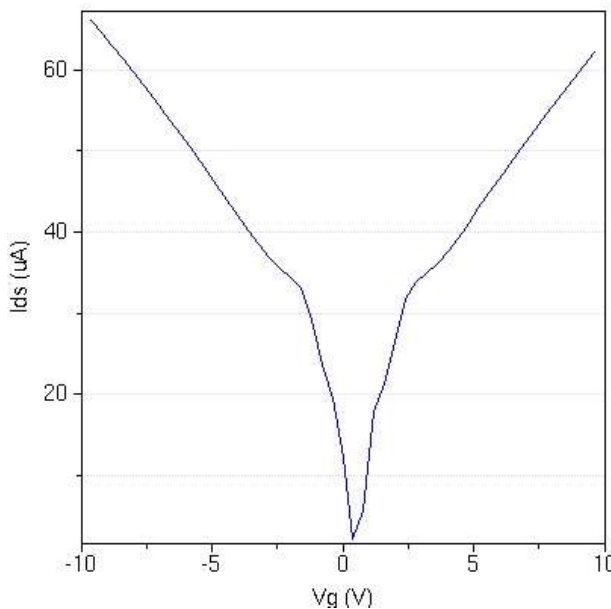


Рис. 1. Результати моделювання струму стоку при напрузі на затворі, яка змінюється від -10 V до 10 V.

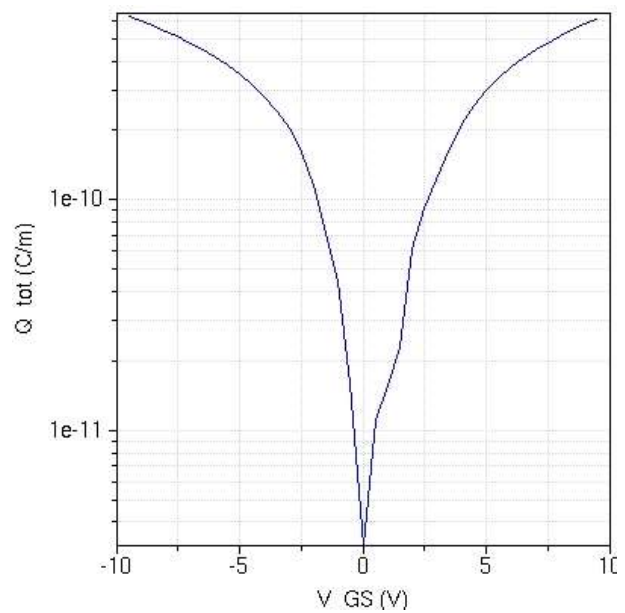


Рис.2. Залежність щільності заряду від напруги на затворі в межах -10 V - 10 V .

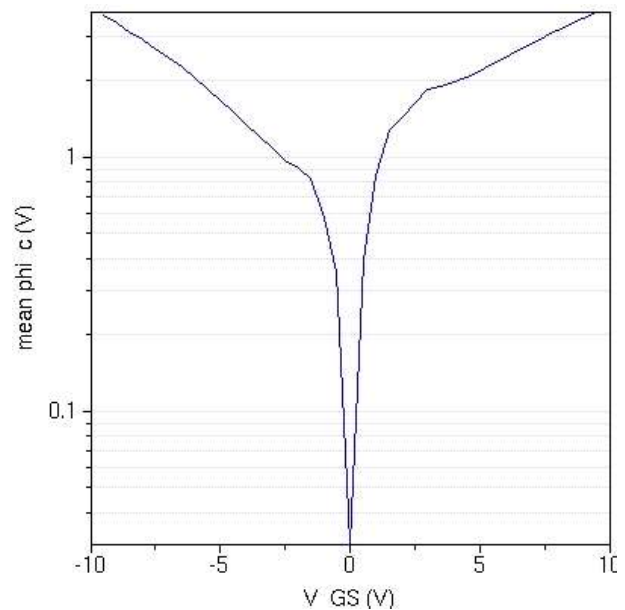


Рис.3 – Залежність потенціалу V_{ch} від напруги на затворі в межах -10 V - 10 V .

Після порівняння отриманих результатів з дослідженнями [15], можна сказати, що підібрані параметри напруги на затворі $V_g = -10$ – 10В, напруги стоку $V_D = 1$ В,

температури $T = 300\text{K}$, довжини каналу $L = 30\text{ нм}$, ширини каналу $W = 5\text{ нм}$ та інших, які використовувались для моделювання графенового транзистора підходять для розробки секванатору на основі GFET. Завдяки цьому в майбутньому буде змога проводити секвенування ДНК і мати точні результати виміру. Оскільки в залежності, яка представлена на рис.1 струм стоку змінюється в межах 0 -60 нА при напрузі -10 – 10 В. Щоби побачити відмінність між азотистими основами, потрібно, щоб струм стоку був в цих межах через те, що при абсорбції азотистих основ з графенового каналу струм змінюється в межах від 10 до 400 нА в залежності від азотистої основи.

Датчики GFET, мають кілька переваг перед об'ємними напівпровідниковими пристроями, включаючи кремній. Атомарно тонкий кремній або інші об'ємні напівпровідники неефективні, оскільки, при товщині каналу в один атом, поверхневі дефекти домінують в характеристиках матеріалу. Двовимірні матеріали, такі як графен, не мають поверхнево обірваних зв'язків для утворення дефектів. В результаті графен має високу провідність і є чутливим до поверхневих ефектів. Крім того, оскільки матеріал не має обірваних зв'язків, він усуває неспецифічне зв'язування (зв'язок антитіл відбувається без специфічної прив'язки до мембран клітини) і, отже, помилкові спрацьовування, що було проблемою для інших датчиків на основі польових транзисторів. При

правильній функціоналізації GFET завдяки своїм властивостям забезпечить високочутливе, високоселективне секвенування цілої молекули ДНК [16].

Висновки

1. Проведене моделювання дало змогу з'ясувати, які значення напруги на затворі, напруги стоку температури, довжини каналу, ширини каналу графенового польового транзистору, придатні для секвенування ДНК і на його основі є можливість в не далекому майбутньому побудувати пристрій з розміром в звичайний USB –флеш-накопичувач.
2. Виняткові електронні властивості графена продовжують зберігати високі перспективи у використанні в якості основи для секванаторів ДНК. Датчики на основі GFET для біологічних і хімічних застосувань дозволять швидко, точно і недорого повністю провести електронне зчитування цілої однієї молекули ДНК. Крім того, датчики GFET можуть бути мультиплексовані, що дозволяє швидко тестувати кілька цілей (від десятків до тисяч) з високою чутливістю на одному маленькому чіпі.
3. Біосенсори на основі GFET стали однією з найперспективніших технологій для секвенування ДНК. Проте, ці пристрої все ще потребують

вдосконалення для підвищення продуктивності реального виявлення послідовності структури ДНК. Поетапне вдосконалення виробництва та безперервна оптимізація параметрів призвели до усунення неспецифічної молекулярної взаємодії, що сприяло поліпшенню чутливості та надійності біосенсорів. Впровадження нових процесів проектування та матеріалів представило нові робочі прототипи, які можуть призвести до найшвидшого впровадження даних приладів в життя.

Література

1. Harding JD. Single-molecule detection as an approach to rapid DNA sequencing // Trends in Biotechnology, 1992. – №10. – P.55-57.
2. Pushkarev D, Neff NF, Quake SR. Single-molecule sequencing of an individual human genome // Nature Biotechnology, 2009. – №27. – P.847-850.
3. Ku CS, Roukos DH. From next-generation sequencing to nanopore sequencing technology: paving the way to personalized genomic medicine // Expert Rev Med Devices, 2013. – №10 – P.1-6.
4. Сукчев М. Современные методы полногеномного секвенирования (расшифровки) ДНК в диагностике и лечении заболеваний / [Електронний ресурс] 21.03.2013 доступ: <http://www.innoros.ru/publications/articles/13/sovremennyye-metody-polnogenomnogo-sekvenirovaniya-rasshifrovki-dnk-v-diagno>.
5. Lijun Liang. Introduction // Computational studies of DNA sequencing with graphene nanopores, 2014. – P.1-10.
6. Xu G. et al. Low-noise submicron channel graphene nanoribbons / [Електронний ресурс] 2010 доступ: http://xuguangyu.bol.ucla.edu/ApplyPhysLett_97_073107.pdf.
7. Tianhua Yu, Chen-Wei Liang, Changdong Kim, and Bin Yu. Local electrical stress-induced doping and formation of monolayer graphene P-N junction / [Електронний ресурс] July 2011 доступ: https://www.researchgate.net/publication/224242225_Local_Electrical_Stress-Induced_Doping_and_Formation_of_2D_Monolayer_Graphene_P-N_Junction.
8. Xu G. et al. Enhanced conductance fluctuation by quantum confinement effect in graphene nanoribbons // Nano Letters, 2010. – № 10 – P.4590–4594.
9. Yang Y., Murali R. Impact of size effect on graphene nanoribbon transport // IEEE Transactions on

- Electron Devices, 2010 – № 31 – P.237–239.
10. Basu, D., Gilbert, M. J., Register, L. F., Banerjee, S. K. & MacDonald, A. H. Effect of edge roughness on electronic transport in graphene nanoribbon channel metal-oxide-semiconductor field-effect transistors / [Електронний ресурс] 2008 доступ: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/0712/0712.3068.pdf>.
11. Monti O. L. A. Understanding interfacial electronic structure and charge transfer: an electrostatic perspective // J. Phys. Chem, 2012. – № 3 – P.2342–2351.
12. Piana, S., Bilic, A. The nature of the adsorption of nucleobases on the gold [111] surface // J. Phys. Chem, 2006 – P.23467–23471.
13. Paolo Michetti, Giuseppe Iannaccone. Model for Far From Equilibrium Transport in CNT/GNR FETs / [Електронний ресурс] 2015 доступ: <https://nanohub.org/tools/ffettool>.
14. Sofia Sjölander. MODELLING GRAPHENE FIELD-EFFECT TRANSISTORS / [Електронний ресурс] December 19, 2017 доступ: <http://lup.lub.lu.se/luur/download?func=downloadFile&recordId=8929559&fileId=8929560>.
15. Nikolai Donschuk, Alastair Stacey, Anton Tadich, Kevin J. Rietwyk, Alex Schenk, Mark T. Edmonds, Olga Shimoni, Chris I. Pakes, Steven Prawer & Jiri Cervenka .A graphene field-effect transistor as a molecule-specific probe of DNA nucleobases / [Електронний ресурс] 24 March 2015 доступ: <https://www.nature.com/articles/ncomms7563>.
16. Victoria Tsai and Bruce Willner. Graphene Field Effect Transistors for Biological and Chemical Sensors / [Електронний ресурс] доступ: <https://www.sigmaaldrich.com/technical-documents/articles/materials-science/graphene-field-effect-transistors.html>

УДК 621.396.2

Ефект м'якого хендоверу в системі мобільного стільникового зв'язку CDMA

Гажур А.О., д.т.н., проф. Денбновецький С.В.

Стільникові мережі CDMA підтримують м'який хендовер, який гарантує безперервність бездротових послуг та підвищення комунікаційної якості. Робота стільникових мереж залежить від параметрів м'якого хендоверу. Найважливішими параметрами є HYST_ADD і HYST_DROP, які і будуть розглянуті в даній статті.

Ключові слова: CDMA, м'який хендовер, базова станція, мобільна станція, HYST_ADD, HYST_DROP.

Вступ

CDMA побудований на стільникових стандартах мобільного зв'язку і підтримує м'який хендовер. Хендовер – це процес переходу абонента від однієї базової станції до іншої. М'який хендовер робить цей перехід без переривання зв'язку. Для реалізації цієї технології використовується декілька каналів радіозв'язку, які працюють паралельно. Кожній мобільній станції надається унікальна псевдовипадкова послідовність, і всі потоки передаються одночасно через радіо-інтерфейс. Мобільна станція (МС) на границі дії підключена одночасно до декількох базових станцій (БС). Відповідно мобільна станція може

користуватись декількома базовими станціями одночасно, що суттєво підвищує якість мобільного зв'язку [1 - 2].

М'який хендовер пов'язаний з зоною активного пошуку і її розміром. Зона активного пошуку – це територія, у яку входять всі БС, сигнал від яких отримує МС, вона визначається пусковим механізмом ініціювання, що використовується для алгоритму м'якого хендоверу.

У даній роботі я розглядаю отриману експериментальну амплітуду сигналу як пусковий механізм ініціювання. Це - легковимірюване число і безпосередньо пов'язане з якістю лінії зв'язку між мобільною і базовою станцією і зазвичай використовується як критерій пускового механізму ініціювання хендоверу. З-за випадкової природи отриманого сигналу в мобільній станції, має місце постійне включення і відключення БС за зоною активного пошуку. Активний пошук складається з тих базових станцій, які підключені до МС, і зона м'якого хендоверу [3] – це територія, в якій МС підтримує зв'язок більше, ніж з однією базовою станцією. Для правильно розробленого м'якого

алгоритму хендовера [4] важливо зменшити навантаження на систему, при цьому підтримуючи високу якість обслуговування (QoS). В даній статті я розглядав середню зону активного пошуку.

1. Системна модель

Розглянемо просту стільникову мережу, яка складається з двох базових станцій.

Обидві БС працюють на однаковій потужності, а МС переміщується з однаковою швидкістю зліва направо від BS_1 до BS_2 .

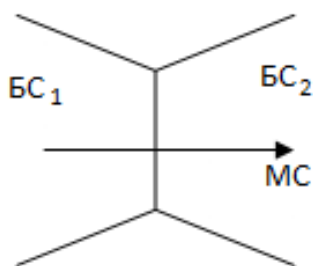


Рис. 1 Стільникова конфігурація

Отримана амплітуда сигналу (Received Signal Strength (RSS)) в МС складається з трьох компонентів:

I Ослаблення сигналу, залежно від відстані

II Тіньове послаблення

Ослаблення сигналу залежно від відстані - детермінований компонент RSS, який може оцінюватися зовнішніми моделями [5-6] залежно від шляху розповсюдження сигналу. Тіньове послаблення відбувається через перешкоди між передавачем і приймачем такими як будівлі, пагорби чи дерева.

МС визначає RSS з кожної БС. Виміряне значення RSS (в дБ) - це сума двох складових, одна з яких пов'язана з втратою шляху, а інша з тіньовим послабленням. Для МС на відстані «d» від BS_1 , ослаблення пропорційно

$$\alpha(d, \xi) = d^{\eta} 10^{\frac{\xi}{10}},$$

де ξ - дБ тіньове послаблення, з середньоквадратичним відхиленням σ . Альтернативна формула для втрат в дБ:

$$\alpha(d, \xi) [\text{dB}] = 10\eta \log d + \xi,$$

де η - експонента шляху втрат.

Позначимо відстань між МС і БС як $i = 1, 2$. Випромінювана потужність базової станції P_t , тоді отриману потужність можна записати так:

$$S_i(d) = P_t - \alpha(d_i, \xi),$$

$$\hat{S}_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_i(k-n) W_n$$

$$i = 1, 2,$$

де $\hat{S}_i$ - середня амплітуда сигналу,

N - кількість зразків.

$$W_w = \sum_{n=0}^{N-1} W_n,$$

У випадку прямокутного вікна $W_n = 1$ для всіх n. Розмір вікна усереднення слід обирати розумно, оскільки більший розмір вікна може не визначити необхідність тригера

ініціювання передачі в потрібний момент часу. З іншого боку, менші вікна можуть викликати ефект пінг-понгу, що не бажано. У цій роботі, перш за все, я визначив оптимальне значення розміру вікна усереднення для заданих системних параметрів, а потім аналіз ефекту параметрів розповсюдження для цієї типової установки усереднення розміру вікон.

Тіньове затухання в даній роботі моделюється наступним чином [13]

$$\xi(k) = \rho \xi(k-1) + \sigma \sqrt{(1-\rho^2)} (W(0,1)),$$

де ρ - коефіцієнт кореляції.

2. Алгоритм роботи м'якого хендоверу

Система CDMA підтримує м'який хендовер. Активний пошук визначається як набір базових станцій, з якими одночасно пов'язані MS. Для опису алгоритму необхідні наступні параметри.

- HYST_ADD : Гістерезис для додавання.
- HYST_DROP: Гістерезис для видалення.

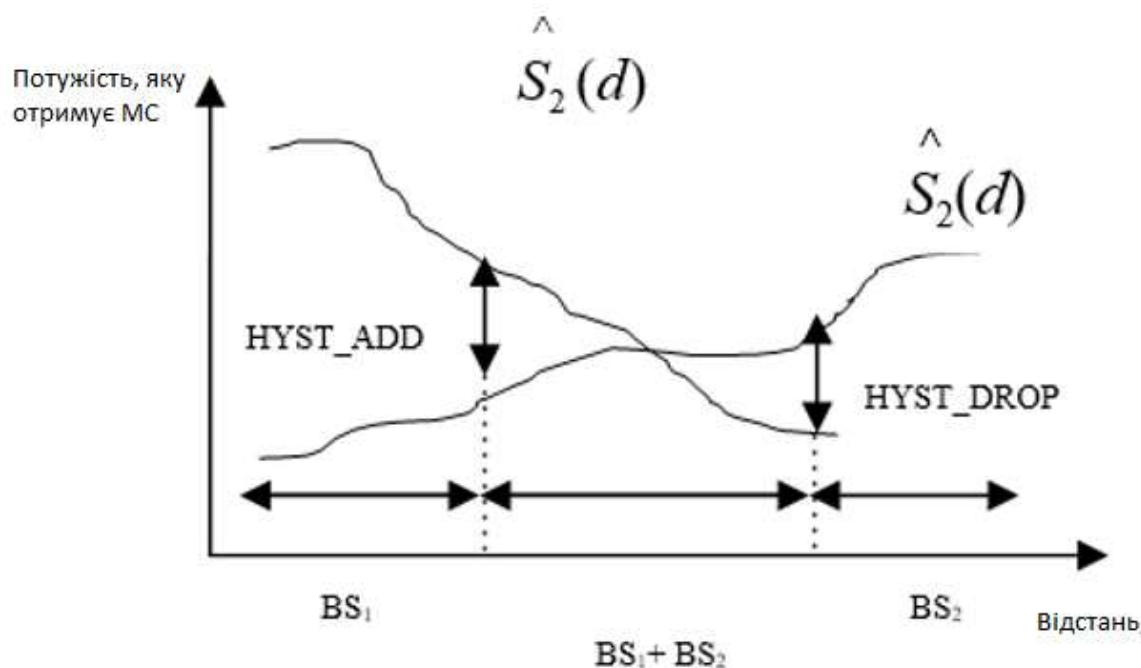


Рис. 2. Алгоритм м'якого хендоверу

Активний пошук оновлюється наступним способом:

- Якщо активний пошук складається з BS_1 і $S_1(d) > S_2(d)$ і $(S_1(d) - S_2(d))$ більше за

HYST_ADD, активний набір складається з BS_1 ;

- Якщо $|(S_1(d) - S_2(d))| < \text{HYST_ADD}$, активний пошук складається з BS_1 і BS_2 .

- Якщо активний набір складається з BS_1 і BS_2 і $|(S_1(d) - S_2(d))|$ стає більшим чи рівним $HYST_DROP$, активний набір складається з базової станції, чия середня потужність сигналу вища. Базова станція з нижчою потужністю буде видалена з активного пошуку.

Де $S_1(d)$, $S_2(d)$ – середня потужність сигналу з BS_1 і BS_2 відповідно.

3. Результати і розрахунки

У цьому розділі, активний пошук та регіон м'якого хендоверу розраховуються як функція різних системних параметрів та характеристик параметрів середовища поширення радіосигналу. Числові результати для комп'ютерного моделювання, зазначені у таблиці 1. Симуляція системи виконується в Matlab 7.0. Для отримання середнього значення активного пошуку та області м'якого хендоверу для кожного налаштування параметрів системи виконується 5000 циклів програми імітації.

Таблиця 1. Системні параметри для моделювання

$D = 2000$ м	Відстань між двома сусідні БС
$\eta = 4.0$	Показник втрати шляху
$d_s = 1$ м	Відстань вибірки
$P_t = 0.01$ Вт	Потужність передавача базової станції
$\rho = 0.9512$	Коефіцієнт кореляції

$\sigma = 8.0$	Стандартне відхилення
$N = 20$	Розмір вікна усереднення

На рисунках 3а і 3б показано вплив $HYST_ADD$ на середній розмір активного пошуку. Середній розмір активного пошуку збільшується з збільшенням гістерезису $HYST_ADD$. Середній розмір активного пошуку максимальний посередині двох базових станцій і зменшується, коли МС рухається до БС. Високий середній розмір активного пошуку збільшує сигнальне навантаження на мережу та дуже низьке значення середнього активного набору, збільшує ймовірність переривання.

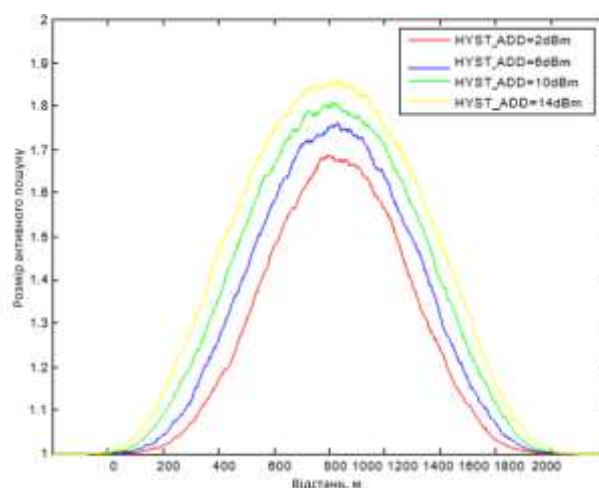


Рис. 3а Вплив $HYST_ADD$ на середній розмір активного пошуку при $HYST_DROP=14$ dBm

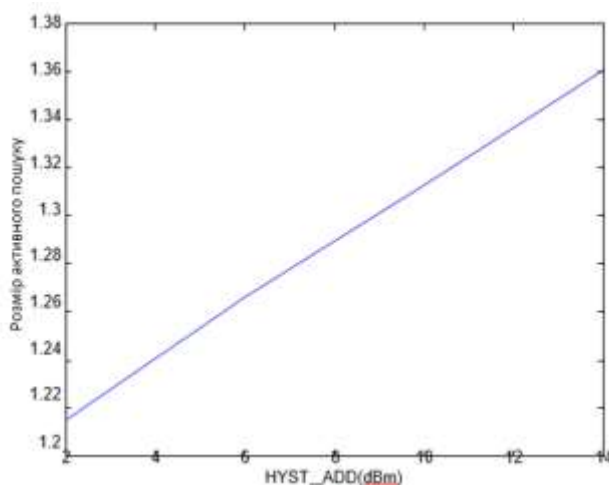


Рис. 3б Вплив HYST_ADD на середній розмір активного пошуку при HYST_DROP=14dBm

На рисунках 4а та 4б показано залежність середнього значення активного пошуку від відстані для різного значення гістерезису падіння HYST_DROP. Середній розмір активного пошуку збільшується, оскільки гістерезис HYST_DROP збільшується. Спостерігається значне збільшення середнього розміру активного пошуку. Причиною цього результату пояснюється той факт, що збільшення величин гістерезису видалення збільшить розмір активного пошуку, і, отже, буде зростати площа зони м'якого хендоверу. Збільшення площі м'якого хендоверу збільшить перешкоди, і це не бажано. Тому величина гістерезису видалення не повинна бути дуже великою або дуже малою.

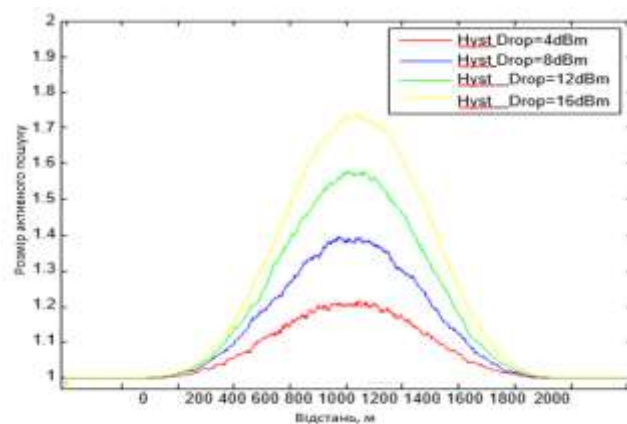


Рис. 4а Вплив HYST_DROP на середній розмір активного пошуку при HYST_ADD=1dBm

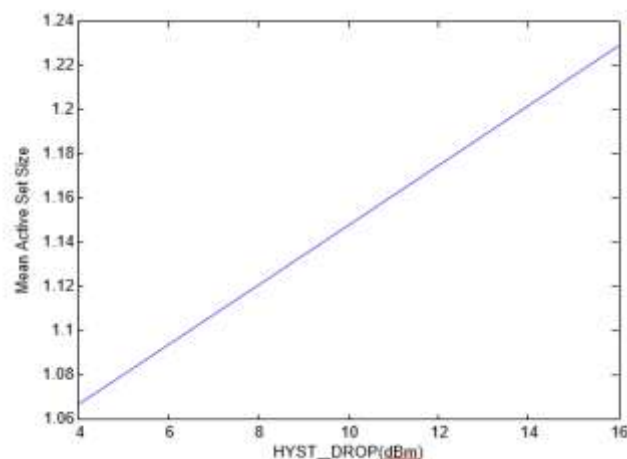


Рис. 4б Вплив HYST_DROP на середній розмір активного пошуку при HYST_ADD=1dBm

Нарешті, на рисунках 5 та 6 зображено залежність площі області м'якого хендоверу від амплітуди гістерезису додавання і гістерезису видалення. Ці графіки показують, що, при додавання чи видаленні, область м'якого хендоверу швидко зростає. Збільшення області з м'яким хендовером призводить до збільшення перешкод, а отже, потужність зменшується. Дуже мала область м'якого хендоверу може збільшити

ймовірність відключення, що треба враховувати при розробці алгоритму м'якого хендоверу.

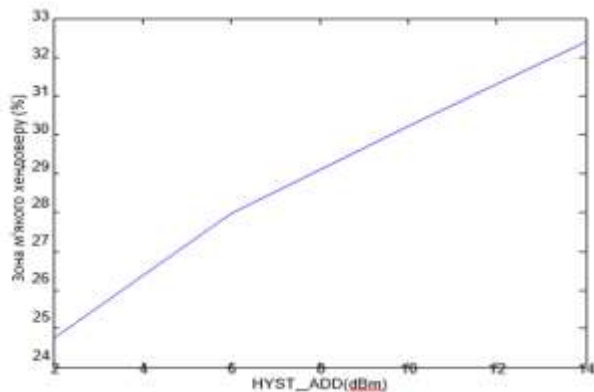


Рис. 5 Вплив HYST_ADD на площу області м'якого хендоверу при HYST_DROP=14dBm

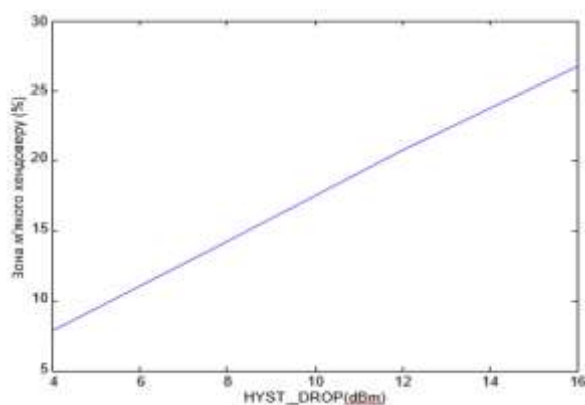


Рис. 6 Вплив HYST_DROP на площу області м'якого хендоверу при HYST_ADD = 1dBm

Висновок

Цифровий стандарт мобільного стільникового зв'язку (CDMA) перевершує всі інші стандарти майже по всім параметрам, що доводить його рентабельність на сучасному ринку інформаційних технологій.

У даній статті було розглянуто вплив таких параметрів як HYST_ADD і HYST_DROP на роботу

м'якого хендоверу. Результати моделювання говорять про те, що правильне налаштування параметрів є дуже важливим, так як це має вирішальний вплив на роботу м'якого хендоверу

Література

1. K. S. Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, L. Weaver, "Increased Capacity using CDMA for Mobile Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 8, May 1990, pp. 503-514.
2. A.J. Viterbi, A.M. Viterbi, K.S. Gilhousen, E. Zehavi, "Soft Handoff Extends Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 12, October 1998, pp. 1281-1287.
3. N. Jhang, J.M. Holtzman, "Analysis of CDMA Soft-Handoff Algorithm", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 47, May 1998, pp. 710-714.
4. B. Homnan, V. Kunsriruksakul, W. Benjapolakul, "A Comparative Evaluation of Soft Handoff between S-95A and IS95B/cdma2000", Proc. IEEE Vehicular Technology, 2000, pp. 34-37.
5. V. Vassiliou, J. Antoniu, A. Pitsillides, G. Hadjipollas, "Simulating Soft Handover and Power Control for Enhanced

UMTS”, IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005, pp. 1646-1651.

under various Radio propagation parameters in CDMA Cellular Networks”, IEEE conference on WCSN-2007, pp 47-50

6. N.P.Singh, Brahmjit Singh
“Effects of Soft Handover Margin

УДК 621.3

Микроконтроллерный прибор для отображения сигнала

Гах Р.В., к.т.н., доц. Кобак Н.Н.

Осциллограф - это прибор, который предназначен для исследования всевозможных электрических сигналов путем визуального наблюдения специального сигнала, записанного на фотоленте либо на экране именно графика, а также для измерения амплитудных и временных параметров сигнала по форме графика. Наряду с мультиметрами, осциллографы можно считать наиболее распространенными контрольно-измерительными приборами во многих технических отраслях производства и научных исследований, или же при решении разных задач поставленных перед пользователем. Некоторые зарубежные фирмы выпускают портативные комбинированные приборы, совмещающие цифровой осциллограф и мультиметр. В зависимости от товарного знака их могут называть осциллоскопами (Oscilloscope), скопметрами (ScopeMeter), мультископами (MultiScope), графическими мультиметрами или просто портативными осциллографами. Приборы имеют графический жидкокристаллический экран, автономное питание, небольшой вес и компактные размеры.

Это дает возможность использовать их в качестве регистраторов амплитудных и временных параметров электрического сигнала. Возможны измерения как непрерывных (гармонических), так и импульсных (переходных) процессов и фиксации их на экране для детального рассмотрения.

Цифровые запоминающие осциллографы по сравнению с аналоговыми предшественниками имеют более широкие возможности, а благодаря снижению стоимости цифровых схем с каждым годом они становятся более доступными потенциальным покупателям. В общем виде цифровой осциллограф состоит из входного делителя, нормализующего усилителя, аналого-цифрового преобразователя, блока памяти, устройства управления и устройства отображения. Устройство отображения обычно выполняется на основе жидкокристаллического дисплея.

Цифровые осциллографы владеют значительными возможностями за счет самого принципа работы. Входной сигнал после нормализации преобразуется в цифровую форму и записывается в память. Скорость записи (количество

выборок в секунду) задается устройством управления, и ее верхний предел определяется быстродействием аналого-цифрового преобразователя, а нижний предел теоретически не ограничен, в отличие от аналоговых осциллографов.

Полная оцифровка сигнала позволяет избежать отображения сигнала в реальном масштабе времени и, следовательно, повысить устойчивость изображения, организовать сохранение результатов, упростить масштабирование и растяжку, ввести метки. Использование дисплея вместо осциллографической трубки открывает возможность для отображения любой дополнительной информации и управления прибором с помощью меню.

Целью работы является достижение таких технических характеристик прибора:

- Максимальная измеряемая частота 1МГц
- Минимальное и максимальное измеряемое напряжение: от 50 мВ/дел до 10 В/дел.
- Запуск развертки по фронту или по спаду: авто, однократные или внешним сигналом.
- Питание 3.7 В от батареи с возможностью работы от батареи или от внешнего блока питания.
- Заряд батареи через разъем miniUSB

В качестве микроконтроллера выбрана микросхема ATmega32, через

следующие характеристики. Atmega32 является КМОП 8- битным микроконтроллером построенным на расширенной AVR RISC архитектуре. Используя команды исполняемые за один машинный такт, контроллер достигает производительности в 1 MIPS на рабочей частоте 1 МГц, что позволяет разработчику эффективно оптимизировать потребление энергии за счёт выбора оптимальной производительности. AVR ядро сочетает расширенный набор команд с 32 рабочими регистрами общего назначения. Все 32 регистра соединены с АЛУ, что обеспечивает доступ к двум независимым регистрам на время исполнения команды за один машинный такт. Благодаря выбранной архитектуре достигнута наивысшая скорость кода и соответственно высокая производительность в 10 раз превосходящая скорость соответствующего CISC микроконтроллера. ATmega32 содержит 32 Кбайт внутрисистемно программируемой FLASH памяти программ, допускающей чтение во время записи, 1024 байт EEPROM, 2К байт SRAM , 32 рабочих регистра.

В алгоритме применен принцип сканирования сигнала. Сначала оцифровывается сигнал и сохраняется в буфере статической памяти, далее идет поиск синхронизации с последующим выводом на дисплей (Рис. 1). Питание прибора осуществляется от литий-ионного аккумулятора напряжением 3.7 В, широко применяемого в мобильных телефонах. Заряд аккумулятора производится от внешнего источника

питания с выходным напряжением 5В, через разъем miniUSB. Алгоритм подзарядки использовался как для обычного аккумулятора, при достижении 4.5В внешнее питание отключается. Индикатора заряда отображен на дисплее. Также реализована защита от внешнего напряжения выше 5.6В, на основе стабилитрона подключенного ко входу питания miniUSB.



Рис. 1. Структурная схема алгоритма работы прибора

Микроконтроллер питается от батареи, то есть нестабильным напряжением. Стабильное напряжение для аналоговой схемы обеспечивается стабилизатором LP3985 на +3В. Напряжение -3В получаем от параметрического стабилизатора, собранного на Q2, Q3 (опорное напряжение для стабилизатора -3В берётся от стабилизированного +3В) (Рис. 2). Также стабилизатор нужен

для дисплея. Не только для обеспечения правильного напряжения в 2.8 - 3 В, но для отсечки помех по шине питания. Измерение производится при помощи подключения выносного щупа в разъем 3.5мм.

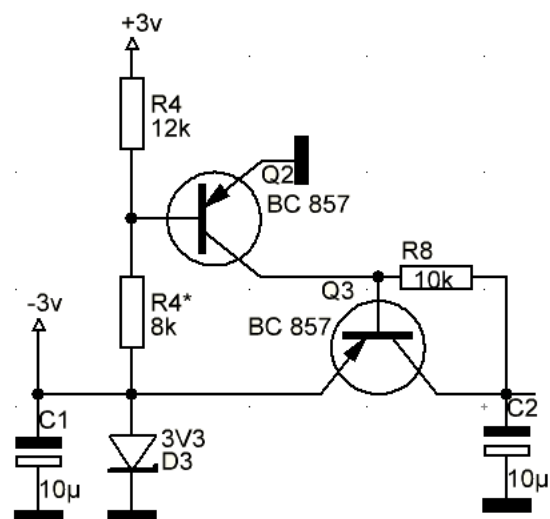


Рис. 2. Параметрический стабилизатор

Сигнал с разъема подается на операционный усилитель и вход синхронизации, а потом уже на АЦП. В котором центральный контакт и корпус используются для подключения исследуемого сигнала, а средний для подключения внешней синхронизации. Режим внешней синхронизации требуется для исследования специфических сигналов. Если при исследовании таких сигналов, внешнего источника синхронизации нет, то получить устойчивое изображение невозможно. В основном используют внутреннюю синхронизацию. В этом случае исследуемое напряжение подается на генератор развертки. Исследуемое напряжение как-бы навязывает свой

период генератору развертки. Для отображения формы сигнала в приборе применен 8-ми битный дисплей с разрешением 132 на 176 точек. В приборе для звуковой сигнализации применен зуммер. Выход контроллера на пьезо-элемент одновременно является входом детектирования отключения/включения внешнего питания.

Итог:

Исходя из технического задания, удалось реализовать возможность корректного отображения сигнала с частотой до 1 МГц, благодаря внешнему АЦП. Программирование микроконтроллера позволило реализовать функцию автоматической развертки. Также в приборе есть возможность добавлять дополнительный функционал за счет разъема miniUSB и написания необходимых модулей к существующей прошивке микросхемы. К примеру: сохранение графика исследуемого сигнала на съемную карту памяти или напрямую подсоединить прибор к персональному компьютеру.

Ключевые слова: осциллограф, ATmega32, AD9280, микроконтроллер, АЦП

Литература

1. Цифровой осциллографический пробник [Электронный

ресурс] : (интернет ресурс электрических схем и конструкций) - Режим доступа к журн.: <http://radiokot.ru/circuit/digital/measure/30/> - Название с экрана.

2. Описание возможностей ATmega32 [Электронный ресурс] : (интернет ресурс со справочной информацией об ATmega32) - Режим доступа к журн.: <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/Atmel/micros/avr/atmega32.htm> - Название с экрана.
3. Современные осциллографы [Электронный ресурс] : (интернет ресурс с описанием возможностей современных осциллографов) - Режим доступа к журн.: <http://www.energynow.ru/energys-1137-1.html> - Название с экрана.
4. Технический обзор AD9280 [Электронный ресурс] : (интернет ресурс с описанием АЦП AD9280) - Режим доступа к журн.: <http://www.analog.com/ru/products/analog-to-digital-converters/standard-adc/high-speed-ad-10msps/ad9280.html#product-overview> - Название с экрана.

УДК 003.26

Використання криптографічних методів для захисту даних у ПК

Іванов Р.Є., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.

Інформаційні ресурси в сучасних умовах являються одним із найважливіших результатів діяльності людського суспільства. Саме тому проблема захисту інформації на сьогоднішній день є дуже актуальною. Багато відомих причини призвели до виникнення цілої гами методів і засобів захисту інформації. Одним із підходів, щодо вирішення задач захисту інформації є застосування криптографії-одного із методів шифрування.

Метод шифрування / дешифрування називають шифром. Деякі алгоритми шифрування засновані на тому, що сам метод шифрування (алгоритм) є секретним. Нині такі методи представляють лише історичний інтерес і не мають практичного значення. Всі сучасні алгоритми використовують ключ для управління шифруванням і дешифруванням; повідомлення може бути успішно дешифровано тільки якщо відомий ключ. Ключ, використовуваний для дешифрування може не збігатися з ключем, що використовується для шифрування, однак у більшості алгоритмів ключі збігаються.

Алгоритми з використанням ключа діляться на два класи: симетричні (або алгоритми секретним ключем) і асиметричний (або алгоритми з відкритим ключем). Різниця в тому, що симетричні алгоритми використовують один і той же ключ для шифрування і для дешифрування (або ж ключ для дешифрування просто обчислюється по ключу шифровки). У той час як асиметричні алгоритми використовують різні ключі, і ключ для дешифрування не може бути обчислений по ключу шифровки.

Симетричні алгоритми поділяють на потокові шифри і блокові шифри. Потокові дозволяють шифрувати інформацію побітово, в той час як блокові працюють з деяким набором біт даних (зазвичай розмір блоку становить 64 біта) і шифрують цей набір як єдине ціле.

Асиметричні шифри (також іменовані алгоритмами з відкритим ключем) допускають, щоб відкритий ключ був доступний всім. Це дозволяє будь-якому зашифрувати повідомлення. Однак розшифрувати це повідомлення зможе тільки потрібна людина (той, хто володіє ключем дешифрування). Ключ для

шифрування називають відкритим ключем, а ключ для дешифрування - закритим ключем або секретним ключем.

Сучасні алгоритми шифрування/дешифрування досить складні і їх неможливо проводити вручну. Справжні криптографічні алгоритми розроблені для використання комп'ютерами або спеціальними апаратними пристроями. У більшості додатків криптографія виробляється програмним забезпеченням і є безліч доступних криптографічних пакетів.

Взагалі, симетричні алгоритми працюють швидше, ніж асиметричні. На практиці обидва типи алгоритмів часто використовуються разом: алгоритм з відкритим ключем використовується для того, щоб передати випадковим чином згенерований секретний ключ, який потім використовується для дешифрування повідомлення.

Наразі найкращим видом шифрування можна вважати AES шифрування. На сьогодні воно представлено у трьох модифікаціях – AES128 AES192 і AES256. Перший варіант застосовується більше для забезпечення інформаційної безпеки мобільних пристроїв, другий задіяний на більш високому рівні. Як стандарт, ця система була офіційно впроваджена у 2002 році, причому відразу ж її підтримка була заявлена з боку корпорації Intel, що виробляє процесорні чіпи. Суть її, на відміну від будь-якої іншої симетричної системи шифрування, зводиться до обчислень

на основі полиноміального подання кодів і операцій обчислення з двовимірними масивами. Як стверджує уряд Сполучених Штатів, для злому довжиною ключа 128 біт дешифратору, нехай навіть найсучаснішого, потрібно близько 149 трильйонів років. Дозволимо собі не погодитися з таким компетентним джерелом. Комп'ютерна техніка за останні сто років зробила стрибок, порівнянний з геометричною прогресією, так що особливо радіти не варто, тим більше, що сьогодні, як виявилось, існують системи шифрування і краще, ніж ті, які США оголосили абсолютно стійкими до злому.

Криптографічний захист можна здійснювати різними способами: апаратним, програмним або програмно-апаратним. Апаратна реалізація криптографічного захисту - найбільш надійний спосіб, але й найдорожчий. Інформація для апаратних засобів передається в електронній формі через порт обчислювальної машини всередину апаратури, де виконується шифрування інформації. перехоплення та підробка інформації під час її передачі в апаратуру може бути виконана за допомогою спеціально розроблених програм типу "вірус".

Програмна реалізація криптографічного захисту значно дешевша та гнучкіша в реалізації. Але виникають питання щодо захисту криптографічних ключів від перехоплення під час роботи програми та після її завершення. Тому, крім

захисту від "вірусних" атак, потрібно вжити заходів для забезпечення повного звільнення пам'яті від криптографічних ключів, що використовувались під час роботи програм "збирання сміття". Крім того, можна використовувати комбінацію апаратних і програмних механізмів криптографічного захисту. Найчастіше використовують програмну реалізацію криптоалгоритмів з апаратним зберіганням ключів. Такий спосіб криптозахисту є досить надійним і не надто дорогим. Але, вибираючи апаратні засоби для зберігання криптографічних ключів, треба пам'ятати про забезпечення захисту від перехоплення ключів під час їх зчитування з носія та використання в програмі.

Перевага апаратного шифрування над програмним обумовлено декількома причинами. По-перше, апаратне шифрування має більшу швидкість. Криптографічні алгоритми складаються з величезного числа складних операцій, виконуваних над бітами відкритого тексту. Сучасні універсальні комп'ютери погано пристосовані для ефективного виконання цих операцій, а спеціалізоване устаткування вміє робити їх набагато швидше. По-друге, апаратуру легше фізично захистити від проникнення ззовні. Програма, виконувана на персональному комп'ютері, практично беззахисна. Озброївшись відладчиком, зловмисник може внести в неї зміни, і ніхто нічого не помітить. І по-третє, апаратура шифрування більш проста в

установці. Дуже часто шифрування потрібно там, де додаткове комп'ютерне устаткування є зовсім зайвим. Телефони, факсимільні апарати і модеми значно дешевше обладнати пристроями апаратного шифрування, чим вбудовувати в них мікрокомп'ютери з відповідним програмним забезпеченням. Навіть у комп'ютерах установка спеціалізованого шифрувального устаткування створює менше проблем, чим модернізація системного програмного забезпечення з метою додавання в нього функцій шифрування даних. Щоб домогтися цього за допомогою програмних засобів, шифрування повинне бути сховане глибоко в надра операційної системи. Але навіть будь-який непрофесіонал зможе приєднати шифрувальний блок з однієї сторони до персонального комп'ютера і до зовнішнього модему з іншої.

Проаналізувавши різного роду статті на тему програмного апаратного шифрування даних можна прийти до висновку, що наразі відомо вже багато різних способів шифрування, але технології розвиваються надзвичайно швидко тому, та система, яка буда надійною ще пару років тому, можливо вже завтра, хтось підбере ключ до її взлому. Тому, беручи за основу, статті та різні наукові напрацювання в цій галузі необхідно постійно вдосконалювати та модифікувати ті шифри, які вже є на даний момент. Переглядаючи статті, особливу увагу я звернув на дослідження методів гомоморфного шифрування

інформаційних ресурсів, в основі методу якого полягає реалізація операцій додавання та множення над зашифрованими даними без їх попереднього розшифрування. Дане шифрування може використовуватися в багатьох алгоритмах як частково (RSA, Ель-Гамаль, Пейс) так і повноцінно (Гентрі). Це шифрування є доволі новим так як тільки в 2009 році була вперше запропонована модель повністю гоморфної криптографічної системи. На даний момент не існує насправді якісної системи захисту інформації, яка заснована на схемі гоморфного шифрування, яка б вирішувала проблеми як конфіденційності, так і зручності використання, швидкості обчислень та продуктивності. Тому в перспективі для ефективного використання такої системи захисту необхідна реалізація, яка б задовольняла наступні умови: - можливість використання при проведенні процедури шифрування та дешифрування повного набору математичних функцій; - точність і швидкість обчислень повинні бути сталими на всіх стадіях шифрування та дешифрування; - кортеж ключів має бути настільки великим, щоб унеможливити можливість атаки повним перебором всіх можливих ключів; - розмір зашифрованих даних та довжина ключа не має значно впливати на продуктивність системи.

Тому, можливість для вдосконалення даного шифрування є і нею необхідно користуватися, адже в цьому шифруванні є ще багато невідомого, те що ще доведеться винайти.

Також, досить цікавою була стаття С. Брао про пристрої апаратного шифрування даних з інтерфейсом usb. Було запропоновано пристрій шифрування з USB-інтерфейсом, який має структуру USB-ключа. Оскільки в багатьох галузях, де ціна та витрати енергії виходять на передній план, обчислювальна потужність сконцентрована в малих, недорогих центральних процесорах, серед яких домінують 8-бітні мікроконтролери, для використання в пристрої був вибраний малопотужний недорогий мікроконтролер ATmega16. Розроблену конструкцію можна вдосконалювати, збільшуючи функціональні можливості.

Висновки:

Проаналізувавши криптографію в цілому як науку, я прийшов до висновку, що в час розвитку комп'ютерних технологій, захист інформації виходить на перший план. Шифрування потребує постійного вдосконалення, як апаратно так і програмно.

Література

1. Брао С. Пристрої апаратного шифрування даних з інтерфейсом USB / С. Брао // 69-та студентська науково-технічна конференція : **збірник тез доповідей**, Львів, жовтень-листопад 2011 року / **Національний університет "Львівська політехніка"**. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2011. – С. 172–173.

2. Ільєнко А. «Сучасні методи
гомоморфного шифрування
інформаційних ресурсів» -
**Правове, нормативне та
метрологічне забезпечення**

**системи захисту інформації в
Україні**, вип. 2 (30), 2015 р. -
ISSN 2074-9481

УДК 681.324:519.613

Хмарний сервіс моніторингу та управління рухом мобільних об'єктів

Кошкін М.О., к.т.н., доц. Полторак В.П.

У роботі досліджено методику організації інтелектуальної інфраструктури (хмарного сервісу) "розумної системи" для моніторингу і управління алгоритмом подій (МУАП) розумною системою (РС) в реальному масштабі часу глобальними системами позиціонування, навігації (GPS, GPRS) контролерів, засобів радіочастотної ідентифікації (РЧІ) об'єктів. Кожен об'єкт отримує віртуальну модель в кіберпросторі – індивідуальну комірку в хмарі, інваріантну до осіб, які мають доступ до управління за статусом. Всі технології і засоби інтегруються в автоматні моделі інтерактивної взаємодії в реальному часі хмар МУАП об'єктів РС і інфраструктурою.

Введення

Наявна тенденція до розшарування інтернету по спеціалізованим сервісам -- корпоративні мережі, персональні комп'ютери, а також окремі сервіси (програмні продукти) переміщуються в хмари кіберпростору (рис. 1). На сьогодні 5 мільярдів користувачів з'єднуються в інтернеті за допомогою 50 мільярдів гаджетів, а через п'ять років кожен активний користувач буде мати не менше 10 пристроїв для зв'язку з кіберпростором.

Використання персональних комп'ютерів з мультиплікацією інформації на всі пристрої стає нагальним. Навіть просте копіювання вимагає непродуктивного часу на сервісне обслуговування систем і проектів, яке досягає 50%. Виникають проблеми надійного збереження даних, а також несанкціонованого доступу до них. Віддалений доступу при переміщенні в просторі до фізичних пристроїв залишених у приміщеннях, ускладнює знаходження сервісів та інформації серед гаджетів. Сервіси управління РС з цифровим відображення в кіберпросторі для подальшого моделювання всіх процесів на хмарі дозволяє надати кожному користувачеві РС якісні умови вирішення завдань з економією часу і коштів. Вартість мітки РЧІ, яка є невід'ємною процедурою управління зазвичай становить не більше 1% вартості об'єкта ідентифікації.

Мета: розробка інтелектуальної інфраструктури функціонування РС інтегрованої з контролерами РС, що включає хмари МУАП і алгоритм квазіоптимального управління подіями в реальному масштабі часу на основі застосування RFID-паспортів об'єктів РС (рис. 2), що дає можливість підвищити якість і безпеку

рішення задач суб'єктів РС, витрати при організації алгоритму мінімізувати часові і матеріальні подій.



Рис. 1. Модель реального світу в хмарі

Об'єкт дослідження: методи моніторингу та управління об'єктами РС, інтегровані з хмарними сервісами, на основі використання існуючої інфраструктури, засобів РЧІ, радіолокації і радіонавігації, на засадах підвищення якості та безпеки функціонування РС.

Предмет дослідження: алгоритми та інфраструктура РС та її суб'єктів, сучасні програмно-апаратні системи РЧІ, системи МУАП РС на основі застосування контролерів, глобальних систем позиціонування, навігації (GPS, GPRS) і хмарних сервісів в інтернеті.

Наукова новизна дослідження визначається системною інтеграцією хмар МУАП, блоків РЧІ об'єктів РС, а також засобів МУАП мобільної

інфраструктури в режимі реального часу.

2. Автоматні моделі розумної системи

Інтелектуальна частина (інфраструктура, хмара) системи МУАП РС відрізняється від існуючих структурною інтеграцією трьох взаємопов'язаних інтерактивних компонентів: 1) сервіси електронної картографії із засобами радіолокації і радіонавігації; 2) хмарний сервіс МУАП на основі мобільних контролерів; 3) вдосконалені засоби РЧІ об'єкта і доступу до хмарних сервісів для комфортного і безпечного вирішення завдань за алгоритмом, оптимізації часових і матеріальних витрат.

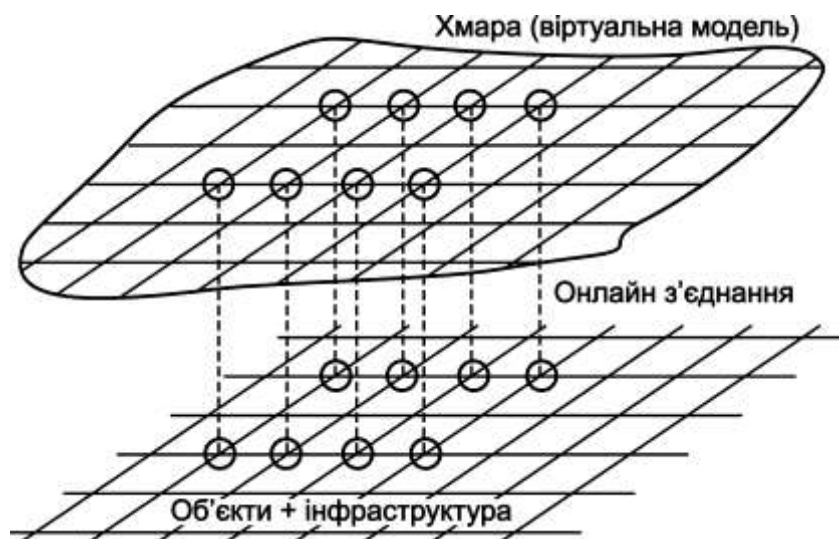


Рис. 2. Модель відображення інфраструктури і об'єктів РС у хмарі

На рис. 3 представлена автоматна модель взаємодії хмар МУАП об'єктів РС: мобільні об'єкти в режимі on-line надають хмарі свої ідентифікатори, параметри переміщення і поточні координати.

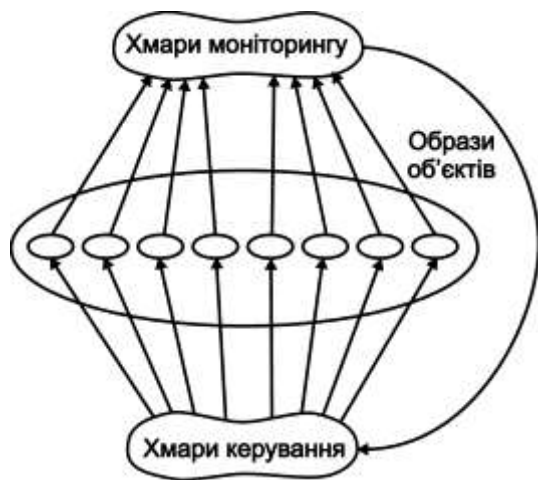


Рис. 3. Структура взаємодії РС і хмари

Мобільні об'єкти отримують сервіси оптимального (за часом, витратами і якістю) маршруту і режиму переміщення. Аналіз мобільної обставини дає можливість в режимі on-line оптимально управляти мобільними контролерами.

В інфраструктурі виникає два типи відносин з хмарою: 1) інфраструктури з хмарою МУАП; 2) об'єкта РС з хмарою для оптимізації та ефективності виконання задач. Відносин описуються автоматними моделями (рис. 4)

Автоматна модель обробляє сигнали: 1) X_1 – входні умови або операнди, необхідні для виконання замовлених сервісів; 2) Y_1 – вихідні сповіщальні сигнали, що підтверджують виконання сервісних операцій; 3) X_2 – входні управляючі дії, що формують запити на виконання сервісів; 4) Y_2 – вихідні змінні, що формують і ідентифікують стан системи управління; 5) C – сигнали управління мобільним об'єктом або інфраструктурою; 6) M – сповіщальні сигнали про виконання операційних сервісів.

Автоматні моделі у формі взаємодії змінних представлені функціями переходів і виходів автомата першого роду:

$$CC = \{X, Y, C, M, f, g\},$$

$$\begin{cases} Y(t) = f[(X(t), M(t), Y(t-1)] \\ C(t) = g[(X(t), M(t), Y(t-1)], \end{cases}$$

де кожен з двох автоматів взаємодії інфраструктури та об'єктів РС з хмарою має дві вхідні змінні (X_1 , X_2 – замовлення сервісів та стану об'єктів управління), а також два вихідних сигнали (Y_1 , Y_2) для моніторингу стану автомата (хмари) і управління хмарними сервісами.

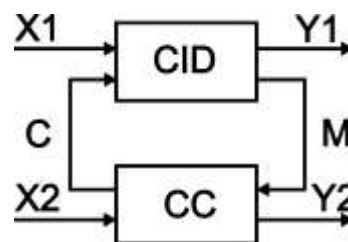
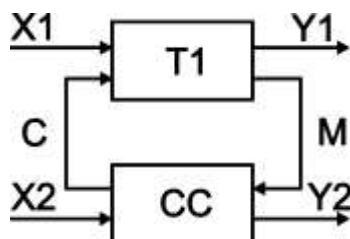


Рис. 4. Автомати взаємодії інфраструктури та об'єктів РС з хмарою МУАП

Детальна схема взаємодії реальних і віртуальних компонентів з хмарою МУАП мобільних об'єктів представлена на рис. 5.



Рис. 5. Події інфраструктури РС

3. Компоненти хмарних сервісів

Головним компонентом, який дозволяє реалізувати РС є «розумний пил» – система взаємопов'язаних автономно функціонуючих електронних компонентів, що утворюють підсистеми РС

(мікросистеми) з приймачами і засобами моніторингу, які призначені для збору інформації про стан кіберпростору і навколишнього середовища.

Задачі «розумного пилу» для рухомих об'єктів РС:

1. Моніторинг задач об'єктів РС, маршрут пересування, швидкість, розмір.
2. Визначення координат, ідентифікації, передача інформації в хмару МУАП.
3. Формування електронного паспорта.
4. Забезпечення високого рівня захисту електронних ідентифікаторів від несанкціонованого проникнення.
5. Моніторинг стану середовища.

4. Організація зв'язків

Необхідно організувати зв'язок між чотирма компонентами системи (рис. 6), інтегрованими з хмарою: хмарний сервер (Cloud Servers) – сервер, що створюють хмару довготривалого зберігання розподілених даних і сервісів; буферні комп'ютери (Buffer Computers) – забезпечують збір даних від моніторів інфраструктури та доставку сервісів управління мобільним контролерам; C-RFID – комп'ютерні блоки РЧІ об'єктів РС; I-CMC – інфраструктурні контролери МУАП об'єктів на основі РЧІ об'єктів РС.

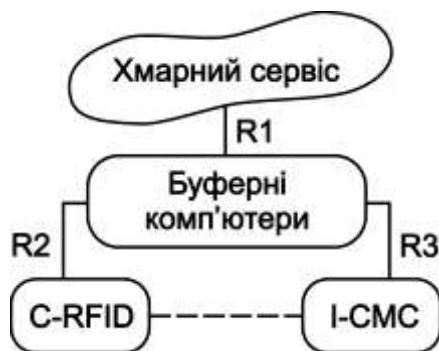


Рис. 6. Структура зв'язків РС

Представлені транзакції: $(R1 * R2) = (SC, BC, C\text{-}RFID)$ – доставка хмарних сервісів до споживача; $(R1 * R3) = (SC, BC, I\text{-}CMC)$ – доставка сигналів управління до контролерів алгоритму подій. Маршрут першого типу використовує традиційні технології GPRS, HSPA, WiFi, WiMAX на основі мережі Internet. Для другого типу транзакцій, високі вимоги до надійності, завадостійкості та захищеності, необхідні додаткові дослідження при створенні прототипу, який масштабується.

В блоці C-RFID передбачається запис індивідуального коду мобільного об'єкту (CID), електронного коду реєстрації за місцем базування (NID), а також коду користувача (DID), що виконує експлуатацію даного об'єкта в поточний момент часу.

На рис. 7 представлена структура блоку C-RFID: CND-ID – універсальний код об'єкта, CT – приймач, SP – модуль захисту, ALB – арифметико-логічний пристрій, M – модуль пам'яті, D – дисплей і CU – модуль управління.

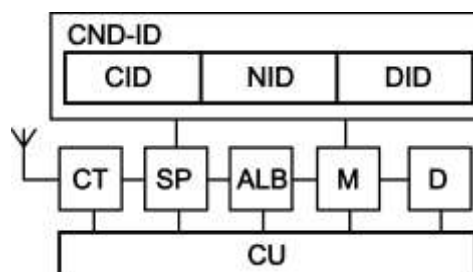


Рис. 7. Структура блоку C-RFID

5. Структура об'єктного блоку D-ID

Концепцію застосовано в системі

МУАП повітряного транспорту ADS-B [1]. Високу перешкодозахищеність, структурна скритність сигналу і виключення впливу перешкод іншим радіотехнічних засобів блоку D-ID забезпечує використання технології прямого розширення спектра DSSS [2]. Модуль може працювати в

неліцензованому ISM діапазоні з вихідною потужністю 0÷4 дБ. Цього достатньо для забезпечення зони радіобачення до 100 метрів при застосуванні не спрямованих антен.

На рис. 8 наведено детальну структуру блока C-RFID.

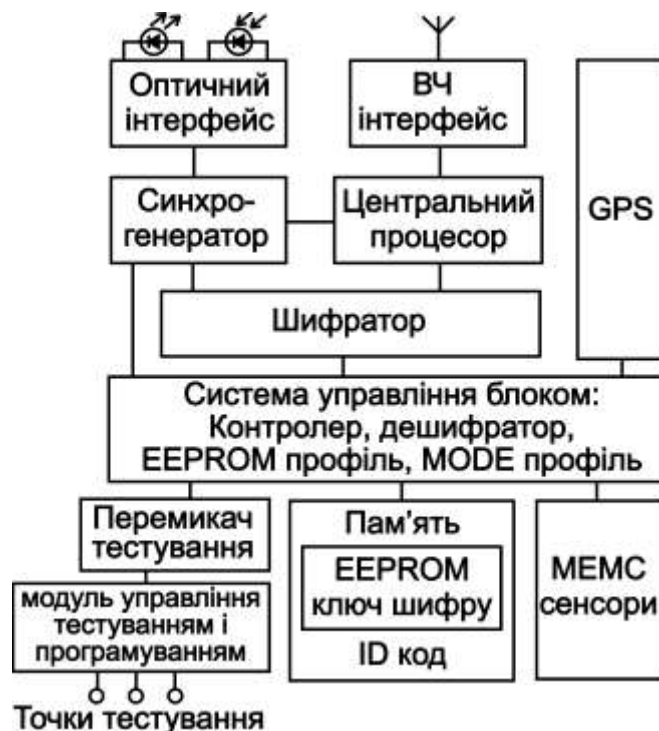


Рис. 8. Детальна структура блока C-RFID

8. Засоби МУАП

Під регуляторним об'єктом будемо розуміти підсистему, що забезпечує МУАП мобільних об'єктів на окремій ділянці інфраструктури мобільної мережі. Головну частину цієї підсистеми складає маршрутний контролер (рис. 9). Контролери SITRAFFIC C800 [3] в стані опитувати до 84 детекторів об'єктів РС індуктивного типу і управляти 48 групами сигналів сумарною потужністю 4 кВт в режимі реального

часу з максимальним допустимим циклом в 300 секунд. Контролер C800VX підтримує використання до 120 таких модулів в одному сегменті управління, кожен сегмент здатний функціонувати автономно, інтегрується в мережу на основі бездротових технологій (GPRS, WiMAX) та централізовано управляється з центру управління алгоритмом подій [4].



Рис. 9. Структура регуляторного об'єкта

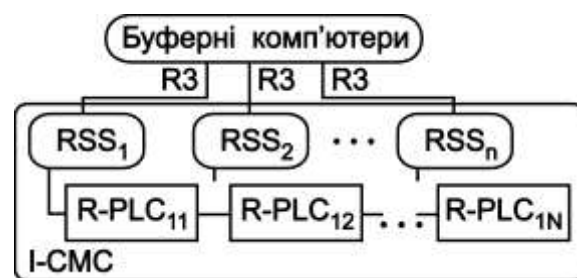


Рис. 10. Структура блока I-CMC з

Висновки

Запропонований схема хмарного моніторингу міток РЧІ об'єктів РС в режимі on-line дає можливість: 1) Виключити безпосередню участь мобільної служби безпеки; 2) Спростити реєстрацію мобільних об'єктів з днів до хвилин; 3) Автоматизувати оформлення протоколів подій копіюванням цифрової карти події з хмари; 4) Спростити легалізацію користувача ідентифікацією ліцензії в списку дозволених осіб; 5) Зменшити на 30% викиди вуглекислого газу за рахунок зменшення часу простоїв і вибору оптимальних режимів і маршрутів мобільних об'єктів РС.

Література

1. Aeronautical Telecommunications Surveillance Radar and Collision Avoidance Systems, International Civil Aviation Organization. 2002. 213p.
2. Ipatov V., Spread Spectrum and CDMA Principles and Applications, // Valery P. Ipatov /, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England. 2005. 383p.

Дослідження доводить, що РС доцільно організувати за централізовано-децентралізованим принципом. В такому випадку буферний комп'ютер РС на рис. 6 виконує функції сервера даних і забезпечує зв'язок з периферійними робочими станціями, які керують кількома контролерами, вся сукупність яких сегментується (10 – 20 регуляторних об'єктів на сегмент) за географічним принципом. Така архітектура дозволяє розташувати сервери в будь-якій точці міста і організувати мобільний центр управління, що забезпечує збереження координованої роботи всіх мобільних контролерів на об'єкті при виході з ладу центральної частини системи. Структура компонента ICMC (див. рис. 6) представлена у вигляді матриці (див. рис. 10), елементами якої є маршрутні контролери (R-PLC), а стовпці відповідають сегментам мобільної мережі, контрольованим серверами сегмента (RSS), які управляються буферним комп'ютером РС.

3. Verkehrssteuergeräte SITRAFFIC C900/C800: Erfolgreiche Referenzen auf drei Kontinenten / Siemens AG, München, 2007 // Die Quelle der Daten: http://transportation.siemens.com/shared/data/pdf/www/infrastructure_logistics/verkehrssteuerger_e4te_20sitraffic_20c900-c800.pdf
4. Энглези И.П., Полетайкин А.Н. Немецкий опыт организации и обеспечения безопасности функционирования УС в крупных городах // Вестник Донецкой академии объектного объектов УС. Донецк, 2012. №3. С. 49–57.

УДК 621.396.2, 621.396.669

Завадостійка електронна система керування наземним безпілотним транспортом

Курпас Д.В., Бевза О.М.

В статті розглядається система керування безпілотним наземним транспортом. Вирішується питання дистанційного керування безпілотним апаратом при різноманітних зовнішніх умовах, при можливій втрати радіоконтакту, робота системи в умовах радіозавад.

Ключові слова – Wi-Fi сигнал, GPS, інерційна система навігації, драйвер двигуна, теплові шуми, дробові шуми, спуфінг.

Вступ

Безпілотний транспорт має дуже широку сферу застосування. Це можуть бути автоматизовані складські системи, рятувальні безпілотники, системи для спостереження та збирання інформації та багато інших застосувань. Застосування безпілотних апаратів значно спрощує роботу та збільшує безпеку для людей, що приймають участь у різноманітних операціях

Система керування, залишаючись ефективною, має бути доступною за ціною. Тому при проектуванні системи керування використовувались модулі та блоки широко представлені

на ринку, що мають необхідні параметри при не високій ціні.

Конструкція та алгоритм роботи

На рис. 1 представлена структурна схема безпілотного апарату.

Пульт керування містить мікроконтролерну систему для обробки інформації, що надходить від оператора та від безпілотного апарату через два приймачі-передавачі, що працюють в різних частотних діапазонах. Основний обмін інформацією здійснюється через Wi-Fi модуль на частоті 2,4 ГГц. В разі втрати радіоконтакту по Wi-Fi каналу, що може відбутись у випадку перекриття прямої видимості між пультом керування та мобільним шасі, радіообмін починає здійснюватись через FM канал. Система також містить резервний канал для відеосигналу на випадок втрати радіоконтакту по Wi-Fi каналу. Система безпосереднього керування безпілотним пристроєм містить «Систему прийому та обробки інформації» та «Мобільне шасі».

«Система прийому та обробки інформації» складається з модулів «Мікроконтролерна система», «Wi-Fi

приймач-передавач», «Fm приймач-інерційної навігації», що містить передавач», «GPS – приймач», магнітометр, акселерометр та «Передавач відеосигналу» та «Модуль гіроскоп.

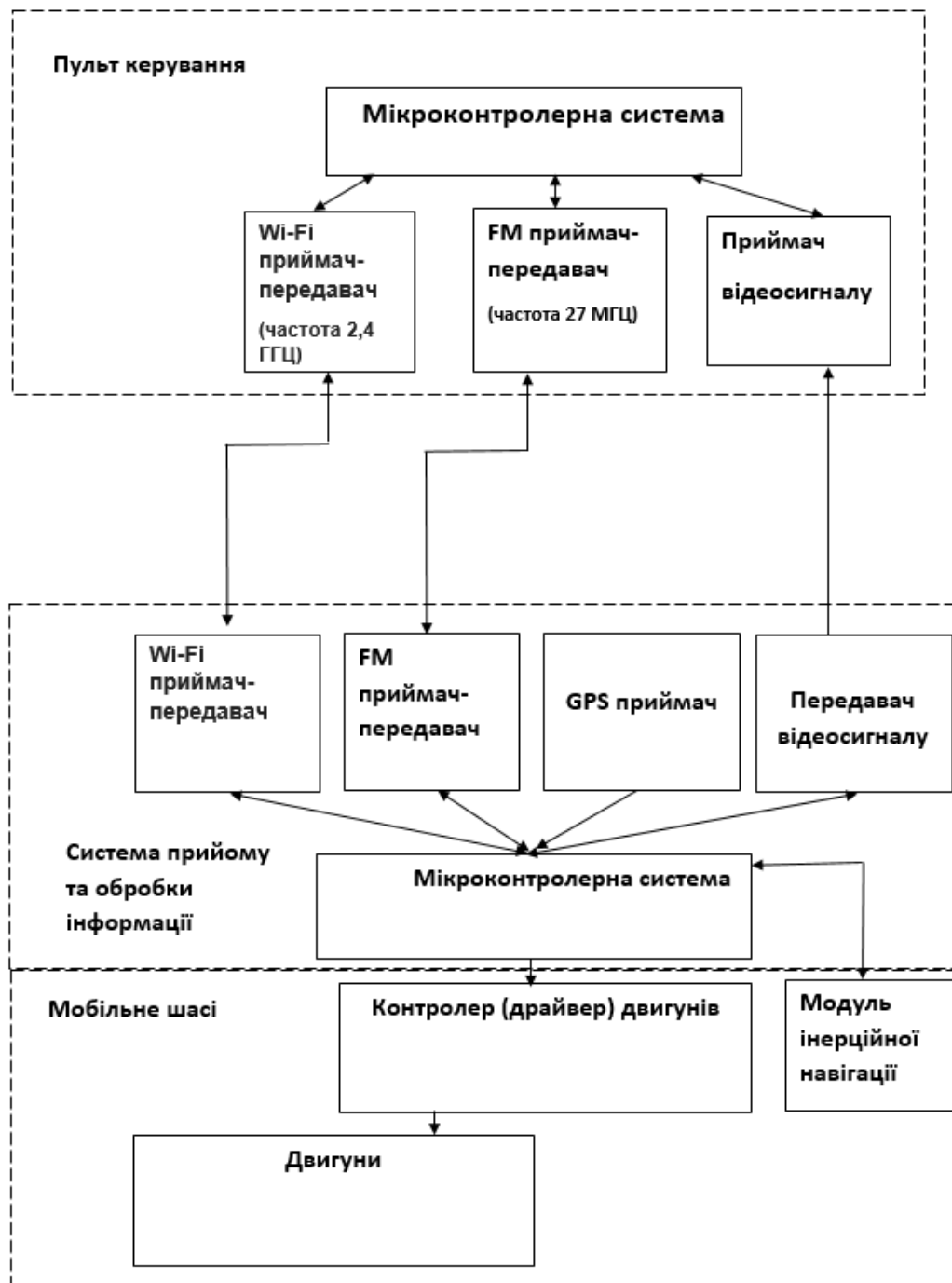


Рис. 1. Структурна схема системи керування безпілотним транспортом

Модуль «Мобільне шасі» містить «Контролер двигунів» та безпосередньо самі «Двигуни».

Сигнал Wi-Fi відносять до радіохвиль, відповідно, він має такі ж властивості, характеристики і поведінку. Головною умовою для створення бездротового зв'язку на відстань більше, ніж сотня метрів в ГГц діапазоні – фактично пряма видимість між точками встановлення обладнання. Оскільки при передачі сигналу кожен об'єкт (стіна, густе насадження дерев, багатоповерхові будинки, пагорби), що стоїть на шляху сигналу, може відбити або поглинути сигнал Wi-Fi. Найпоширенішими частотами Wi-Fi є 2,4, 3,6, 5,10 та 24 ГГц. Одним із основних параметрів радіосигналу є коефіцієнт згасання сигналу, що визначається спрощеною формулою:

$$L_p = X \log\left(\frac{4\pi df}{c}\right),$$

де X - коефіцієнт ослаблення, рівний 20 для відкритого простору, d - відстань від передавача, f - частота сигналу, c - швидкість світла.

З цієї формули безпосередньо випливає, що зі збільшенням частоти переданого сигналу збільшується і його загасання. Так, при поширенні сигналу в відкритому просторі з частотою 2,4 ГГц він слабшає на 60 дБ при видаленні від джерела на 10 м. Якщо ж частота дорівнює 5 ГГц, слабшання сигналу при видаленні на 10 м складе вже 66 дБ. Отже, при використанні частоти 2,4 ГГц сигнал передається на більшу відстань, в порівнянні з частотою 5 ГГц. Звичайно, діапазон 5 ГГц має свої

переваги, а саме менш зашумлений канал, більшу пропускну здатність та динамічний діапазон.

В таблиці 1 наведено відносні втрати електромагнітної енергії при проходженні різноманітних перешкод.

Табл. 1. Відносні втрати електромагнітної енергії

Перешкода	Додаткові втрати при проходженні (дБ)	Відсоток ефективної відстані, %
Відкритий простір	0	100
Нетоноване скло	3	70
Вікно з металізованим покриттям	5-8	50
Дерев'яна стіна	10	30
Бетонна стіна 15,2 см	15-20	15
Бетонна стіна 30,5 см	20-25	10
Бетонна підлога або стеля	15-25	10-15
Цільне залізобетонне покриття	20-25	10

На рис.2 представлений алгоритм роботи апарату

Електромагнітна хвиля здатна оминати перешкоду, але за умови, що довжина хвилі більше лінійного розміру перешкоди. Тобто для Wi-Fi сигналу з частотою 2,4 ГГц

залізобетонна перешкода з розміром радіосигналу з меншою частотою, більше 12,5 см є фактично наприклад 27 МГц, довжина хвилі непрозорою. Вирішенням даної проблеми може бути застосування

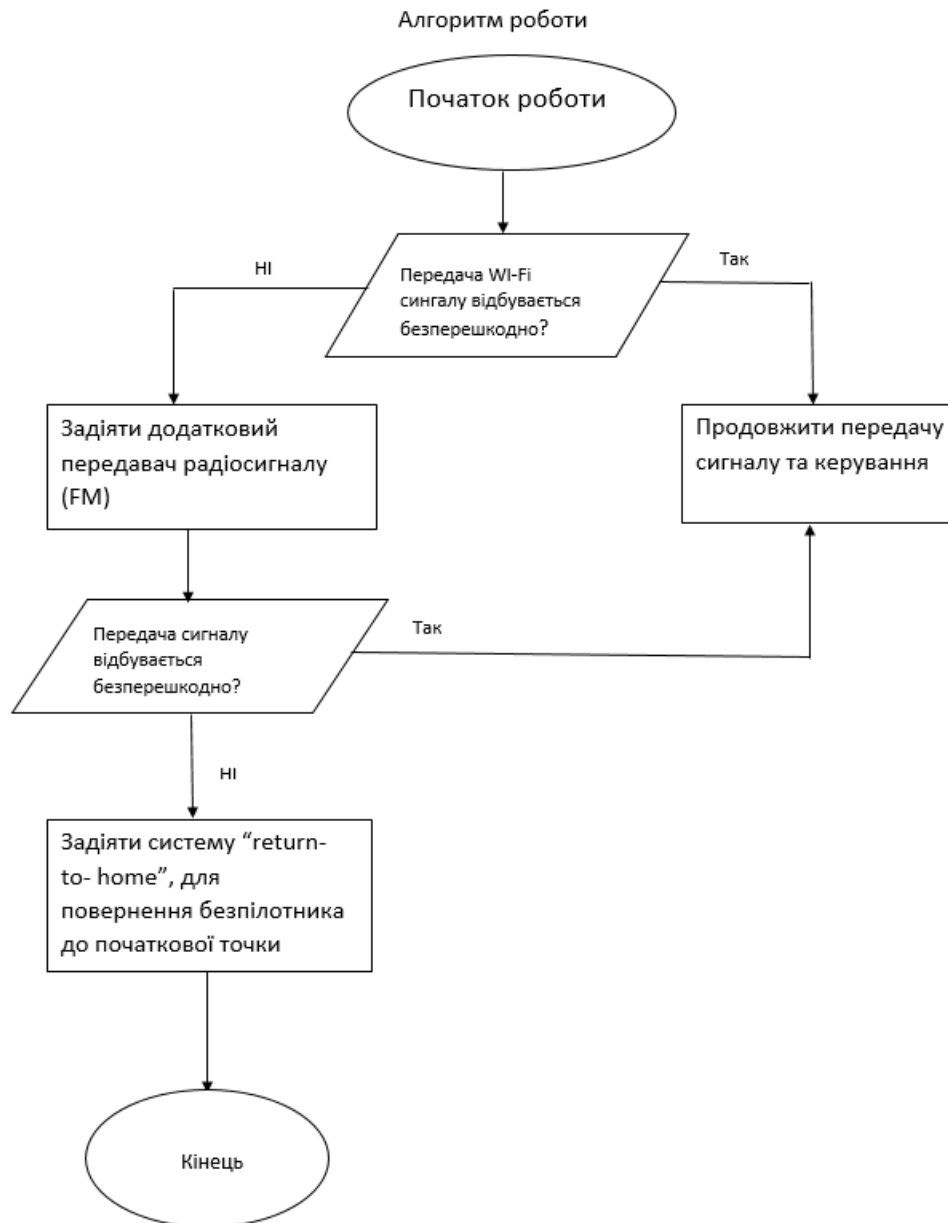


Рис. 2. Алгоритм керування безпілотним транспортом

Проте сигнал з такою частотою має значно меншу пропускну здатність в порівнянні з 2,4 ГГц. Однак цієї пропускну здатності досить для передачі команд керування без

відеосигналу, який в такій ситуації передається по окремому каналу.

Але залишається досить висока вірогідність втрати зв'язку між оператором та транспортом, що може

бути пов'язано з потраплянням безпілота у «радіотінь» або з появою таких шумів, які унеможливають керування транспортом. У такому разі потрібно забезпечити повернення апарату у початкову точку відправлення. Для вирішення цієї задачі в системі керування присутні «GPS приймач» та «Модуль інерційної навігації». Під час руху безпілотної транспорту в нормальному режимі, за допомогою GPS приймача та модуля інерційної навігації (акселерометр, магнітометр, гіроскоп) відбувається «запам'ятовування» траєкторії, по якій рухався безпілоти́к. Через певні проміжки часу (наприклад, 3 секунди) відбувається обчислення кутів відхилення від початкової точки, прискорення, координати по довготі, широті та висоти на рівнем моря. В разі втрати радіоконтакту пульта керування та безпілотної транспорту ці дані використовуються для обчислення траєкторії зворотного шляху.

Шуми та методи їх протидії

Перешкодою називають стороннє електричне коливання, що заважає нормальному прийому сигналів. Причиною і джерелами перешкод можуть бути різні фактори і вони можуть бути класифіковані за різними ознаками. Залежно від місця виникнення сторонні електричні коливання можна розділити на зовнішні і внутрішні перешкоди. Внутрішні перешкоди виникають у вузлах апаратури і трактах систем зв'язку. Зовнішні перешкоди обумовлені дією джерел перешкод,

зовнішніх по відношенню до системи зв'язку і не пов'язаних з її функціонуванням. За ступенем можливості ліквідації перешкод останні можуть бути класифіковані на усунні і неусунні перешкоди. Принципово неусунним видом перешкод є внутрішні перешкоди. Вони з'являються відразу ж після включення апаратури. За природою виникнення внутрішні перешкоди поділяються на теплові та дробові шуми. Теплові шуми обумовлені хаотичним рухом електронів в провідниках і притаманні практично всім елементам електричного кола. Одним з найбільш ефективних прийомів зменшення цієї складової перешкод є зниження температури елементів цього ланцюга. Дробові шуми характерні для так званих активних приладів електричного кола (біполярні і польові транзистори та прилади, що на них основані) і виникають в підсилювачах, перетворювачах, модуляторах і т.д. Для зменшення частки дробових перешкод використовують прилади з поліпшеними шумовими характеристиками. Найбільший вплив на характеристики зв'язку мають шуми приймальної антени і вхідних каскадів приймача. Це обумовлено тим, що шуми каскадів, розташованих ближче до входу приймача, отримують таке ж посилення, як і прийняті сигнали. Шуми наступних каскадів посилюються в меншій мірі, тому їх внесок в результуючий шум на виході приймача значно менше, ніж шумів, що надходять з вхідних пристроїв. Внутрішні шуми

електронних пристроїв виявляються в усіх частотних діапазонах, що використовуються в радіозв'язку. Питома вага внутрішніх шумів зростає зі збільшенням частоти, і в діапазоні надвисоких частот їх значення стає переважаючим, так як частка інших видів перешкод може бути значно знижена. Зовнішні перешкоди обумовлені дією джерел перешкод, які не викликані функціонуванням даного каналу зв'язку.

Ще одним джерелом перешкод радіозв'язку є побічні випромінювання радіоприладів. Причина їх виникнення полягає в наступному. Кожному засобу радіозв'язку для його нормального функціонування в загальному частотному діапазоні виділяється певна смуга частот. Ця смуга частот визначається державними органами з урахуванням міжнародних угод. Ці органи визначають не тільки діапазон дозволених для роботи частот, але і визначають рівні поміжсмугового випромінювання, тобто ті рівні побічного випромінювання, які можуть вироблятися цим пристроєм поза смуги дозволених частот. У реальних пристроях побічне випромінювання практично завжди існує і може впливати на характеристики радіозв'язку інших систем.

Прийоми боротьби з перешкодами полягають в забезпеченні такого рівня сигналу в місці прийому, який би забезпечив необхідну якість сигналу. Однією з найважливіших характеристик сигналу є відношення потужності

сигналу до потужності шуму. Цей параметр так і називається - відношення сигнал / шум ($\frac{P_c}{P_{ш}}$). Це відношення в місці прийому може бути збільшена різними способами, наприклад, збільшенням потужності передавача системи зв'язку, застосуванням передавальної або приймальної антени з спрямованими властивостями (якщо це дозволяють умови експлуатації для даної системи зв'язку). Відношення сигнал / шум можна збільшити при зниженні рівня шумів з використанням різних типів фільтрів. Також, частку внутрішніх шумів можна зменшити, застосовуючи у вхідних каскадах приймача малOSHумні підсилювачі. Інші методи підвищення якості прийнятих сигналів пов'язані із застосуванням складних сигналів і методів їх обробки, що забезпечують збільшення відносини сигнал / шум на виході приймального пристрою.

Останнім і найнебезпечнішим видом перешкод є активно імітуючі перешкоди, головним прикладом якого є спуфінг радіосигналів. Особливо легко піддається спуфінгу система навігації GPS, що використовується в даному проекті. Для захисту супутникової навігації від спуфінг атаки можна використати наступні методи:

1) Криптографічні методи. Дають змогу користувачам «задокументувати» сигнали на льоту. З одного підходу, наприклад, цивільні приймачі використовуватимуть коди PRN, які є повністю або частково

непередбачуваними, подібними до тих, що використовуються військовими, тому спуфер не може синтезувати коди заздалегідь. Але щоб перевірити кожен новий сигнал, кожен цивільний приймач повинен був мати ключ шифрування, аналогічний тому, що зберігається військовими приймачами, і було б важко змусити зловмисників отримати такі широко розподілені ключі.

2) Виявлення спотворень, яке може попереджати користувачів про підозрілу активність на основі короткого, але помітного спотворення, яке відбувається, коли сигнал GPS підроблено. Як правило, приймач GPS використовує кілька різних стратегій для відстеження спау амплітуди вхідного сигналу. Коли сигнал копіювання передається, приймач бачить поєднання оригінального сигналу та помилкового, і ця комбінація призводить до вирівнювання в амплітудному профілі під час перетягування.

Виявлення спотворень полягає в тому, щоб додати більше каналів обробки сигналів і, можливо, більшу кількість обладнання, щоб користувачі могли відслідковувати амплітудний профіль сигналу з більшою точністю. Ця техніка шукає неприродні риси - наприклад, ширина амплітуди за певною висотою або шириною. Однак детектор викривлення працює, тільки якщо він спіймав сигнал між початком атаки та кінцем перетягування - процес, який може тривати всього кілька хвилин.

3) Зондування напрямку прильоту використовує той факт, що спуфер може знаходитись лише в одному місці за раз. Спуфер передає помилковий сигнал для кожного супутника GPS, який оператор хоче імітувати. Це відбувається шляхом виготовлення кодів PRN для кожного супутника в околицях цілі. Схоже, що оператор посиляє всі ці сигнали з однієї антени, і вони надходять з того ж напрямку. Оригінальні сигнали GPS, з іншого боку, надходять з декількох супутників, а значить, з кількох кутів. Принцип методу заснований на порівнянні різниць фазових швидкостей (дисперсії) усіх сигналів супутників. Кожен супутник має свої координати в просторі, а значить, кожна хвиля має свою фазову швидкість. Якщо різниця в фазі носіїв, виміряна між двома антенами детектора, широко варіювалася від супутника до супутника, то це означає, що сигнали надходять з кількох напрямків. Але якщо в системі виявлено незначну різницю між різницею фази носія, то це означало, що він збирає набір сигналів, що походять від одного передатчика.

Висновки

При розробці безпілотних систем існує багато задач, що потрібно вирішити. Одна з них ефективна передача сигналів керування в умовах пересіченої місцевості так і в умовах постановки завад.

Вирішити передачу сигналів керування в умовах пересіченої місцевості можливо шляхом передачі сигналів по декільком радіоканалам з

різними частотами. А в разі втрати радіоконтакту для повернення безпілотного транспорту, пропонується використовувати GPS систему навігації та інерційну систему навігації.

Література

1. Абилов А.В. Распространение радиоволн в сетях подвижной связи : **Теоретический материал и задачи для практических занятий** / А.В. Абилов. – Ижевск: ИжГТУ, 2001. – 24 с.: ил.
2. Ли У. Техника подвижных систем связи ;[**Пер. с англ.**]. – М. : Радио и связь, 1985. – 392 с.
3. Смирнова Е.В. Технология современных беспроводных сетей Wi-Fi : **учебное пособие** / Е.В. Смирнова, Пролетарский А.В., Ромашкина Е.А. ; [**Под ред. А.В. Пролетарского**] . — Москва : МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. — 446, [2] с. : ил. — ISBN 978-5-7038-4620-9
4. Ю. Д. Украинцев. История связи и перспективы развития телекоммуникаций: **учебное пособие** / Ю. Д. Украинцев, М. А. Цветов. – Ульяновск : УлГТУ, 2009. – 128 с.
5. Сомов А.М. Спутниковые системы связи : **учебное пособие для вузов** / А.М. Сомов, С.Ф. Корнев. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2012. – 244 с. : ил. — ISBN 978-5-9912-0225-1.

УДК 539.1.074

Цифровий дозиметр на основі мікроконтролера

Михайленко О.М., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

Метою є розробка та реалізація оптимального варіанту датчика іонізованого випромінювання, який стане у нагоді при перебуванні у місцевостях, де є підозра на значний радіоактивний фон. Даний курсовий проект є доцільний з точки зору контролю та виявлення небезпечних зон, в яких не варто перебувати, особливо у світі де є ядерна зброя та промислові точки, де використовують радіоактивний заряд чи паливо, а також отримані показання дозиметра можна використовувати як джерело інформації щодо потенційних місцезнаходжень покладів деяких корисних для промисловості радіоактивних копалин, таких як уран, торій, радій, радон і т.д. Варто зазначити, що дозиметри не будуть зайвими на об'єктах, де значну роль відіграють напівпровідникові пристрої, так як вони часто виходять з ладу у радіоактивно забрудненій зоні навідміну від вакуумних пристроїв.

Проінформований – озброєний. Об'єктом даного курсового проекту є цифровий дозиметр на мікроконтролері.

У ході виконання дипломного проекту був виконаний аналіз запропонованих схем спільно з науковим керівником, а також

переваги та недоліки кожної схеми, був обраний оптимальний варіант та запропоновані шляхи вирішення деяких прикладних задач для вдосконалення схеми вибраного дозиметра а також продумано механізми зниження впливу шумів: теплових, але досягти зменшення фотонних, флікерних та дробових шумів не вдалося, так як їх поява пов'язана з суто газорозрядною трубкою та процесами, які відбуваються в ній (випадковий характер емісії, лавинне множення носіїв заряду через дискретність останніх).

Радіоактивність – здатність деяких ізотопів хімічних елементів до розпаду, випускаючи фотонне випромінювання. Радіаційний метод контролю базується на взаємодії з матеріалом (об'єктом) іонізуючих (проникних) електромагнітних і корпускулярних випромінювань та реєстрації результатів цієї взаємодії.

У радіаційному контролі використовують випромінювання подвійної природи: електромагнітних хвиль та елементарних частинок, що мають значення частоти кванта $\Gamma_{\text{ц}}$ і більше або відповідно довжину хвилі у вакуумі коротше 10 нм, або енергію кванта більше 124 еВ (близько Дж).

Випромінювання, що застосовуються в радіаційному контролі, як електромагнітної природи у вигляді фотонів, так і корпускулярної природи у вигляді потоку частинок, можуть характеризуватися різними фізичними величинами. Однак серед них можна виділити й загальні показники випромінювання: потік енергії, потужність джерела, інтенсивність, експозиційна (поглинена) доза, енергія квантів і спектральна характеристика, що характеризуються такими співвідношеннями:

1. Потік енергії випромінювання (Дж/м²)

$$F = E/S,$$

де E – сумарна енергія частинок або квантів іонізуючого випромінювання;

S – площа перерізу елементарного середовища, у яку проникає випромінювання.

2. Потужність джерела випромінювання

$$W = \Delta E / \Delta t$$

де ΔE – сумарна енергія частинок або квантів, що випромінюються за одиницю часу.

3. Інтенсивністю випромінювання (щільністю потоку енергії) J (Вт/м²) називається відношення приросту енергії іонізуючого випромінювання ΔE , що проходить через сферу із площею за час Δt , тобто

$$J = \frac{\Delta E}{S \Delta t},$$

Інтенсивність випромінювання змінюється обернено пропорційно до квадрата відстані від джерела до точки вимірювання. Тому інтенсивність випромінювання вказують на певній відстані від джерела (звичайно 1 м).

Випромінювальна частина джерел, як правило, набагато менша за відстань до контрольованого об'єкта та перетворювача, тому можна вважати, що інтенсивність при збільшенні відстані зменшується обернено пропорційно до його квадрата:

$$J = J_0 \frac{R_0^2}{R^2}$$

де J_0 – інтенсивність випромінювання на відстані R_0 .

Кожен фотон може характеризуватися енергією $E = h\nu$, якій може бути поставлена у відповідність певна довжина хвилі λ , що обчислюється за відомою формулою

$$\lambda = ch/\nu$$

де c – швидкість світла у вакуумі; ν – частота; h – стала Планка ($6,6256 \cdot 10^{-34}$ Дж·с).

Детектором іонізуючого випромінювання називають чутливий елемент, призначений для перетворення енергії іонізуючого випромінювання в інший вид енергії, зручний для реєстрації та (або)

вимірювання параметрів іонізуючого випромінювання.

Іонізуюче випромінювання можна виявити лише за взаємодією його із середовищем, що призводить до утворення іонів різних знаків. Явище іонізації використовується в більшості детекторів іонізуючих випромінювань.

Детектори, що застосовуються в апаратурі радіаційного контролю та дозиметрії, класифікують у такий спосіб:

- іонізаційні;
- напівпровідникові;
- радіолюмінесцентні;
- радіографічні.

Розглянемо іонізаційні детектори. До робочого середовища таких детекторів прикладається електричне поле. При іонізації середовища зарядженою частинкою виникає короткочасний електричний струм, який реєструється відповідною електронною частиною (схемою). Саме детектує середовище може бути газоподібне, рідинне чи тверде. Найпоширенішу групу таких детекторів складають газонаповнені детектори. Найпростішою є газонаповнена камера. Вона являє собою систему з двох електродів в об'ємі, заповненому інертним газом (зазвичай аргон чи неон). Якщо частинка повністю зупиняється в об'ємі камери, то по величині зібраного заряду (електронів на аноді) можна легко визначити енергію частинки. Недоліком іонізаційних камер є дуже малі струми, але він долається в іонізаційних детекторах з

газовим підсиленням (збільшення кількості вільних зарядів в об'ємі детектора за рахунок того, що первинні електрони на своєму шляху набувають достатньої енергії для ударної іонізації нейтральних атомів робочого середовища детектора). Варто зазначити, що даний режим роботи відповідає пропорційному лічильнику, який може виконувати функції спектрометра. Подальше збільшення різниці потенціалів між анодом і катодом призведе до порушення пропорційності між витраченою частинкою енергії та величиною імпульсу струму (при доведенні коефіцієнту підсилення до $10^4 - 10^5$). Тобто прилад переходить в режим обмеженої пропорційності, тому подальше використання іонізаційної трубки у складі спектрометра вважатиметься недоцільним.

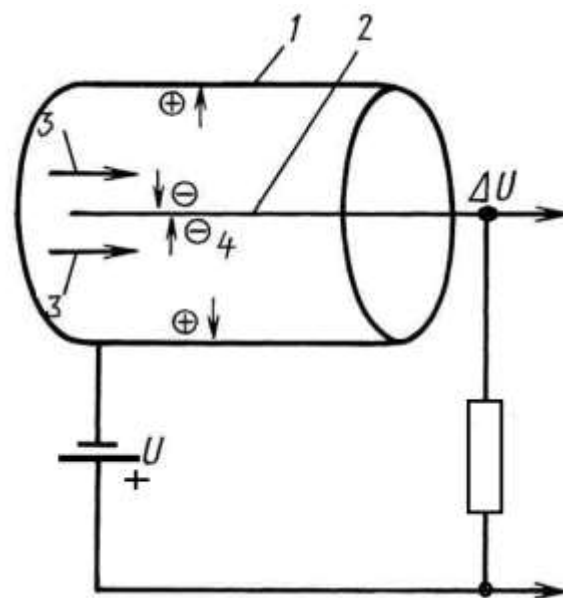


Рис. 2. Схема циліндричної іонізаційної камери:

1- катод; 2 - анод; 3 - іонізуюче

випромінювання; 4 - іони та електрони

Якщо різниця потенціалів між анодом та катодом у газонаповненому лічильнику перевищить деяке критичне значення, то поява в його об'ємі вільних носіїв заряду викличе іскровий пробій (розряд). При цьому амплітуда електричного сигналу з такого лічильника може досягати кількох сотен вольт.

Газонаповнені детектори мають два недоліки. По-перше, щільність газу низька та енергія, яка втрачається частинкою в об'ємі детектору мала, що не дозволяє ефективно реєструвати високоенергетичні та слабо іонізовані частинки. По-друге, енергія, необхідна для виникнення пари електрон-іон у газі велика (30-40 еВ), що збільшує відносні флуктуації числа зарядів та погіршує енергетичну роздільну здатність.

Принцип дії напівпровідникового детектора ґрунтується на здатності заряджених частинок створювати в напівпровіднику велику кількість електрон-діркових пар, що на деякий час збільшує його провідність. Зазвичай в напівпровідникових детекторах використовуються р-п переходи або контакти Шоткі, на яких подається напруга в зворотньому напрямку.

Вибір основи детектора іонізуючого випромінювання зроблено в користь іонізаційних камер, так як у таких дозиметрів перевага в економічній вигідності та широкому виборі схем реалізацій даних пристроїв.

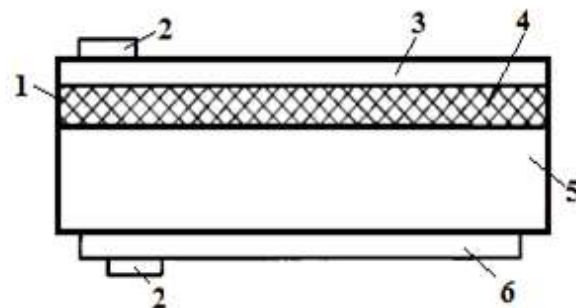


Рис. 3. Схема дифузійного детектора з р-п-переходом:

1 – збіднена область; 2 – електричні контакти; 3 – вхід детектора; 4 – область п-типу; 5 – кремній р-типу; 6 – металевий електрод.

Розглянемо відносну нескладну схему реалізації дозиметра на основі мікроконтролера Attiny 2313 з газорозрядним лічильником Гейгера-Мюллера. Phillips 18504.

Для повноцінної роботи лічильника вимагається анодна напруга 225-425 В. Варто зазначити, що в якості самого лічильника можна використовувати будь-який інший тип газорозрядної трубки. Відмінність полягатиме у виборі стабілітрона ZD1 під конкретний вид лічильника.

Стабілізація виконана шляхом зворотного зв'язку, утвореної ZD1 і T1. В якості ZD1 можна використовувати стабілітрон або діод. Оскільки стабілітрони з такою високою напругою, як правило, недоступні, можна підключити послідовно ще один стабілітрон. В якості трансформатора Tr1 можна використовувати трансформатор для

живлення CCFL лампочок (лампи підсвітки РК-моніторів).

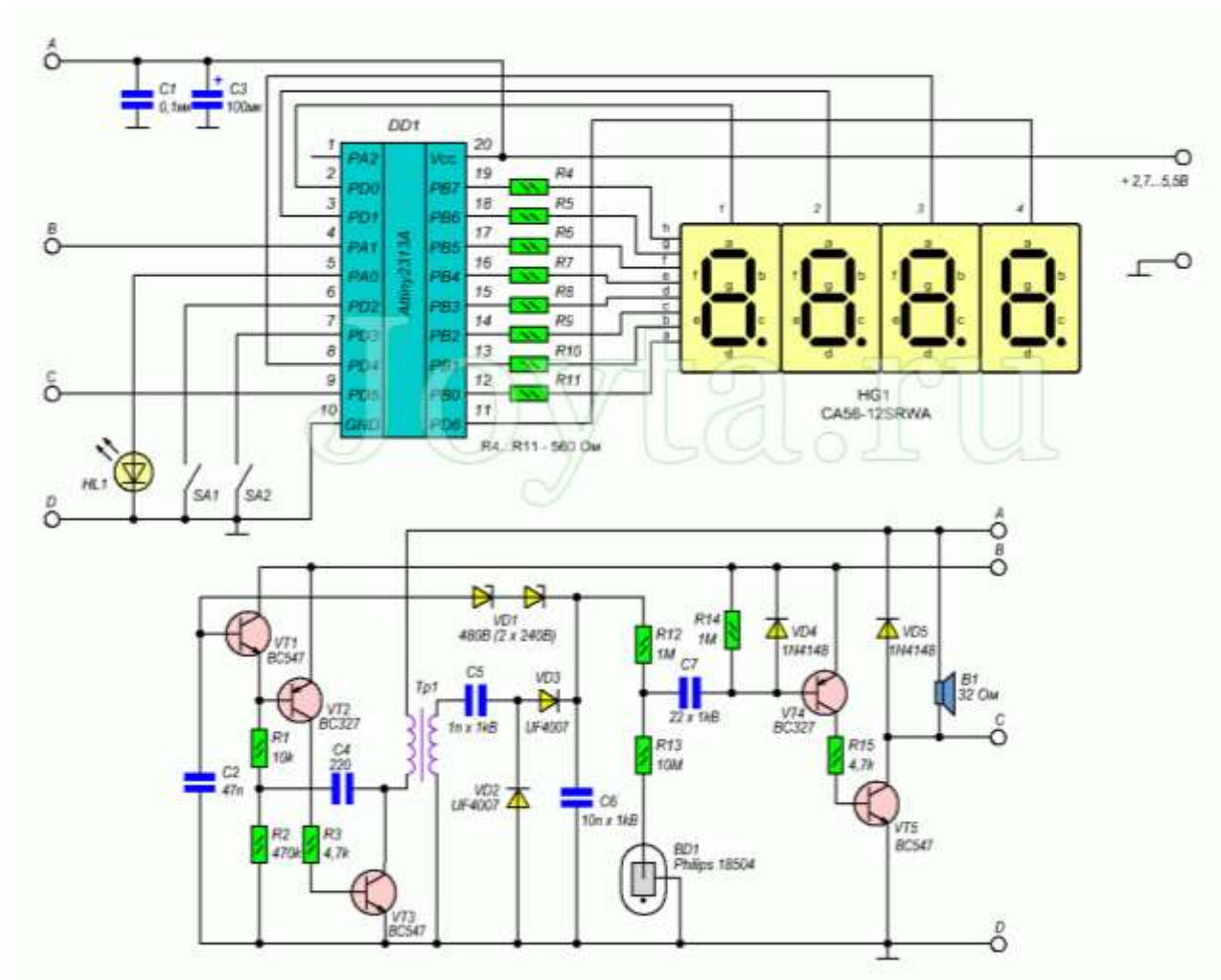


Рис. 4. Цифровий дозиметр на основі мікроконтролера Attiny 2313

Виявлені імпульси з датчиком через конденсатор $C7$, що розділяє постійну складову напруги, поступають на транзисторний підсилювач $VT4$ і $VT5$, до виходу якого підключений динамік з опором не менше 32 Ом.

Вартість газорозрядної труби Philips коштуватиме в багато разів вища ніж СБМ-20 (рис. 5.) наприклад.

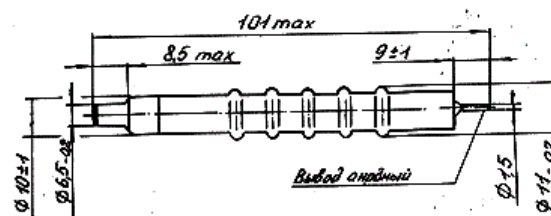


Рис. 5. Газорозрядна трубка СБМ-20

Тому доцільно переробити схему під СБМ-20, але варто зазначити, що ресурс роботи Philips В рази перевищуватиме ресурс роботи СБМ-20. Імпортний аналог має ширший

діапазон робочих напруг (350-475 В, причому у СБМ-20 425-675 В), але для імпорного більш витратні енергетичні параметри. Також недоліком СБМ-20 є інертність детекції. Вищевказаний лічильник має наступні параметри:

- діапазон реєстрованих потужностей експозиційних доз гама-випромінювання: 0,004-40 мкр/с; 0,014-144 мр/год
- чутливість до гама-випромінювання Ra226: 22 ім.с/мр/год;
- чутливість до гама-випромінювання Co60: 22 ім.с/мр/год;
- максимальний струм: 20 мкА;
- індуктивність трубки: 4, 2 пФ;
- ресурс роботи 2*1010 ім.с;
- рекомендоване навантаження: 5,1 МОм;
- діапазон робочих температур: - 50...70 С
- габарити: 108мм(довжина)*10 мм(діаметр)

Висновки:

Зараз триває оптимізація коду щодо роботи даного лічильника на мікроконтролері ATtiny 2813, а також розробка схеми регулювання чутливості дозиметра на основі газової трубки СБМ-20.

Зробити прошивку під будь-який мікроконтролер можливо. Питання собівартості розробки схеми та її реалізації ставить раціональність

витрат в поєднанні з умовами експлуатації та поставлення задач, які може виконати даний дозиметр у тому числі пошуки місцезнаходжень радіоактивних копалин недоцільно у зв'язку з низькою чутливістю вищевказаного типу іонізаційної камери. В той час такий лічильник може використовуватись для оцінки місцевості на предмет радіаційного зараження. У подальшому планується розробити програмне забезпечення індикації зараження місцевості для мобільних платформ

Література

1. Цифровой дозиметр на микроконтрол-лере Attiny2313. Схема и описание /[Електронний ресурс]/: (Joyta.ru все для радиолюбителя)/ - режим доступу: <http://www.joyta.ru/6240ifrovoj-dozimetr-na-mikrokontrollere-attiny2313-2/> - Назва з екрана.
2. Микроконтроллер Attiny2313. Описание /[Електронний ресурс]/: (Joyta.ru все для радиолюбителя)/ - режим доступу: <http://www.joyta.ru/5791-mikrokontroller-attiny2313-opisanie/> - Назва з екрана.
3. Рынок микроэлектронники. Микроконтроллеры. AVR /[Електронний ресурс]/: (gaw.ru Справочник по элетронным компонентам) (<http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic>

- /Atmel/micros/avr/attiny2313.htm
l)/ - Назва з екрана
4. Денбновецький С.В., Лещишин О.В. Електронні системи: навч. посіб. / С.В. Денбновецький, О.В. Лещишин. – К.: НТУУ «КПІ», 2011. – 288 с.
5. Детектори іонізуючого випромінювання /[Електронний ресурс]/:(divovo.in.ua Головна сторінка)/ - режим доступу: <http://divovo.in.ua/radiofizichni-metodi-diagnostiki-materialiv-i-pередovish.html?page=14/> - Назва з екрана
6. Дозиметр радиации: виды, принцип работы и как его выбрать /[Електронний ресурс]/:(elektro.guru Советы опытных электриков)/- режим доступу: [https://elektro.guru/elektrooborudovanie/bytovaya-tehnika/drugie-](https://elektro.guru/elektrooborudovanie/bytovaya-tehnika/drugie-pribory/kak-pravilno-vybrat-dozimetr-radiacii.html/)
- pribory/kak-pravilno-vybrat-dozimetr-radiacii.html/ - Назва з екрана
7. Philips 18504 Alpha Beta Gamma Neutron Geiger Muller Tube Nuclear Radiation Sensor /[Електронний ресурс]/:(rhelectronics.net RH electronics)/- режим доступу: <http://www.rhelectronics.net/store/philips-18504-alfa-beta-gamma-geiger-muller-counter-tube.html/> - Назва з екрана
8. Счетчик Гейгера СБМ 20-1 /[Електронний ресурс]/: (mydozimetr.ru Первый специализированный магазин дозиметров и нитрат-тестеров)/- режим доступу: <https://mydozimetr.ru/catalog/sbm-20-1/> - Назва з екрана

УДК 629.1.06

Мікроконтролерна система керування головного світла автомобіля

Тищенко О.В., Бевза О.М.

В даній статті описана електронна адаптивна система керування головного світла автомобіля.

З моменту появи перших автомобілів виникла потреба в гарній видимості під час поїздки. Навіть в нинішній час система освітлення далека від ідеалу, тому імениті фірми займаються пошуком оптимальних рішень. Наприклад, саме так виникла система адаптивного головного освітлення AFS (Adaptive Front-lighting System).

При управлінні автомобілем, що обладнаний звичайною системою головного світла, в нічний час або в умовах поганої видимості водій позбавлений можливості отримувати повну візуальну інформацію. Узбіччя дороги, предмети на ній залишаються поза зоною видимості. Раптово вибігша на дорогу тварина або поява великого предмету (гілка, стовбур дерева) можуть привести до аварійної ситуації. Однак, жорстко закріплені фари, навіть якщо вони правильно відрегульовані, висвітлюють обмежений простір попереду автомобіля і в набагато меншому ступені - простір на всі боки від напрямку руху машини.

На рис.1. показано два автомобіля, що рухаються по дорозі один з яких обладнаний системою адаптивного головного світла, а інший обладнаний традиційною системою головного світла без адаптивних фар. Систему адаптивного головного світла можна порівняти з ліхтариком, яким користується пішохід. Якщо ліхтарик жорстко закріпити на одязі або головному уборі пішохода, висвітлюватися буде тільки простір куди направлений погляд людини. Це аналог традиційної системи головного освітлення. Якщо взяти ліхтарик в руку, то він буде висвітлювати шлях, по якому рухається пішохід, в тому числі повороти, вигини стежки, потенційно небезпечні і погано помітні в темряві об'єкти. Це аналог адаптивної системи світла автомобіля. Фахівцями страхових європейських агентств відзначається, що автомобілі, обладнані адаптивною системою освітлення, потрапляють в аварійні ситуації на 40% рідше, ніж автомобілі з прямолінійним, традиційним світлом.

Як видно, освітлення дороги безпосередньо впливає на безпеку всіх учасників руху, тому дана тема є досить актуальною.

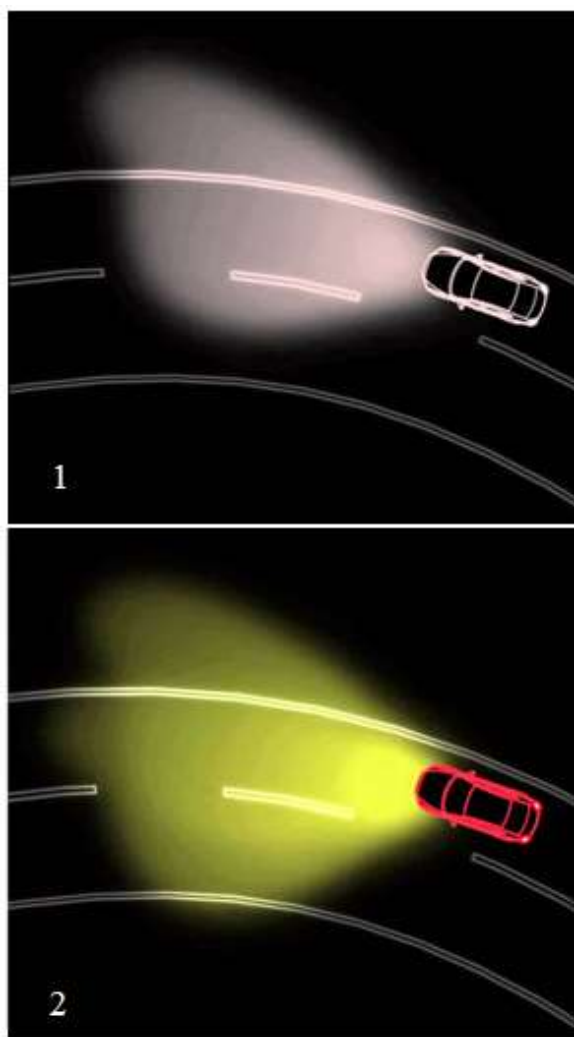


Рис. 1. Рух автомобіля по дорозі:

1 – без встановленої AFS,

2 – зі встановленою AFS.

В сучасній системі адаптивного головного світла може бути реалізовано до шести режимів:

1. Адаптивне освітлення поворотів (рис. 2. (1)). Реалізується на швидкості до 120 км/год. При зміні кута повороту рульового колеса змінюється кут повороту фар автомобіля.
2. Ілюмінація в несприятливу погоду. Даний режим підключається при наявності за бортом туману, дощу

або снігу. За зниження кількості відблисків, що виникають в умовах підвищеної вологості, відповідає знижена дальність ілюмінації (рис. 2. (2)).

3. Режим міського світла (рис. 2. (3)). Він реалізується на швидкості до 55 км/год. Характеризується невеликою дальністю, горизонтальним світлотіньовим кордоном і широким поширенням світлового променя. В режимі міського світла задіюються додаткові лампи в фарах. Що дозволяють виявляти пішоходів на узбіччі дороги під час руху і поворотах.
4. Світло путівця. Застосовується поза містом на швидкості від 55 км/год до 100 км/год. Працює як звичайне світло, основна відмінність якого – певне зміщення світлового променя в праву частину (рис. 2. (4)).
5. Освітлення автомагістралі. Реалізується на швидкості від 100 км/год. В даному режим світло ближніх фар має більшу дальність, що дозволяє безпечно рухатися прямолінійно і в поворотах на високій швидкості (рис. 2. (5)).
6. Режим дальнього світла. Працює як звичайне дальнє світло, але при цьому не потрібно перемикається на ближнє. Тут є два способи управління світловими променями: адаптивна або вертикальна світлотіньова границя. Обидва способи управління дальнім світлом припускають наявність відеокамери.

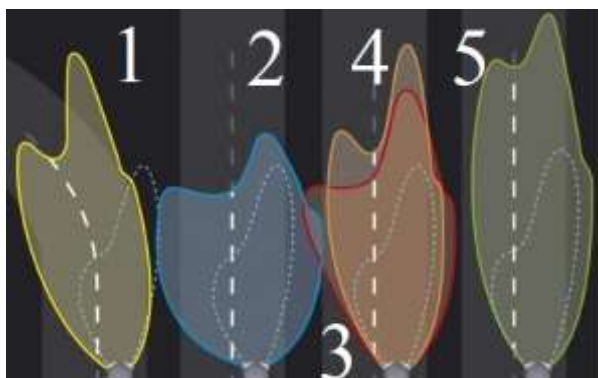


Рис. 2. Режими системи AFS:

- 1 – адаптивне освітлення поворотів,
- 2 – ілюмінація в несприятливу погоду,
- 3 – (ємне розсіяння світла) міський режим,
- 4 – світло путівця,
- 5 – режим освітлення при переміщенні по автомагістралі.

Режим дальнього світла при адаптивному освітленні реалізується на будь-якій швидкості, при виявленні транспортних засобів камера подає сигнал в електронний блок керування. Система регулює фари так, що світловий промінь закінчується до транспортного засобу (рис.3).



Рис. 3. Режим дальнього світла при

адаптивному світлотіньовому кордоні із застосуванням відеокамери.

Більш досконалим рішенням є дальнє світло фар з вертикальною світлотіньовий кордоном (рис. 4). Якщо система виявляє зустрічний або попутний автомобіль. Вона автоматично затінює виявлене транспортний засіб і супроводжує його в русі.



Рис. 4. Режим дальнього світла при вертикальному світлотіньовому кордоні із застосуванням відеокамери

Розглянемо принцип роботи системи AFS при режимі адаптивного освітлення поворотів. В даному режимі головні фари автомобіля змінюють своє положення в горизонтальній площині в залежності від кута повороту рульового колеса та швидкості автомобіля. При цьому, кожна фара повертається під відповідним кутом ($-15^{\circ} \dots 10^{\circ}$). Зовнішня фара повертається на менший кут, а внутрішня – на більший (рис. 5.).

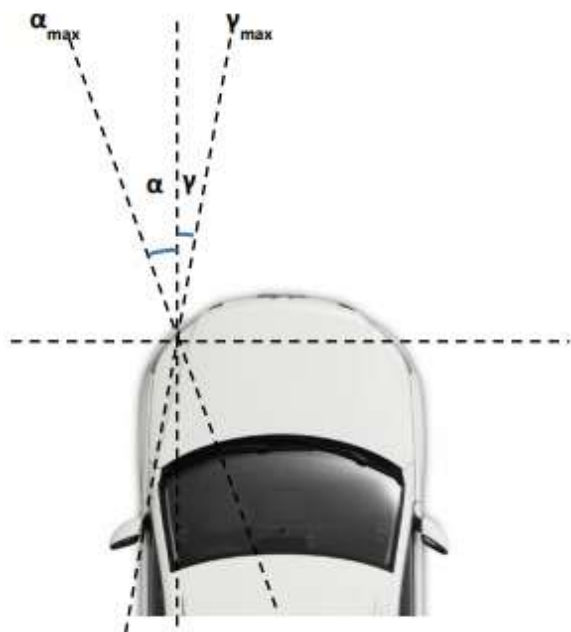


Рис. 5. Кут повороту головних фар

α – зовнішня фара,

β – внутрішня фара

На рис. 6. показана структурна схема мікроконтролерної системи керування освітлення автомобіля.

"Мозком" системи служить апаратно-обчислювальна платформа Arduino Uno, на яку на вхід подається напруга до 9В, наприклад через понижуючий перетворювач напруги від акумулятора автомобіля. Після отримання сигналу від одного із датчиків – мікроконтролер платформи Arduino Nano формує відповідний вихідний сигнал на одному із ШІМ портів. Для того, щоб біксенонові фари автомобіля рухалися по відповідній траєкторії використовується два шагових двигуна, які підключені до виходів драйвера двигунів L298N. В свою чергу драйвер двигунів з'єднаний напрямку до акумулятора автомобіля і,

який має змогу пропускати через себе досить високий струм. Таким чином можливо керувати шаговими двигунами за допомогою слабких сигналів мікроконтролера.



Рис. 6. Структурна схема системи керування головним освітлення автомобіля

Робота даного режиму системи адаптивного освітлення залежить від двох змінних параметрів: кут повороту рульового колеса автомобіля – β та швидкості автомобіля v .

Припустимо, що даний режим реалізується до швидкості 120 км/год і при максимальному куті повороту рульового колеса $\beta = 15^\circ$. Сімейство характеристик залежності кута повороту фар від кута повороту рульового колеса при різних швидкостях автомобіля показано на рис. 7.

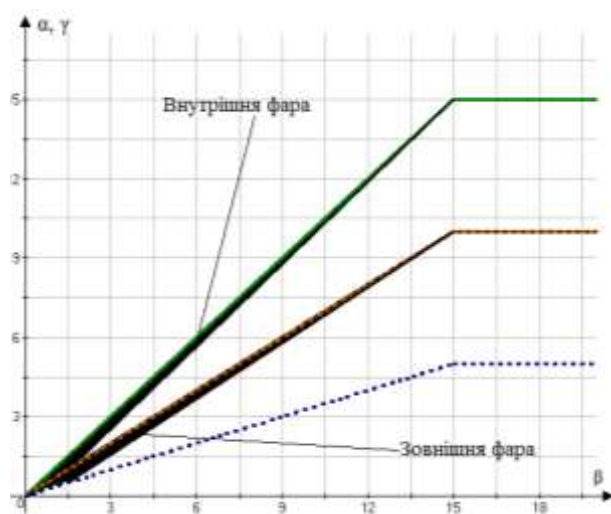


Рис. 7. Графік залежності кута повороту внутрішньої фари (α) та зовнішньої (γ) від кута повороту рульового колеса (β)

Чорним кольором замальована робоча область, на який кут реально може повернути автомобіль при певній швидкості. Так, наприклад за швидкості $v = 0$ і при куті повороту рульового колеса $\beta = 15^\circ$, кут повороту фар становить максимальний кут $\alpha = 15^\circ$. За швидкості $v = 120$ км/год, зазвичай рульове колесо повертається на дуже невеликий кут, наприклад $\beta = 1,5^\circ$, тоді кут повороту фар буде також невеликим $\alpha = 1^\circ$.

Як видно з графіку кут повороту головних фар залежить від двох змінних:

$$\alpha(\beta, v) = \frac{\beta}{k_1(v)};$$

відповідно, для зовнішньої фари:

$$\gamma(\beta, v) = \frac{\beta}{k_2(v)}$$

де $k(v)$ – коефіцієнт, який залежить від швидкості автомобіля.

$$k(v) = x^{\frac{v}{A_1}} + A_2$$

A_1, A_2, x – сталі значення.

З графіку на рис. 7 можна знайти максимальне та мінімальне значення коефіцієнта k . За допомогою програмного забезпечення MathCAD знаходимо всі сталі значення та будуємо графік залежності $k(v)$ (рис. 8).

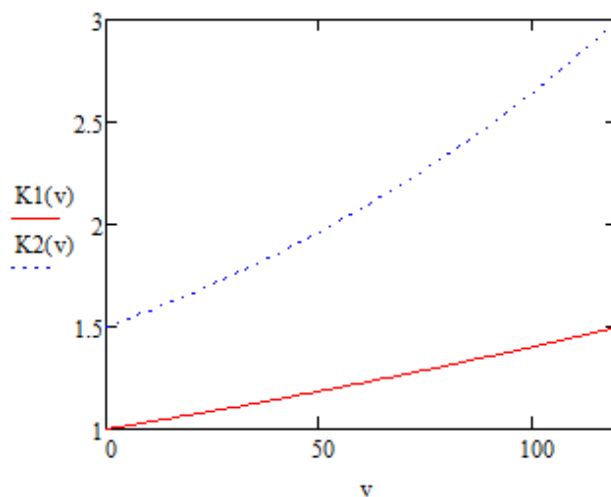


Рис. 8. Графік залежності коефіцієнта k від швидкості автомобіля v

Висновки

Система керування головного світла автомобіля є важливою складовою частиною сучасного автомобіля. Дана система є фактором безпеки для всіх учасників руху на дорозі. На сьогоднішній день існують декілька режимів системи AFS. Найпопулярніший із них – режим адаптивного освітлення поворотів, так як цей режим є найбільш

універсальним при різних умовах пересування.

Література

1. Новиков Ю.В. Основы микропроцессорной техники / Ю.В. Новиков, П.К. Скоробагатов – М.: ИУИТ; БИНОМ, 2009 – 336 с.
2. Соснин Д.А., Автотроника. Электрическое, электронное и автотронное оборудование легковых автомобилей, Москва, 2010.
3. Невзоров В.Н. Микропроцессоры в конструкции и технологии электронно-вычислительных средств: Учебное пособие. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2008. 119 с.
4. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. — 4-е перераб. и доп. изд. — М.: Высшая школа, 1987. — С. 401-407. — 479 с. — 50 000 экз.
5. Система адаптивного освещения [Электронный ресурс]: (Системы современного автомобиля)/ Суслинников А. – 2017. – Режим доступа до статті: http://systemsauto.ru/electric/Adaptive_Front_lighting_System.html . – Назва з екрана.
6. Что такое адаптивные фары? Принцип работы и предназначение системы адаптивного освещения [Электронный ресурс]: ("Automotolife")/ Кондес А. – 2017. – Режим доступа до статті: https://automotolife.com/services/chto-takoe-adaptivnye-fary/#_AFS. – Назва з екрана.

УДК 004.31-022.53(075.8)

Мікроконтролерний вимірювач електронних компонентів

Шовкопляс Д.Я., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.

Ключові слова: мікроконтролер, електронні компоненти, PIC, тригер Шмітта, резонансна частота.

Вступ

У сучасній електроніці дуже важливо знати параметри електронних компонентів, з якими працюєш, таких як резистори, конденсатори та котушки індуктивності. З часом буває, що інформація на корпусі компонента не зберігається, та номінал електронного компоненту невідомий. Метою даної статті є розробка вимірювача електронних компонентів (ВЕК) на основі мікроконтролера, застосування якого дозволило поліпшити параметри та розширити функціональні можливості вимірювача.

Вимірювач електронних компонентів працює на мікроконтролері PIC16F628A від компанії "MicroCHIP". Цей мікроконтролер оптимально підходить для схеми, що розробляється, за рахунок вдалої архітектури, високої продуктивності, та малої напруги живлення. Використання даного мікроконтролера дозволило зменшити кількість елементів схеми та збільшити точність вимірювання

номіналів електронних компонентів, що дає перевагу над аналоговою схемою тестера з аналогічними функціями.

Принцип роботи

ВЕК працює по принципу считування та обробки резонансної частоти вимірювального компонента. До вимірювального компоненту з невідомим номіналом послідовно під'єднується елемент з відомим номіналом. При пудклученні котушки індуктивності (L_x), прилад буде працювати у номінальному режимі (рис.1). З мікроконтролера подається рівень логічної одиниці на затвор польового транзистора VT4, що відкриває транзистор. При цьому утворюється послідовний коливальний контур (індуктивність L_x та ємність C_4 , номінал якої відомий). Коливання, що виникають в контурі (явище резонансу), надходять до порту «А» мікроконтролера. У порті «А» в мікроконтролері встановлений тригер Шмітта, за допомогою якого змінний сигнал резонансної частоти перетворюється у цифровий сигнал, що містить логічні одиниці та логічні нулі. За допомогою резонансної частоти та відомого номіналу C_4

розраховується номінал
 конденсатора (C_x), що вимірюється.

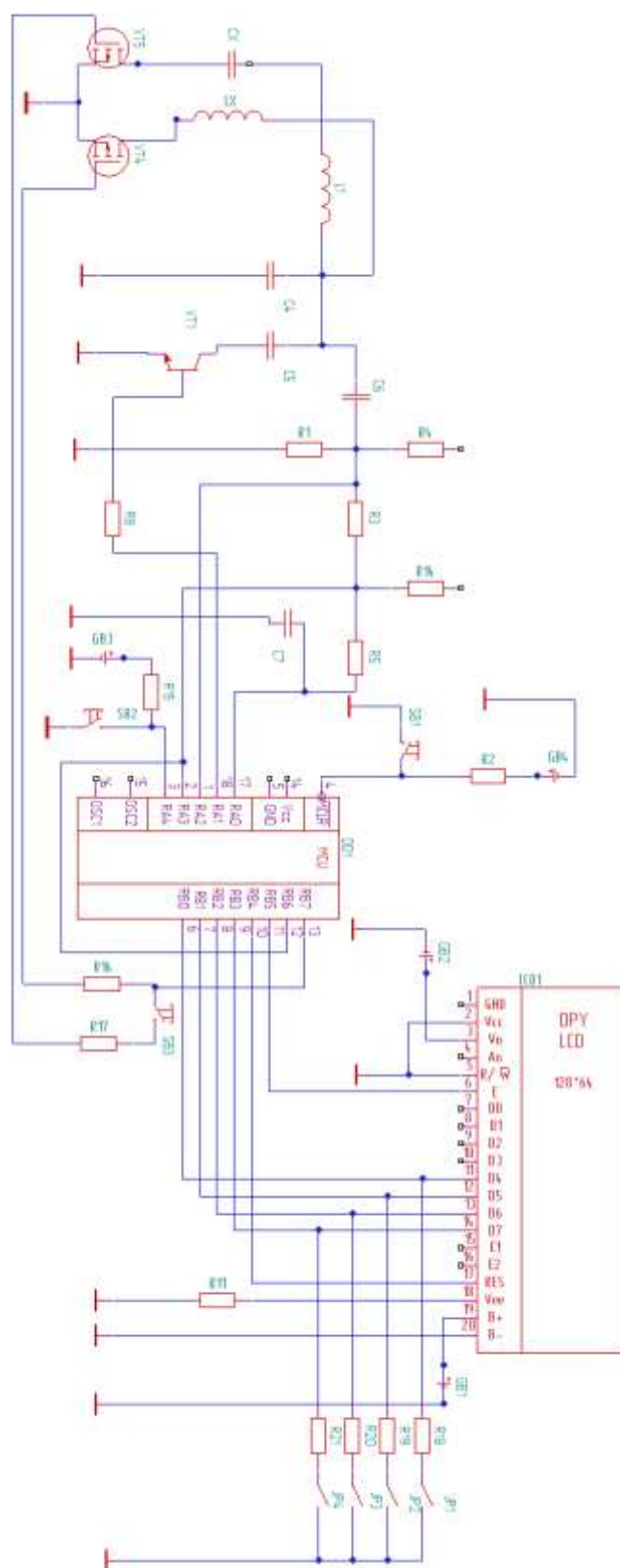


Рис1. Схема мікроконтролерного вимірювача електронних компонентів

У тригера Шмітта (рис. 2) є 2 порогових рівня: $U_{\text{пор.верхн.}}$ та $U_{\text{пор.нижн.}}$. Якщо змінний сигнал перевищує верхній поріг $U_{\text{пор.верхн.}}$, то на виході тригера Шмітта з'являється логічний «0», якщо рівень змінного сигналу знижується нижче порога $U_{\text{пор.нижн.}}$, то на виході тригера Шмітта з'являється логічна «1».

Для вимірювання ємності конденсатора (C_x) натискається кнопка SB3, при цьому рівень логічної одиниці подається на затвор польового транзистора VT5 та відкриває його. У послідовному коливальному контурі (індуктивність L_1 та ємність C_x), що утворюється при цьому, виникає явище резонансу. Це дозволяє так само розрахувати за допомогою резонансної частоти номінал вимірювального компоненту. Такий метод є найбільш точним та мінімально енергозатратним.

Параметри системи та формули для розрахунку

Тактова частота схеми $\omega = 16$ МГц. Для того, щоб забезпечити більшу точність вимірювання, до виводів мікроконтролера за допомогою перемикачів Jr1 – Jr4 підключаються резистори R18 - R21 по 1 кОм. За таких умов точність вимірювання частоти складає до 1 Гц.

Діапазон вимірювання індуктивності складає від 10 мкГн до 100 мГн, а діапазон вимірювання ємності – від 1 нФ до 100 мкФ.

Для розрахунку номіналів електронних компонентів (ємності конденсаторів та індуктивності котушок) використовуються відповідні формули, які наведені в Таблиці 1 та які записуються у пам'ять мікроконтролера.

Табл. 1. Формули для розрахунку номіналів електронних компонентів

Для конденсаторів	Для котушки індуктивності
$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$	$F_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5)$
$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{cal})}} \quad (2)$	$F_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{cal})}} \quad (6)$
$F_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_x)}} \quad (3)$	$F_3 = \frac{1}{2\sqrt{C(L + L_x)}} \quad (7)$

$C_x = \frac{\left(\frac{F1}{F3}\right)^2 - 1}{\left(\frac{F1}{F2}\right)^2 - 1} X C_{cal} \quad (4)$	$L_x = \left\{ \left(\frac{F1}{F3} \right)^2 - 1 \right\} \times \left\{ \left(\frac{F1}{F2} \right)^2 - 1 \right\} \times \frac{1}{C_{cal}} \times \left\{ \frac{1}{2\pi F1} \right\}^2 \quad (8)$
---	---

Після цього оброблена та розрахована інформація про номінал вимірювального компонента з

мікроконтролера виводиться на дисплей.

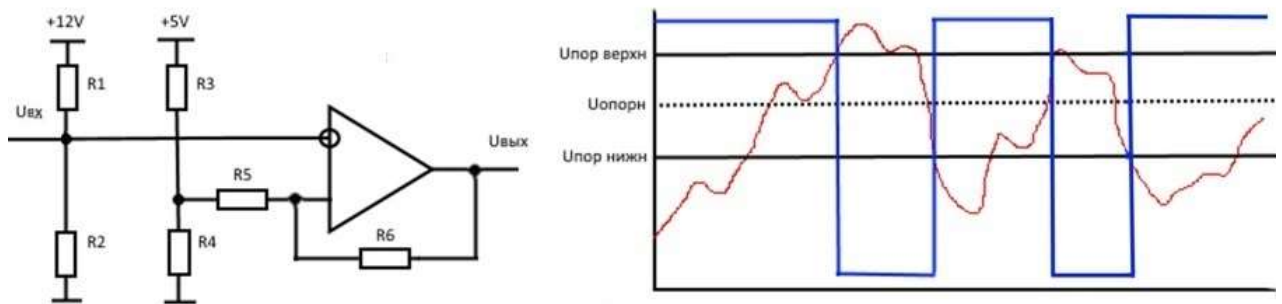


Рис. 2. Схема та внутрішня логіка тригера Шмітта

Висновки

Даний вимірювач електронних компонентів за рахунок використання мікроконтролера має суттєві переваги над аналоговими вимірювачами: більш висока точність вимірювання номіналів електронних компонентів, менша кількість елементів схеми, більш широкі функціональні можливості вимірювача, мінімальні розміри та мінімальне енергоспоживання.

Література

1. Уилмсхерст Т. - Разработка встроенных систем с помощью микроконтроллеров PIC. Принципы и практические

примеры / МК-Пресс, 2008. - 544с.

2. Бари Брей - Применение микроконтроллеров PIC18. Архитектура, программирование, построение интерфейсов с применением C и ассемблера. / МК-Пресс, 2008. - 576с.
3. MicroCHIP, Документация PICmicro, PIC16F628A - Основные характеристики. [www.microchip.ru/d-sheets/40044.htm:PIC16F628A:1x1]

УДК 681.2.08

3D сканери

Бевза І.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ

З розвитком техніки та інформаційних технологій все більшу роль відіграють цифрові 3D моделі як реальних, так і створюваних об'єктів. Моделі реальних об'єктів потрібні в архітектурі, машинобудуванні, різного роду тренажерах (симуляторах літаків, автомобілів тощо). Моделі створюваних об'єктів використовують в технологіях 3D друку та віртуальної реальності. 3D друк стає важливим напрямком швидкого і досить дешевого виробництва як прототипів, так і деталей різних механізмів, форм для ливарного виробництва, медичних протезів. Побудова віртуальної реальності значно спрощується, якщо є готові цифрові образи реальних об'єктів і не потрібно писати складні програми для їх формування.

Швидке створення цифрових моделей реальних об'єктів стало можливим з появою 3D сканерів – пристроїв, які здійснюють контактну або безконтактно зондування об'єкта, вимірюють відстані до множини точок його поверхні і створюють у такий спосіб у пам'яті комп'ютера цифрову модель об'єкта [1].

Контактні сканери

Контактні сканери безпосередньо взаємодіють з об'єктом за допомогою

щупа або контактної руки і, виходячи з отриманих даних, формують модельний масив точок поверхні об'єкта.

За механізмом дії контактні сканери поділяють на 3 види, в яких використовують:

- каретку з вимірювальною рукою, розміщеною вертикально (вимірювання вздовж осей відбувається, поки рука рухається вздовж каретки; такий сканер підходить для звичайних плоских або рельєфних поверхонь);

- маніпулятор з високоточними кутовими датчиками, які вимірюють лінійні та кутові переміщення вимірювальної руки (такий механізм найкраще підходить для дослідження внутрішньої поверхні об'єкта з невеликим вхідним отвором);

- поєднання каретки і контактної руки, що дозволяє створювати моделі великих об'єктів складної форми (з отворами та поверхнями на різних рівнях).

Високоточні контактні сканери виробничого призначення називають контактнo-вимірювальними машинами (КВМ). Наприклад, канадську КВМ типу GLOBAL Advantage (рис. 1) застосовують для

розмірного контролю деталей з жорсткими вимогами та допусками, для сканування складних деталей або деталей зі складною поверхнею довільної форми (шестерні, турбінні лопатки тощо) [2].

Недоліками контактних сканерів є те, що досліджувана поверхня може

бути пошкоджена, якщо вона крихка або недостатньо тверда для того, щоб витримати натиск досліджуючого щупа або руки. Також, даний тип сканерів порівняно зі сканерами, що використовують різноманітні хвилі, має доволі низьку швидкість сканування.



Рис. 1. Зовнішній вигляд 3D сканера GLOBAL Advantage

Безконтактні активні сканери

Безконтактні сканери (активні та пасивні) не потребують безпосереднього контакту з поверхнею об'єкта для сканування його поверхні. В активних безконтактних сканерах для зчитування рельєфу поверхні використовують лазерне та

рентгенівське випромінювання, а також ультразвук, в пасивних – цифрові зображення.

Часопролітні лазерні 3D сканери

У цьому виді сканерів використовують часопролітний лазерний далекомір, який визначає відстань до поверхні об'єкта за часом прольоту лазерного імпульсу туди і

назад. Лазерний далекомір визначає за одне вимірювання відстань лише до однієї точки поверхні об'єкта, тому зчитування рельєфу поверхні здійснюють дискретним поворотом вимірювальної осі пристрою, наприклад, за допомогою обертового дзеркала. 3D сканери такого типу можуть вимірювати від 10 000 до 100 000 точок за секунду [1].

Часопролітний сканер дозволяє сканувати предмети на відстанях до кількох кілометрів, що робить можливим його використання для сканування великих штучних та природних об'єктів. Однак даний вид сканерів має невелику точність на малих відстанях, що пов'язано з необхідністю дуже точного вимірювання часових інтервалів. Для досягнення точності в 1 мм похибка у вимірюванні часу прольоту імпульсу не повинна перевищувати 5 пс. Також погано на точність впливає

сканування краю об'єкта, так як на закругленій поверхні світлова пляма подовжується у напрямку вимірювання і зростає невизначеність координати точки відбиття лазерного імпульсу.

Тріангуляційні сканери

Тріангуляційні сканери, подібно до часопролітних, використовують лазерний промінь, який спрямовується на поверхню досліджуваного об'єкта. Зображення світлової плями на об'єкті подають на цифрову камеру. У залежності від того, як далеко розташована світлова пляма, її зображення з'являється на різних пікселях камери. Для калібрування тріангуляційного вимірювача відстані використовують контрольну пластину, розташовану на відомій відстані, відмічаючи на цифровому зображенні положення контрольного пікселя (рис. 2).

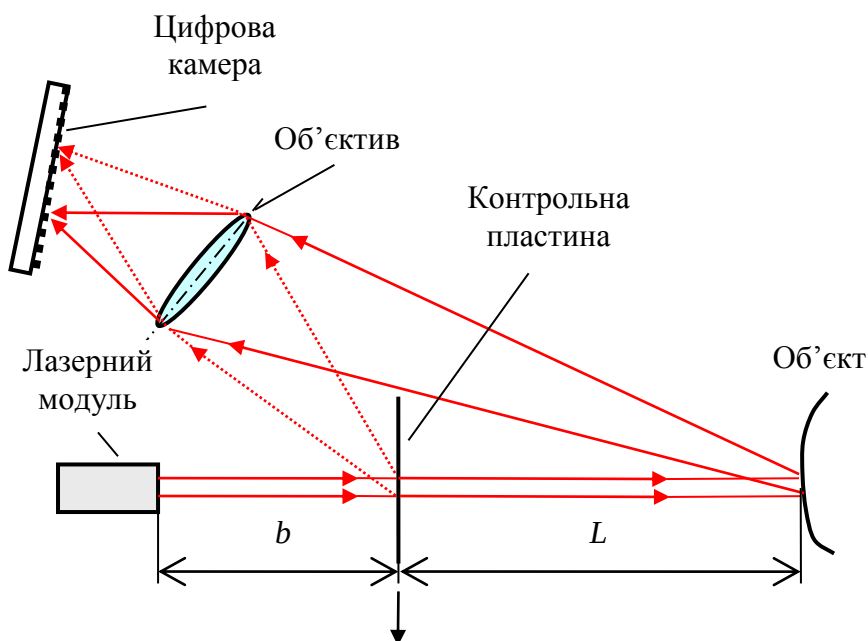


Рис. 2. Схема тріангуляційного вимірювача відстані

Тріангуляційний метод вимірювання відстані був відомий задовго до появи лазерів і ґрунтувався на тому, що схема вимірювання утворює прямокутний трикутник, в якому відстань є одним з катетів, який знаходять за відомим іншим катетом (базою) та вимірним гострим кутом.

Тріангуляційний сканер має високу роздільну здатність (до десятків мікрометрів), однак сканування об'єкту з високою роздільною здатністю займає досить багато часу. Більш того, зображення може спотворитись, якщо об'єкт або сканер будуть рухатись. Фундаментальними обмеженнями тріангуляційного методу є спекл-структура лазерної плями на шорсткій поверхні об'єкта, яка виглядає в цифровому зображенні як сукупність світлих та темних пікселів, а також дифракційна межа Аббе в $\lambda/2$, характерна для будь-яких лінзових систем формування зображення (λ – довжина хвилі лазерного випромінювання) [3].

Сканери на основі коноскопичної голографії

Коноскопією називають спостереження інтерференційної картини, утвореної конусними світловими пучками. Коноскоп складається з кристала з подвійним променезаломленням, розташованого між двома фільтрами з круговою поляризацією, які забезпечують інтерференцію ортогонально поляризованих звичайної та незвичайної хвиль на виході

коноскопа шляхом перетворення лінійної поляризації у кругову.

Коноскопична голографія, як і звичайна голографія, є інтерферометричним методом запису зображення об'єкта. У коноскопичній голографії вимоги до когерентності джерела випромінювання та роздільної здатності фоточутливого шару датчика зображення значно менші, оскільки об'єкту та опорну хвилі утворюють незвичайна та звичайна хвилі кристала з подвійним променезаломленням і різниця ходу цих хвиль досить мала. За формою хвильового фронту коноскопична голографія нагадує голографію Габора, де також кожна точка об'єкта відображається в інтерференційній картині концентричними смугами (зонами Френеля). Осьове зміщення точки поверхні викликає радіальне переміщення смуг, за яким і визначають глибину рельєфу поверхні [4].

Сканери зі структурованим світлом

В основі цього метода сканування лежить проекція світлової сітки безпосередньо на об'єкт. Цифрова камера, розташована трохи в стороні від проектора, фіксує деформацію спроектованого малюнка сітки і за цими даними комп'ютер будує модель сканованого об'єкту. Перевагами сканерів, що використовують структуроване світло, є їх швидкість і точність. За частку секунди даний тип сканерів знімає не одну, а декілька точок або все поле зору відразу. Це

дозволяє уникнути спотворення даних від руху. До того ж, створені моделі об'єктів більш точні, порівняно з моделями, створеними за допомогою тріангуляційного сканера. Деякі існуючі системи дозволяють сканувати об'єкти в режимі реального часу.

Безконтактні пасивні сканери

Пасивні сканери, на відміну від активних, не випромінюють світло, а використовують те випромінювання, що надходить із навколишнього середовища. Зазвичай сканери даного типу використовують видиме або інфрачервоне випромінювання. Даний тип сканера є відносно дешевим, так як в більшості випадків не потрібно спеціальне складне обладнання, лише звичайна цифрова камера, але точність його невисока.

Стереоскопічні сканери

Даний тип сканерів використовує 2 цифрові камери, розташовані на певній базовій відстані одна від одної. Цифровий аналіз стереознімків дозволяє визначити відстань до кожної з точок. Точність такого сканера теж невисока.

Фотометричні сканери

Даний тип сканерів має одну камеру, яка робить декілька знімків за різних напрямків освітлення об'єкта. Модель об'єкта створюють, відтворюючи поверхню за множинами пікселів отриманих знімків.

Силуетні сканери

У сканерах цього типу використовують контури з послідовних фотографій об'єкта на

контрастному тлі. Отримані силуети виділяють зі знімків і перетворюють, щоб отримати видиму оболонку об'єкта. Даний спосіб не дозволяє будувати моделі об'єктів зі складною поверхнею.

Фотограмметричні сканери

Даний тип сканерів використовує принципи фотограмметрії, формуючи щось на зразок панорамний фотознімків. Спираючись на різні зображення об'єкта, користувач сам виявляє та ідентифікує деякі особливості форми об'єкта. Для цього використовують певні програмні додатки, такі як D-Sculptor, iModeler, Autodesk ImageModeler або PhotoModeler.

Такі сканери застосовують, коли потрібно швидко створити тривимірну модель об'єкта з простою формою, наприклад, будівлі.

Висновок

Сучасні методи 3D сканування об'єктів дозволяють виконувати різноманітні завдання, виходячи з того, якого розміру об'єкт потрібно просканувати, з якою точністю, як швидко та наскільки часто потрібно сканувати об'єкти і чи є вони крихкими або дорогими.

Література

1. Какие типы 3d сканеров существуют? [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: <https://3d-daily.ru/equipment/3dscan-type.html>; – назва з екрана;

2. GLOBAL S Координатно-измерительная машина, повышающая производительность [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: <http://www.hexagonmi.com/ru-RU/products/coordinate-measuring-machines/bridge-cmms/global-advantage>; – назва з екрана;
3. Alvarez I. On-line metrology with conoscopic holography: beyond triangulation / I. Alvarez, J. M. Enguita, M. Frade et al. // Sensors. – 2009. – Vol. 9, issue 9. – P. 7021–7037.
4. Sirat G. Conoscopic holography / G. Sirat, D. Psaltis // Optics Letters. – 1985. – Vol. 10, № 1. – P. 4–6.

УДК 621.38

Особливості реставрації магнетронів

Богапов Ф.Г.

Вступ

Починаючи з 50-х років минулого століття було здійснено багато відкриттів в галузі електроніки надвисоких частот (НВЧ). Ведучи розробки в цій сфері, вчені забезпечували удосконалення радіолокаційних станцій та створення побутового та комунікаційного обладнання.

Рухома двохкоординатна радіолокаційна станція (РЛС) кругового огляду була прийнята на озброєння в 1971 році і призначалася для ведення радіолокаційної розвідки повітряних цілей, забезпечення наведення винищувальної авіації і цілевказівки зенітним ракетним комплексам. РЛС перебувають на озброєнні радіотехнічних батальйонів і радіолокаційних рот і за якістю радіолокаційної інформації відноситься до класу систем бойового режиму.

РЛС забезпечує:

- виявлення повітряних цілей і визначення їх площинних координат: азимута і дальності;
- визначення державної приналежності виявлених цілей за принципом «свій-чужий» і

індивідуальне упізнання своїх об'єктів;

- визначення характеристик цілей – склад, бойові порядки, курс, швидкість, маневр.

Зазвичай, найчастішою причиною виходу магнетрона з ладу є саме катодний вузол, а інші вузли та деталі можуть бути цілком справні. Тому при модернізації та реставрації магнетрона виникає необхідність заміни катодного вузла на більш довговічний та по-можливості дешевший. В процесі роботи магнетрона відбувається вихід з ладу електронної гармати в результаті порушення вакууму – потрапляння вологи в СВЧ тракт, порушення системи охолодження. Для усунення цих причин необхідно своєчасно проводити контроль вакууму, контроль швів. Для поглинання газів, що виділяються із деталей, в магнетроні розміщується пористий титан, який при 500°C починає реагувати з газами. Використання «холодного катода» може забезпечити більш надійну роботу магнетрона.

При неповному узгодженні вивода енергії з резонансною системою частина високочастотної енергії поглинається магнетроном, що

призводить до додаткового нагрівання та виходу його із ладу.

На рис.1 зображена конструкція катодного вузла десяти сантиметрового діапазону довжини хвилі.

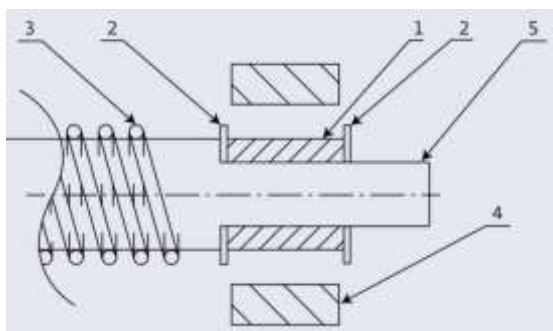


Рис.1 Конструкція катодного вузла магнетрона:

1—металопористий катод, 2—катодні екрани, 3—підігрівач, 4—анод, 5—кern катода

Таку конструкцію має й магнетрон, що є об'єктом нашого дослідження, параметри якого:

- центральна частота 3000 МГц;
- імпульсна потужність 500 кВт;
- анодна напруга 20 кВ;
- струм 50 А;
- тривалість імпульса 1,5 мкс.

В такому магнетроні використовуються

металопористі катоди на основі вольфрамової губки з алюмінатом-барія-кальція $2.5\text{BaO}+0.4\text{CaO}+\text{Al}_2\text{O}_3$, що дозволяє отримати густину струму термоємисії при $1000\ldots1100^\circ\text{C}$ в діапазоні $10\ldots15\text{ A/cm}^2$. Це досить непогані параметри для даного типу катода. В якості вихідних матеріалів

використовуються порошки карбонатів барію та кальцію; порошок вольфрама та порошок оксида алюмінію. При виготовленні катодних матеріалів порошки перемішуються в молярних пропорціях, віднесених до чистих оксидів. Після перемішування компонентів в установці планетарного типу зразки матеріалів розміщуються в молибденові лодочки з алундованим молибденовим вкладишем на нікелевих пластинах та спікають у вакуумній печі з плавним підйомом температури до 1200°C на протязі 2 годин. Після цього із спечених порошків пресують таблетки діаметром декілька міліметрів в залежності від типу приладу. Зразки металопористих катодних матеріалів отримують пропитуванням по стандартній технології пористої вольфрамової губки відповідними алюмінатами барію-кальцію.

Такий катод монтується в магнетрон, відбувається відкачка до глибокого вакуума порядку 10^{-6} Па та заварюється за допомогою електроконтактного та лазерного зварювання. Контроль за герметичністю на протязі кількох діб здійснюється вакуумметром.

Далі прилад ще має пройти ряд випробувань: електродинамічні — випробування на різних частотах з різними сигналами та калібрування вихідного контура магнетрона; механічні — випробування на вплив дорожньої тряски та ін.; термічні випробування — нагрівання та охолодження виробу від -50 до $+70^\circ\text{C}$ та утримання деякий час при такій температурі; випробування на

вологість, при яких магнетрон витримують кілька діб при 100% вологості. Тільки після всіх цих випробувань магнетрон потрапляє в цех кінцевих вимірювань, де його випробовують при робочих навантаженнях кілька діб.

Альтернативою металопористим катодам є безнакальний катод, схема якого представлена на рис.2.

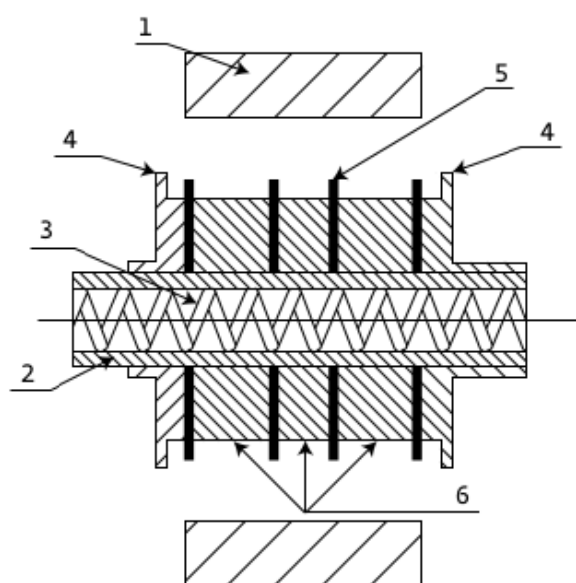


Рис.2. Конструкція магнетрона з холодним катодом:

1–анод; 2–ядро катода;
3–технологічний підігрівач;
4– екрани; 5–автоелектронні католи; 6–вторинно-емісійні католи

Час готовності до роботи магнетрона грає також дуже важливу роль, як і довговічність та надійність. Час готовності магнетронів з накальними катодами коливається від декількох секунд (з прямонакальними катодами) до декількох хвилин (з непрямокальними).

Складність полягає в тому, що катод необхідно розігріти до робочої температури і в деяких випадках це досягається короткочасною подачею високої напруги розжарювання або за рахунок підтримання катода в нагрітому стані. Такі режими роботи мають небажати наслідки в обох випадках: в першому знижується надійність підігрівача, а в другому продукти наплення з катода осідають на інших елементах пристав, що знижує електричну міцність та змінює частоту генеруємих коливань.

Кардинальним рішенням даної проблеми є безнакальний катод, що представляє собою автоелектронні католи (5) кільця товщиною до 4 мм з танталової фольги та вторинно-емісійний катод зі звичних матеріалів. При поданні імпульсної напруги на анод створюється об'ємний заряд, що під дією схрещених магнітних та електричних полів бомбардує вторинно-емісійний катод, що в свою чергу приводить до виникнення об'ємного заряду форми «спиця», що взаємодіє з полем НВЧ. Ресурс таких катодів за рахунок виключення ланки накалу підвищується в декілька разів.

Висновки

Магнетрони знаходять широке застосування в радіолокаційних станціях і системах побутового призначення завдяки високому коефіцієнту корисної дії, надійній роботі протягом тривалої дії та можливості реставрації при виході із ладу катодного вузла.

Література

1. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Т.2. Электровакuumные приборы СВЧ / Под ред. Н. Д. Девяткова. – М.: Высшая школа. – 1972. – 376 с.
2. Коваленко В.Ф. Введение в электронику сверхвысоких частот. – М.: Сов. радио, 1951. – 124 с.

УДК 577.2.08

Датчик на основі поверхневих плазмонних хвиль

Бойко Ю.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.

Вступ

Датчики, в яких використовують явище поверхневого плазмонного резонансу, є різновидом тонкоплівкових рефрактометрів. Датчики вимірюють зміни показника заломлення середовища, яке примикає до поверхні металевої плівки. Такі датчики зазвичай будують за схемою Кречмана, в якій тонка металева плівка нанесена на поверхню повного внутрішнього відбиття скляної призми. Схема Отто, в якій призма знаходиться на субмікронній відстані від поверхні металу, менш поширена, але вона дозволяє збуджувати поверхневий плазмонний резонанс за допомогою ближнього поля дифракції випромінювання на субмікронній апертурі, наприклад, загостреного оптичного волокна, що може стати окремим перспективним напрямком побудови плазмонних наносенсорів.

Принцип дії та конструкція плазмонного датчика

Поверхневі плаزمони – це колективні коливання електронів під поверхнею освітленого об'ємного металу, а у разі використання металевої плівки – у всій товщі плівки. За достатньої різниці у показниках заломлення діелектриків по обидва боки металевої плівки можлива поява

з боку меншого показника заломлення плазмонних поляритонів – квантів коливання електромагнітного поля, нерозривно пов'язаних з квантами коливання електричного заряду.

Поляритони утворюють над поверхнею плівки еванесцентне електричне поле, яке згасає на відстані менше 1 мкм від поверхні плівки. Це поле використовують для вимірювання параметрів діелектричного середовища, яке безпосередньо прилягає до металевої плівки. Зміна показника заломлення діелектрика впливає на умови збудження поверхневих плазмонних хвиль, а відповідно і поляритонних хвиль, змінюючи параметри відбитої хвилі, зокрема інтенсивність та фазу.

У даній роботі проаналізовано датчик на основі поверхневих плазмонних хвиль, принцип дії якого полягає у вимірюванні інтенсивності монохроматичного світла, відбитого від металевої плівки.

У разі використання схеми Кречмана для побудови датчика маємо тришарову структуру типу діелектрик-метал-діелектрик, а точніше – скло-метал-повітря (рис. 1). Для збудження поверхневих плазмонних хвиль у металі і зв'язаних з ними поляритонних хвиль у повітрі

потрібно виконати умову фазового синхронізму світлової та плазмонної хвиль [1]. Якщо $\mathbf{k}_0$ – це хвильовий вектор світлової хвилі у повітрі, то у призмі він стає рівним $\mathbf{k}_0\sqrt{\varepsilon_{gl}}$, де ε_{gl} – діелектрична проникність скла призми. За кута падіння θ випромінювання на металеву плівку компонента хвильового вектора вздовж межі скло-метал дорівнює $k_0\sqrt{\varepsilon_{gl}}\sin\theta$, де k_0 – хвильове число, $k_0 = \omega/c$, ω – частота випромінювання. За рахунок того, що діелектрична проникність скла більша за проникність повітря ($\varepsilon_{gl} > \varepsilon_{air}$, $\varepsilon_{air} = 1$), стає можливим зрівняти швидкості плазмонної та поляритонної хвиль, тобто досягти, щоб стала поширення поляритонної хвилі $\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_{gl}}\sin\theta$. Це і є умова фазового синхронізму, без виконання якої поляритонна хвиля не виникає.

У металу діелектрична функція є комплексною, тобто $\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{Re}(\omega) + i\varepsilon_{Im}(\omega)$, причому її дійсну та уявну частини можна виразити через показник заломлення металу n та його коефіцієнт екстинкції κ як $\varepsilon_{Re} = n^2 - \kappa^2$ та $\varepsilon_{Im} = 2n\kappa$. У свою чергу коефіцієнт екстинкції зв'язаний з коефіцієнтом поглинання α (присутнім в законі експоненціального ослаблення випромінювання Бугера-Ламберта-Бера) співвідношенням $\kappa = \alpha/2\omega$.

Внаслідок того, що реальний метал не є ідеальним провідником (уявна частина його діелектричної функції $\varepsilon_{Im} \neq 0$), довжина пробігу поляритонів L_{spp} на поверхні металу досить обмежена – для видимого випромінювання від 10 до 100 мкм залежно від параметрів металу та діелектрика [2]. Фактично цією довжиною обмежується розмір (принаймні в одному напрямку) чутливої поверхні датчика. Якщо поблизу чутливої поверхні датчика відбудеться локальна зміна діелектричної проникності середовища, наприклад, за рахунок потрапляння у зону чутливості наночастинки, зміняться інтенсивність та фаза відбитого випромінювання і умова фазового синхронізму спостерігатиметься за трохи іншого кута.

Спрощена схема плазмонного датчика зображена на рис. 1. Промінь поляризованого лазерного випромінювання через призму спрямовується на тонку золоту плівку, нанесену на грань повного внутрішнього відбиття призми. Зміною кута падіння світла досягають виконання умови фазового синхронізму. У разі виконання цієї умови спостерігається мінімум інтенсивності відбитого світла: збуджені поверхневі плаزمони відбирають частину енергії у падаючої світлової хвилі, що є причиною появи мінімуму на кривій інтенсивності відбитого світла.

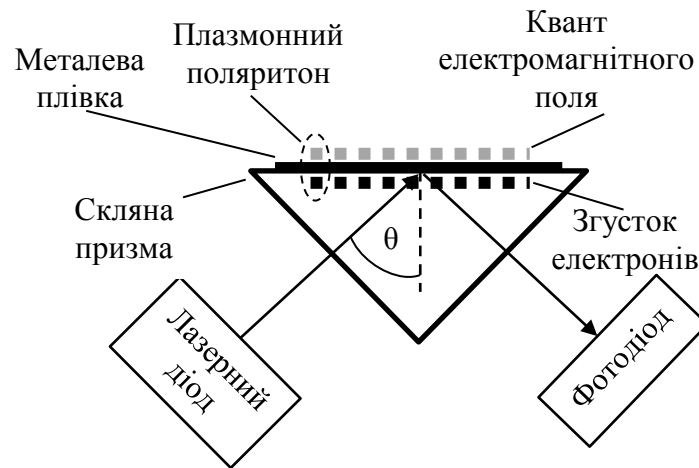


Рис. 1. Схема плазмонного датчика, побудованого за схемою Кречмана

Якщо діелектрична функція металу задовольняє умовам $\epsilon_{Re} \gg 1$ та $\epsilon_{Im} \ll \epsilon_{Re}$, то коефіцієнт відбиття металевій плівки може бути розрахований за формулою [2]

$$R = 1 - \frac{4\gamma_{abs}\gamma_{LR}}{[\beta - (\beta_0 + \Delta\beta)]^2 + (\gamma_{LK} + \gamma_{abs})^2}$$

де β_0 – стала поширення плазмонної хвилі для двошарової структури метал-діелектрик, $\beta_0 = k_0 \sqrt{\epsilon \epsilon_{gl} / (\epsilon + \epsilon_{gl})}$; $\Delta\beta$ – приріст сталої поширення за переходу від дво- до тришарової структури, який можна розрахувати для заданої товщини металевій плівки за формулами Френеля [3]; γ_{abs} – коефіцієнт згасання випромінювання внаслідок поглинання, $\gamma_{abs} = \text{Im}(\beta_0)$; γ_{LR} – коефіцієнт згасання випромінювання внаслідок витоку, γ_{LK} – внесок згасання випромінювання у повні оптичні втрати, $\gamma_{LK} = \text{Im}(\Delta\beta)$.

Розрахунок показує, що найкращим значенням товщини золотої плівки є 50 нм, так як при

такій товщині забезпечується ефективне спостереження явища плазмонного резонансу.

Золото та срібло є традиційними металами у плазмонних пристроях, але у нанорозмірних шарах металу важко забезпечити однорідність плівки. Останнім часом дослідники звернули увагу на оксид індію-олова (ITO), поширений матеріал для прозорих електродів. Оптимальним значенням товщини плівки для спостереження у цьому матеріалі плазмонних поляритонів є 160 нм [4].

На рис. 2 зображена структурна схема стенду для дослідження плазмонного датчика. У конструкції датчика передбачено використання лазерного діода з довжиною хвилі 650 нм та потужністю 50 мВт. Модуляція інтенсивності випромінювання лазерного діода з частотою 1 МГц здійснюється за допомогою високочастотного генератора, сигнал якого керує струмом драйвера лазерного діода. Коліматор формує паралельний пучок, який спрямовується на призму. Контроль за поляризацією

випромінювання здійснюється за допомогою поляризатора.

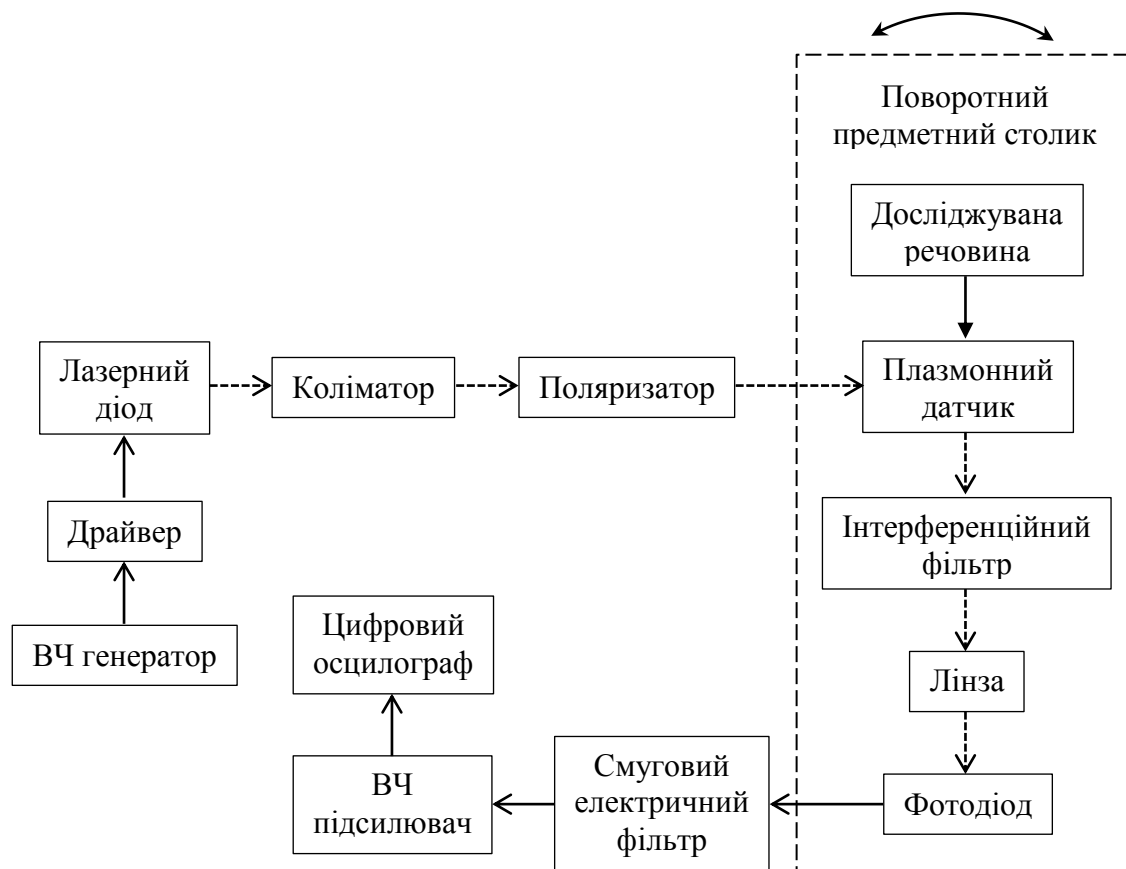


Рис. 2. Структурна схема стану для дослідження плазмонного датчика

Плазмонний датчик (призма з металевою плівкою) знаходиться на поворотному предметному столику, де розташовано також інтерференційний фільтр (для зменшення фонового засвічування), фотодіод з малою фоточутливою поверхнею (для зменшення шумів) та фокусувальна лінза.

Фотоелектричний сигнал проходить крізь вузькосмуговий фільтр, який видаляє з сигналу низькочастотні флікер- та вібраційний шуми, зменшує тепловий шум та подається на цифровий осцилограф. Осцилограф дозволяє швидко порівнювати осцилограми, зняті за

різних умов, та обробляти результати експериментів.

Висновки

Метою даної роботи є аналіз принципів побудови датчика на основі поверхневих плазмонних хвиль та розробка стану для дослідження плазмонного сенсора.

Плазмонний датчик призначений для вимірювання локальних змін діелектричної проникності середовища, яке безпосередньо прилягає до металевої плівки, нанесеної на поверхню скляної призми. За допомогою датчика можна відслідковувати також перебіг різних процесів в діелектричних

середовищах, зокрема біохімічних процесів у водному середовищі.

Ураховуючи те, що досліджувана речовина має знаходитись в зоні дії еванесцентного поля (приблизно $100 \times 100 \times 1$ мкм³), можливі різні варіанти взаємодії предмету дослідження з полем, використовуючи, наприклад:

- розміщення досліджуваних наночастинок у рідині, нанесеній на поверхню металевої плівки призми, і їх переміщення за допомогою лазерного пінцета;
- використання скляної підкладки, поверхня якої паралельна поверхні металізованої грані призми і підводиться до неї на відстань приблизно 1 мкм, з розташованій на ній нанорозмірними предметами дослідження у вигляді плівки або наноб'єктів, притиснутих

до підкладки електро- або магнітостатичними силами.

Література

1. Климов В. В. Наноплазмоника / В. В. Климов. – М.: Физматлит, 2009. – 480 с.
2. Maier S. Plasmonics: fundamentals and applications / S. Maier. – New York : Springer, 2007. – 223 p.
3. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф, изд 2-е. – М.: Наука, 1973. – С. 583.
4. Rhodes C. Dependence of plasmon polaritons on the thickness of indium tin oxide thin films / C. Rhodes, M. Cerruti, A. Efremenko et al. // J. Appl. Phys. – 2008. – Vol. 108, issue 9. – P. 093108-1–093108-6.

УДК 621.385.69

НВЧ – синтезатор частоти з опорним генератором довільної форми сигналу

Леонюк П.В., Грамарчук Ю. О., к.т.н., доц. Кобак М. М.

Для генерації надвисоких частот зазвичай застосовується спосіб, побудований на принципі поєднання схеми синтезатора частоти з генератором, що керується напругою та кварцевий задавальний генератор. Для цього винайдено безліч схем поєднання цих структурних компонент, проте для стабілізації надвисоких частот застосовуються діелектричні високодобротні резонатори [1].

Розвиток прийнятно – перетворювальних систем призводить до пошуку рішень до НВЧ-пристроїв, що мають малі розміри, високу продуктивність та забезпечення енергоефективності. Застосування традиційних схем опорного генератора, таких як поверхнево – акустичні хвилі або кварцовий задавальний елемент не забезпечує вимог до стабільності, а також завдає проблем при переналаштуванні частот, що призводить до обмеження застосування радіопристроїв, як наприклад обмеження багатоканальності.

Пристрої на основі генерації сигналів довільної форми застосовуються для пошуку рішень широкого спектру задач. Такі

генератори є досить стабільні та здатні швидко виконувати переналаштування частот. Для НВЧ-синтезаторів, що вимагають

майже негайного перемикавання сигналів, такий генератор є досить доступним та оптимальним.

Опорний генератор сигналів довільної форми має ряд переваг:

Створює стабільні сигнали стандартних функцій, у т. ч. синусоїди і меандри – яким притаманні висока точність та швидке переналаштування по частоті.

Це дозволяє забезпечувати покращене керування фазовими, частотними та амплітудними характеристиками вихідного сигналу. Розглядається концепція пристрою, що має у своєму складі джерело опорних коливань, що видає довільну форму сигналу. Такий вид джерела опорних коливань дозволяє формувати високостабільний вихідний сигнал та забезпечувати оперативне переналаштування частот.

В реєстрі пам'яті опорного генератора зберігається декілька стандартних сигналів. Зазвичай, найбільше застосування мають синусоїдальні сигнали та меандри.

Комірки пам'яті, в яких зберігаються форми сигналів, є доступні для перепрограмування.

Архітектура НВЧ – синтезатора прямого цифрового циклу забезпечує високу швидкість переналаштування

частоти, що впливає на спрощення задавання частотних та фазових змін, що в свою чергу підходить для частотного калібрування приймально – перетворювальних модулів.

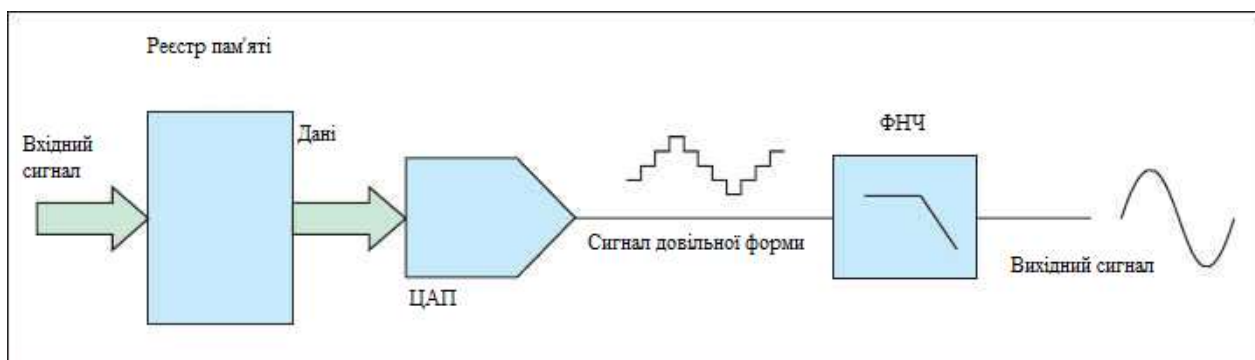


Рис. 1. Формування опорного сигналу

Принцип роботи такого пристрою засновано на принципі прямого цифрового синтезування коливань, іншими словами DDS (direct digital synthesis). Принцип полягає у тому, що цифрові дані, які представляють цифровий еквівалент сигналу необхідної форми, послідовно зчитується з пам'яті сигналу і поступають на вхід цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Такий перетворювач тактується з частотою дискретизації генератора і видає послідовність ступенів напруги, що апроксимує необхідну форму сигналу. Ступенева напруга потім згладжується фільтром нижніх частот (ФНЧ), в результаті чого відновлюється остаточна форма сигналу[2].

Загальні принципи, що лежать в основі побудови перетворювачів частоти на основі синтезатора, є:

- схеми засновані на використанні одного високостабільного опорного коливання з деякою частотою f_0 , джерелом якого зазвичай є опорний кварцовий генератор або генератор об'ємно – акустичних хвиль;
- синтез частот здійснюється широким використанням подільників, помножувачів та перетворювачів, що забезпечують використання одного опорного коливання для формування сітки частот;
- декадне встановлення частоти збудника сигналів.
- По методу формування вихідних коливань синтезатори підрозділяються на дві групи: виконані за методом прямого (пасивного) синтезу і виконані

за методом непрямого (активного) синтезу.

До першої групи належать синтезатори, в яких вихідні коливання формуються шляхом ділення та множення частоти опорного генератора з подальшим складанням і відніманням частот, отриманих в результаті ділення та множення.

До другої групи належать синтезатори, що формують вихідні коливання в діапазоні автогенератора гармонійних коливань з параметричною стабілізацією частоти, нестабільність якого усувається системою автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) за еталонними (високостабільними) частотами[3].

Синтезатори обох груп можуть бути виконані з використанням аналогової або цифрової компонентної бази.

Високостабільний кварцовий генератор сигналів довільної форми ОГ формує коливання з частотою f_0 , які надходять на дільники та помножувачі частоти ДЧ і ПЧ. Дільники частоти знижують частоту ОГ f_0 в ціле число разів (d), а помножувачі частоти збільшують її в ціле число разів (k). Частоти, отримані в результаті ділення та множення частоти опорного генератора (f_0), використовуються для формування опорних частот у спеціальних пристроях, які називають датчиками опорних частот (ДОЧ).

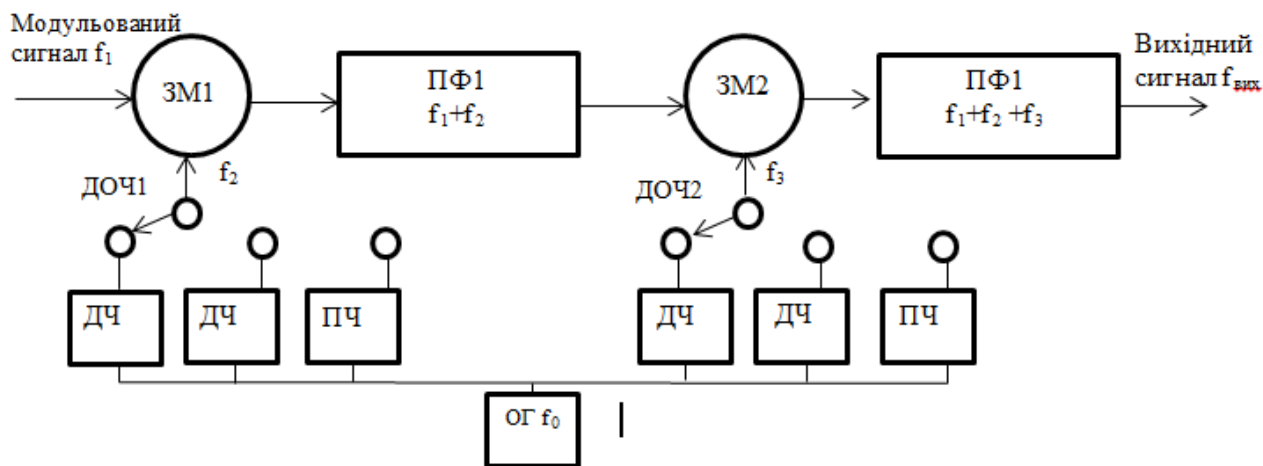


Рис. 2. Датчики опорних частот

Загальна кількість ДОЧ у синтезаторі частот СЧ залежить від діапазону формованих синтезатором частот і інтервалу між сусідніми частотами: чим ширше діапазон

частот СЧ і менше інтервал, тим більша кількість ДОЧ потрібно.

При декадній установці частоти кожен ДОЧ формує десять опорних частот з певним інтервалом між сусідніми частотами. Загальна

кількість необхідних датчиків визначається кількістю цифр (розрядів) в записі максимальної частоти синтезатора [4]. Наприклад, максимальна частота синтезатора, що формує сітку частот з інтервалом $\Delta f = 1 \text{ кГц}$, $5 \text{ МГц} = 5000 \text{ кГц}$, тобто містить чотири розряду. Тому синтезатор повинен мати чотири датчика опорних частот:

ДОЧ I, формує десять частот з інтервалом $\Delta f_1 = 1 \text{ кГц}$,

ДОЧ II - 10 частот з інтервалом $\Delta f_2 = 10\Delta f_1 = 10 \text{ кГц}$,

ДОЧ III - 10 частот з інтервалом $\Delta f_3 = 10\Delta f_2 = 100 \text{ кГц}$,

ДОЧ IV формує частоти з інтервалом $\Delta f_4 = 10\Delta f_3 = 1000 \text{ кГц} = 1 \text{ МГц}$.

Кількість опорних частот з інтервалом 1 МГц в даному прикладі тільки п'ять. Опорні частоти, сформовані у датчиках, подаються на змішувачі. Смугові перемикаючі фільтри, ввімкнені на виході змішувачів, виділяють в даному прикладі сумарну частоту: на виході першого $f_1 + f_2$, на виході другого $f_1 + f_2 + f_3$, на вихід третього $f_1 + f_2 + f_3 + f_4$. Частота на виході збудника при декадній установці визначається положеннями перемикачів кожної декади.

Висновки

Відносна нестабільність частоти на виході синтезатора дорівнює нестабільності опорного генератора. Недоліком такого типу синтезаторів є

наявність на його виході великого числа комбінаційних частот, що пояснюється широким використанням змішувачів, проте цей недолік компенсується більш стабільним опорним сигналом, що у поєднанні з пристроями частотного перетворення дають можливість їх використання у системах, які потребують швидкого і точного перемикавання каналів.

Література

1. Диэлектрические резонаторы/ М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятых, Л.Г. Гассанов и др.; Под ред. М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.
2. Твердотельные СВЧ генераторы малой мощности, 2012 р. Мальцев В. А., Мякинков В. Ю., Рудый Ю. Б., Горюнов И. В., Гусев А. П., Лебедев В. Н., Тыртышников А. В., Чугуй А. П. ФГУП «НПП «ИСТОК» 191120
3. Монолитные генераторы СВЧ-диапазона, электроника: наука, технология, бизнес, А. Галдецкий, 4/2005
4. 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 543.068.52

Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу

Пінькавський О.С., к.т.н., проф. Кузьмичев А.І.

Теперішній час характеризується проблемами екологічного характеру, тому потрібно виявляти шкідливі речовини у навколишньому середовищі та вимірювати їх концентрації. У зв'язку з цим перспективним напрямком сучасної електроніки є створення відповідних аналітичних приладів.[1-5]

Цілью нашої роботи є розгляд можливостей полум'яно-іонізаційних ефектів для створення пристрою аналітичного призначення.

1. Властивості полум'я як елемента аналітичної апаратури.

Полум'я — газоподібне середовище, що включає в себе (у ряді випадків) дисперговані конденсовані продукти, в якому відбуваються фізико-хімічні перетворення реагентів, що приводять до світіння, тепловиділення і саморозігріву. Концентрація заряджених частинок може бути настільки великою, що полум'я здобуває властивості плазми. Газоподібне середовище полум'я містить заряджені частинки (іони, радикали), що обумовлює наявність електропровідності полум'я і його взаємодії з електромагнітними полями

Тому полум'я займає певне місце в плазових системах. Діаграма на рис. 1 представляє значення щільності

плазми та енергії часток для різних систем.

З діаграми видно, що полум'я має такі характеристики – енергія його частинок складає 1eV та має щільність 10^{15} частинок/м³.

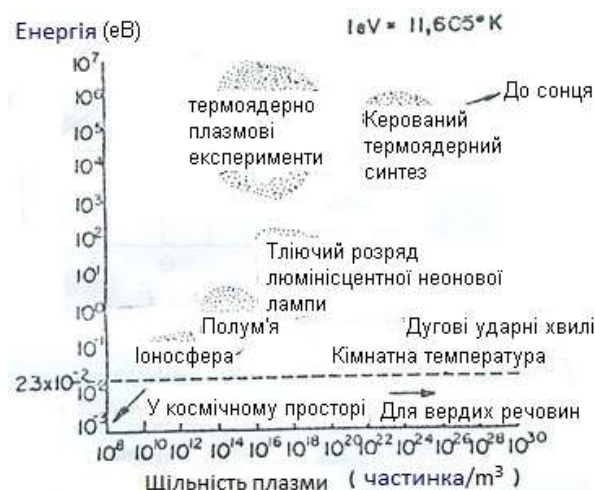


Рис. 1. . Щільність плазми від енергії часток (електронів) для різних плазових систем

На рис. 2 зображена поведінка температури електронів та іонів при підвищенні тиску до атмосферного та вище. Оскільки полум'я існує при атмосферному тиску (760 Торр) ми маємо рівноважну плазму, де температура електронів та іонів приблизно рівна.

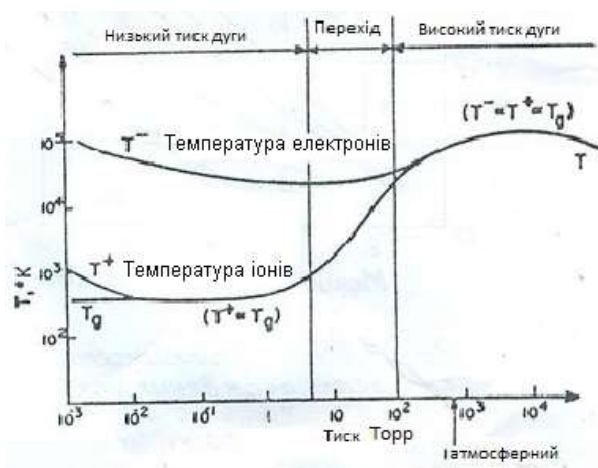


Рис. 2. Відношення температури іонів і електронів до тиску газу в плазмі

Плазму полум'я описують рівнянням Саха:

$$\frac{n_e n_z}{n_{z-1}} = \frac{2Q_z(T)}{Q_{z-1}(T)} \left(\frac{mkT}{2\pi\hbar^2} \right)^{\frac{3}{2}} \times \exp\left(-\frac{\varepsilon_{\text{іон},z-1} - \Delta\varepsilon_{\text{іон},z-1}}{kT} \right)$$

де $\varepsilon_{\text{іон},z-1}$ – енергія (z-1) ступеня іонізації для ізольованих систем; $\Delta\varepsilon_{\text{іон},z-1}$ – зменшення енергії іонізації обумовлена взаємодією в плазмі.

Розрізняють два види полум'я: 1) полум'я, в котрих горючий газ попередньо змішується з газом-окисником, і суміш витікає із сопла пальника; 2) полум'я, у яких горіння палива відбувається за рахунок дифузії кисню з навколишньої атмосфери (дифузійне полум'я). Слід мати на увазі, що такий розподіл умовний. Якщо швидкості горіння відносно високі, то використовують полум'я другого виду, в протилежному випадку – першого.

2. Різновиди полум'яних аналітичних пристроїв

2.1. Оптична атомно-абсорбційна спектроскопія

Атомно-абсорбційна спектроскопія – поширений метод в аналітичній хімії кількісного елементного аналізу за допомогою атомним спектрам поглинання (абсорбції) зондуючого випромінювання для визначення складу речовин які входять до складу полум'яного середовища.

Атомно-абсорбційний спектральний аналіз відносять до найбільш важливих та ефективних методів дослідження неорганічних з'єднань, особливо при визначенні слідів речовин.

Полум'яну атомно-абсорбційну спектроскопію відносять до досить ефективних і швидких методів. Завдання полум'я заключається в тому, щоб отримати речовину яка аналізується, в атомізованому стану. Стійке горіння полум'я можливо лише при умові, що швидкість потоку газової суміші буде рівна швидкості його згорання. Тому у випадку швидкого згорання сумішей газів доводиться працювати з високими швидкостями потоку і тут ми можемо говорити про два різні види полум'я, які різняться своєю температурою:

1. Полум'я суміші повітря та ацетилену.

2. Полум'я суміші оксид азоту та ацетилену.

Також в залежності від випадку можуть використовуватися полум'я

суміші: метан та повітря, водень та кисень.

2.2. Оптична атомно-емісійна спектрометрія.

Атомно-емісійна спектрометрія чи атомно-емісійний спектральний аналіз являє собою сукупність методів елементного аналізу, заснованих на дослідженні спектрів випромінювання вільними атомами та іонами у газовій фазі.

Атомно-емісійні спектри дуже багаті лініями. Це призводить до того, що для визначення одного елементу пропонується велике число ліній, та спектральні перешкоди при цьому стають одною з головних проблем оптичної емісійної спектрометрії. Селективність по елементам при атомно-емісійній спектрометрії визначається виключно високою роздільною здатністю спектрометричного приладу.

2.3. Полум'яно-іонізаційне детектування

Принцип роботи полум'яно-іонізаційного детектора (рис. 3). полягає в тому, що при звичайних умовах газу не проводять електричний струм, але якщо в результаті якого-небудь впливу в газі утворюються іони або вільні електрони, то навіть при дуже невеликій концентрації цих частинок газу стають провідниками електричного струму.

До потенційному електроду додається напруга для збору іонів, а з колекторного електрода знімається сигнал детектора.

У полум'ї чистого водню число іонів дуже мало, опір міжелектродного простору дуже великий ($10^{14} - 10^{15}$ Ом) і струм детектора дуже малий (10^{-12} - 10^{-11} А). Цей струм виникає за рахунок іонізації домішок, що містяться в газі-носії, водні та повітрі, і є постійним фоновим струмом детектора.

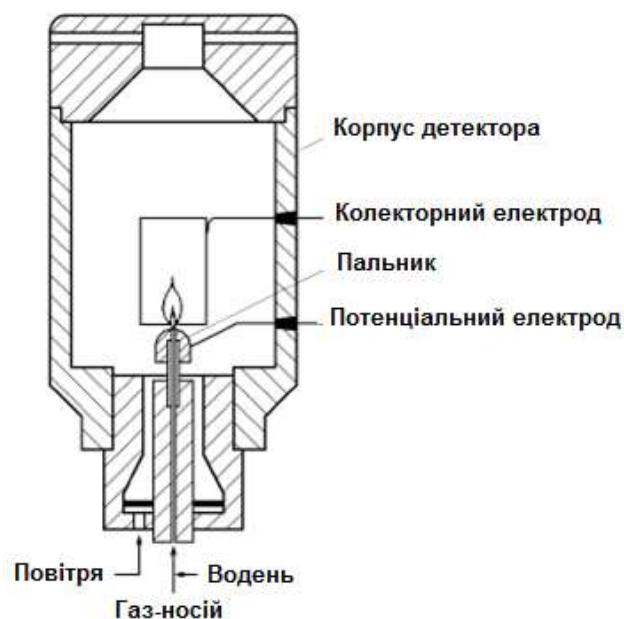
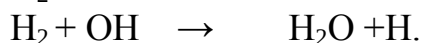
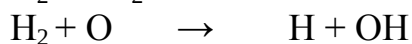


Рис. 3. Схема Полум'яно-іонізаційного детектору

При горінні чистого водню в полум'яно-іонізаційному детекторі протікають наступні процеси, що призводять до утворення ряду елементарних частинок:



Продукти цих процесів відносяться з камери детектора надлишком повітря.

Полум'яно-іонізаційний детектор не дає показань для наступного ряду

сполук: COS , CS_2 , H_2S , NO , NO_2 , NH_3 , CO , CO_2 , H_2O , SiCl_4 , SiHCl_3 , SiF_4 . У разі присутності в аналізованій пробі зазначених з'єднань чутливість детектора до інших сполук не змінюється.

Полум'яно-іонізаційний детектор має як ряд переваг так і ряд недоліків.

Переваги:

- лінійний діапазон детектування 10^7 ;
- висока швидкодія;
- невеликий об'єм робочої камери;
- діапазон робочих температур до 400°C та вище;
- можливість використання дешевого газу-носія (азот);
- порівняно низька вартість детектора.

Недоліки:

- нечутливість до ряду з'єднань;

- деструктивність проби (руйнує пробу);
- вибухонебезпечність (якщо водень);
- необхідність в електрометричного підсилювачі;
- нелеткі продукти згоряння (SiO_2) можуть відкладатися на електродах, порушуючи стабільність роботи.

3. Розробка лабораторного пристрою для дослідження полум'яно-іонізаційних явищ.

У лабораторії кафедри був розроблений полум'яно-іонізаційний пристрій, який вимірює струм іонів які генеруються у полум'ї також планується дослідження синергетичного ефекту. Схема електричного живлення зображена на рис. 4. Тут трансформатор TV - типу ТА-174-127/220-50. Випрямляючий діод VD - Д1005А.

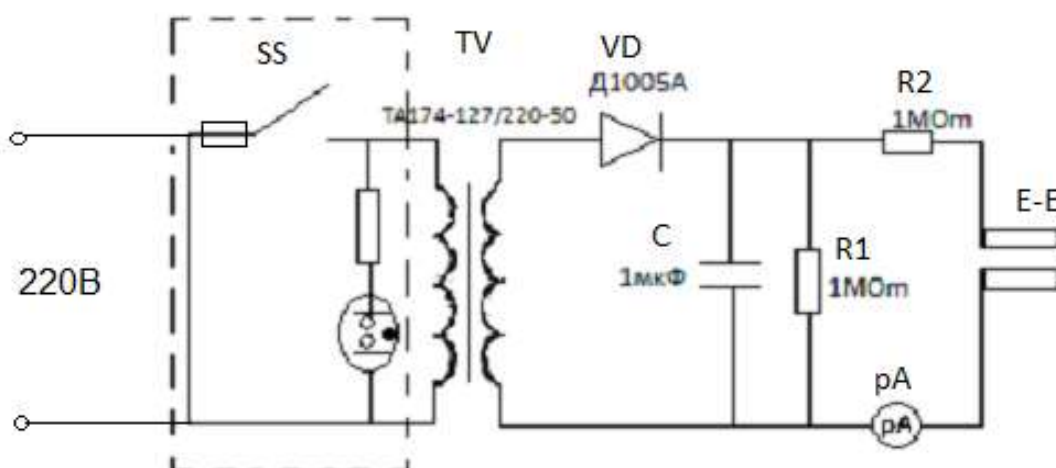


Рис. 4. Схема електричного живлення полум'яно-іонізаційного детектору (E-E – електроди для вимірювання іонного струму)

На рис. 5 зображений макет полум'яно-іонізаційного пристрою. Були використані спиртовий пальник для створення початкового полум'я та графітові електроди. На одну пару з них ми подаємо напругу (центральні два електроди), а за допомогою двох крайніх (Е-Е, див. рис. 4.) ми вимірюємо струм іонів з полум'яного середовища. Якщо у полум'я потрапляє якась стороння легко іонізуюча сполука то крайні електроди реєструють зміну струму іонів, які надходять з полум'я.



Рис. 5. Макет полум'яно-іонізаційний детектору

Подача напруги на центральні електроди використовується для визначення синергетичного ефекту сумісної взаємодії полум'я та електро-іонізаційного процесу. Як відомо, електричне поле у полум'яі призводить до появи синергетичного ефекту - значного підсилення іонізації у полум'яі. Таким чином, ми можемо за допомогою крайніх електродів реєструвати синергетичний ефект при підтримуванні полум'я між середніми електродами на які подається зовнішня напруга. Планується подача на середні електроди напруги постійного та змінного струму низької

та високої частоти. А також, електромагнітного поля на частоті 2,45 ГГц.

Висновки.

Проаналізований інформаційно-літературний матеріали з використання полум'я як елемента аналітичної апаратури екологічного призначення. Показана можливість використання режиму полум'яно-іонізаційного принципу детектування та вимірювання. Сконструйований макет, який пройшов перевірку на працездатність у лабораторних умовах для проведення досліджень полум'яно-іонізаційного принципу детектування. Планується його використання для проведення як наукових досліджень, так і для демонстрації іонізаційних процесів у полум'яі під час лекцій з курсу Електронно-фотонні методи в екології.

Література

1. Кузьмичев А.И. Атомно-спектральный анализ. Выпуск 2./ Кузьмичев А.И. - Киев 2000 – 83 с. – (Учебно методическое пособие. К.: НТУ У «КПИ) – УДК 543.27
2. Котельников И.А. Лекции по физике плазмы: Учеб. пособие./ Котельников И.А. Ступаков Г.В. - Новосибирск 1996. – 136 с. – (для студентов физического факультета НГУ Новосибирский университет). - УДК 933.
3. Винарский В.А. Хроматография./ Винарский В.А. - Минск 2003. - 169 с. –

- (Курс лекцій в двух частях:
Часть 1. Газовая
хроматография.)(Научно-
методический центр
«Электронная книга БГУ»). -
ISBN – 985-445-690-0
4. Бёккер Ю. Спектроскопия./
Бёккер Ю. - Москва:
Техносфера 2009. – 528 с. -
ISBN – 975-5-94836-220-5
5. Семиохин И.А. Элементарные
процессы в
низкотемпературной плазме./
Семиохин И.А. - Москва 1988 –
142 с. – (учебное пособие.
Издательство Моск. ун-та) –
ISBN – 5-211-00116-8.

УДК 534.24

Математична модель пов'язаних ПАХ-хвильоводів

Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.

1. ВСТУП

Тонкоплівкові хвильоводи поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) запобігають розширенню пучків ПАХ, що в свою чергу дозволяє більш раціонально використовувати площу підкладки і змінювати напрям поширення хвилі, що обумовлює їх використання для поліпшення параметрів акустоелектронних пристроїв.

Хвильоводи поверхневих акустичних хвиль використовують для створення фільтрів та ліній затримки на тривалий час, пристроїв згортки радіоімпульсів, відгалужувачів, подільників потужності, циркуляторів, сенсорів фізичних та механічних величин [1]. П'єзоелектричні звукопроводи та хвильоводи, в яких поширення ПАХ супроводжується біжучим електричним полем, можуть знайти застосування у вимірювальних перетворювачах (ВП) лінійних та кутових переміщень, кутової швидкості [2-4].

Завданням досліджень є розробка математичної моделі двох п'єзоелектричних ПАХ.

2. Моделювання ПАХ-хвильоводів.

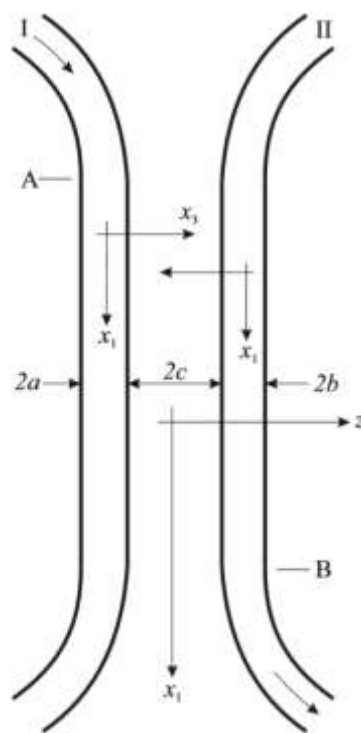


Рис. 1. Схема двох слабо пов'язаних ПАХ хвильоводів на підкладці

ПАХ-хвильоводи представляють собою геометричні структури, що обмежують хвилю в поперечному напрямку на поверхні підкладки. На рис. 1 зображено схему двох слабо пов'язаних ПАХ хвильоводів на підкладці. Зв'язок між ними описується коефіцієнтом розподілу k , який характеризує розподіл енергії сигналу при переході ПАХ з першого хвильоводу в другий. Коефіцієнт розподілу залежить від відстані між хвильоводами ($2c$) [5-6] і ця відстань

має бути меншою або дорівнювати відстані від А до В. Відстань від А до В називається довжиною зв'язку (довжиною муфти).

Для створення ПАХ хвильоводів для ВП доцільно застосувати плівковий хвильовід на базі п'єзоелектричної плівки ZnO на підкладці із плавленого кварцу $\text{SiO}_{2\text{пл.}}$, поперечний переріз якого представлений на рис.2 [7].

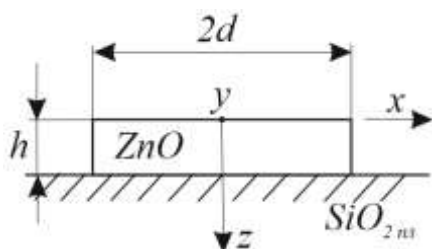


Рис. 2. Поперечний переріз

ПАХ-хвильоводу

Направлене поширення ПАХ в плівковому хвильоводі, на відміну від розповсюдження в необмеженому середовищі, характеризується дисперсією фазової швидкості хвилі, що виникає в результаті багаторазових відбиттів хвилі на границях хвильоводу. При цьому може спостерігатися багатомодовий процес поширення ПАХ, при якому кожна мода має свою фазову швидкість та критичну частоту. Це буде призводити до виникнення додаткових фазових зсувів у вихідному сигналі ПАХ-приймача, що внесе похибку у результати вимірювання. Тому, розробка та дослідження математичних моделей, що дозволяють обґрунтувати конструктивні параметри хвильовідних структур для забезпечення

одномодового режиму, є важливим завданням при створенні пристроїв на ПАХ [8].

Якщо, зв'язок між двома хвильоводами слабкий то зв'язок між ними можна описати через суму нижчих симетричних і антисиметричних мод по відношенню до центральної лінії між двома смужками. У цих умовах ми можемо написати

$$\begin{aligned} w &\approx w^a + w^A, z < 0, \\ w &\approx w^a - w^A, z > 0 \end{aligned} \quad (1)$$

де w^a і w^A є рішення, які, відповідно, симетричні і антисиметричні по відношенню до центральної лінії між смугами.

Очевидно w^a і w^A , відповідно, пропорційні $\cos(h\eta z)$ і $\sin(h\eta z)$ в залежності від області між смугами.

Ми можемо написати:

$$\begin{aligned} w &\approx F(x_3)[\cos \xi_a(x_1 - Vt) + \cos \xi_A(x_1 - Vt)]; \\ w &\approx F(y)[\cos \xi_a(x_1 - Vt) - \cos \xi_A(x_1 - Vt)]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_3 &< d + c; \\ y &< d + c, \end{aligned} \quad (2)$$

де F представляє собою функціональну залежність по відношенню до центральної лінії кожної смужки обох симетричних і антисиметричних мод по відношенню до центральної лінії між смугами; ξ_A та ξ_a – коефіцієнти зв'язку між хвильоводами. Оскільки коефіцієнти зв'язку малі і $\xi_A \approx \xi_a \approx \xi$, то згідно тригонометричних тотожностей рівняння (2) може бути представлено:

$$w = 2F(x_3) \cos[(\xi_A - \xi_a) / 2](x_1 - Vt) \cdot \cos[(\xi_A + \xi_a) / 2](x_1 - Vt), x_3 < d + c; \quad (3)$$

$$y = 2F(y) \sin[(\xi_A - \xi_a) / 2](x_1 - Vt) \cdot \sin[(\xi_A + \xi_a) / 2](x_1 - Vt), y < d + c.$$

Формули (3) ясно показують, що поширення ПАХ відбувається в напрямку хвильоводів і повне коливання відбувається за довжину λ_c , де

$$\lambda_c = 4\pi / (\xi_A - \xi_a) \quad (4)$$

Рівняння (3) також показує, що фази хвиль в двох хвильоводах відрізняються на $\pi/2$ в кожній точці.

Крім того, як наслідок слабкого зв'язку, ми маємо:

$$\xi_a = \xi - \Delta; \quad \xi_A = \xi + \Delta, \quad (5)$$

де Δ - величина малої зміни хвильового числа від одного з хвильоводів від нижчого симетричного або антисиметричного режимів двох хвильовідних структур з тією ж фазовою швидкістю.

З (4), (5) і відношення між ними знаходимо, що довжина зв'язку L_c дорівнює:

$$L_c = [\xi \pi \exp(2\eta c) / m V_\delta^2 \eta_1 \times \cos^2(\bar{\eta} d)] \{ [m(V^2 - V_\delta^2) / \eta] \times \cos(2\bar{\eta} d) \bar{m}(V^2 - \bar{V}_\delta^2)(d + \sin(2\bar{\eta} d) / 2\bar{\eta}) \}, \quad (6)$$

де

$$\bar{\eta} = \xi \sqrt{[(V^2 / \bar{V}_\delta^2) - 1]}; \quad \eta = \xi \sqrt{[1 - (V^2 / \bar{V}_\delta^2)]}. \quad (7)$$

Вираз для L_c в (6) можна представити в безрозмірному вигляді:

$$L_c / 2h = \pi q_\delta r_m \exp(xs) \times [(q^2 - \bar{q}_\delta^2 / (q_\delta^2 - q^2)^{1/2}] \times [G / \cos^2(\bar{x}G)], \quad (8)$$

де $G = d/h$ - нормована ширина хвильоводу; $q = V / V_\delta$; $q_\delta = V_\delta / V$.

Розрахунки довжини ділянки зв'язку можна записати в дещо іншій і, можливо, більш прозорій формі [9]:

$$L_c / 2h = (\pi / r_m) \exp(\bar{x}s) q_\delta^2 (1 / \psi) \times (x / \bar{x}) [xG / \cos^2(xG)], \quad (9)$$

де $s = c / h$.

Розрахунки довжини ділянки зв'язку $L_c / 2h$ проведені для плівкового хвильоводу на базі п'єзоелектричної плівки ZnO на підкладці із плавленого кварцу SiO_{2пл} при ширині хвильоводу $2d = 200$ мкм, висоті $h = 1$ мкм та швидкості поверхневої акустичної хвилі $V = 3400$ м/с (рис. 3).

Причиною такої поведінки є те, що сила зв'язку між сусідніми хвильоводами з фіксованою відстанню один від одного помітно зменшується зі зменшенням довжини хвилі. Така поведінка може поставити серйозні обмеження на використання двох слабо пов'язаних хвильоводів в практичних пристроях.

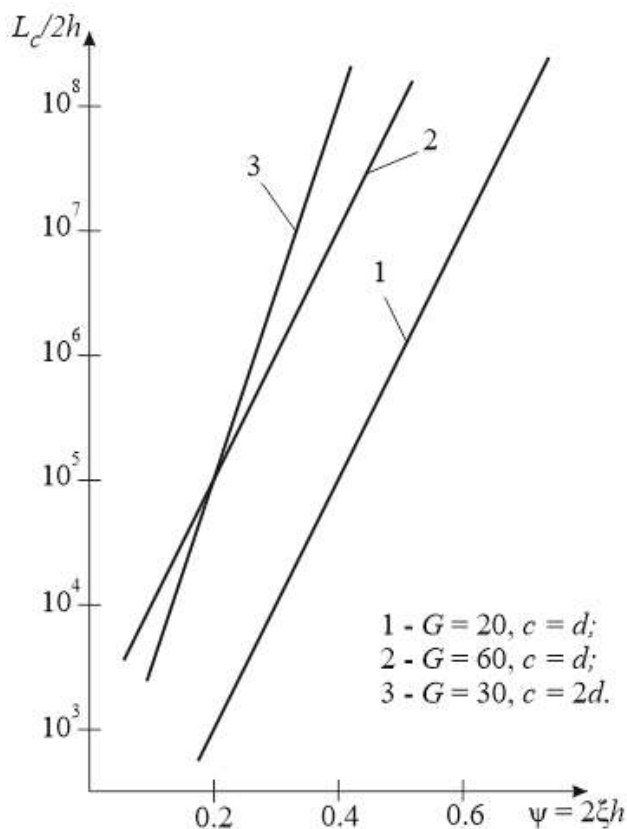


Рис. 3. Залежності довжини ділянки зв'язку двох слабо пов'язаних хвильоводів від хвильового числа

Висновки

Використання отриманих залежностей довжини зв'язку двох слабо пов'язаних хвильоводів від хвильового числа можуть бути використані при розробці пристроїв на ПАХ на базі хвилевідних плівкових структур.

Література

6. Поверхностные акустические волны / Под ред. А.Олинера; пер. с англ.; под ред. И.С.Реза. – М.:Мир, 1981. - 392 с.
7. Жовнір М. Ф. П'єзоелектричні плівкові хвильоводи

поверхневих акустичних хвиль / Журнал нано- та електронної фізики, 2016. Том. 8. № 4(1). С. 04007-1– 04007-7. DOI: 10.21272/jnep.8(4(1)).04007. (Scopus).

8. Жовнір М. Ф. Математична модель первинного перетворювача кутових переміщень з кільцевим п'єзоелектричним хвильоводом поверхневих акустичних хвиль / Вісник НТУ «ХПІ». Сер.: Механіко-технологічні системи та комплекси, 2016. № 49(1221). С. 42–51. (WorldCat, ResearchBib, Scientific Indexing Services, General Impact Factor, Open Academic Journals Index, Directory Indexing of International Research Journals).
9. Жовнір М. Ф. Акустоелектронний перетворювач кутової швидкості / Електроніка та зв'язок, 2017. Том 22. № 4(99). С. 44–50. DOI:10.20535/2312-1807.2017.22.4.103976. (Index Copernicus, Ulrich's Web, ResearchBib, Journals4Free, РИНЦ).
10. Zhovnir M. F., Pleshka T. E. Mathematical Model of Piezoelectric Film Waveguide Surface Acoustic Wave / Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference. Kyiv, 2016. P. 83–84.

11. Zhovnir M. F., Pysarenko L. D., Pleshka T. E. Comb filter based on SAW-resonator of running wave / Electronics and Applied Physics: Proceedings of the XII International Conference. Kyiv, 2017. P.213–214
12. Лопушенко В.К. Акустоелектронные микроструктуры на основе пленок оксида цинка :Диссертац. на соиск. уч.ст. к.т.н. - К., 1987. - 221 с.
13. Бирюков С.В., Гуляев Ю.В., Крылов В.В., Плесский В.П. Поверхностные акустические волны в неоднородных средах. – М.: Наука, 1991. – 416 с.
14. Tiersten H.F. Elastic Surface Waves Luided by Thin Films, J.Appl. Phys. – 1969. – v.40, № 2. -P. 770-789.

УДК 620.92

Пристрій заряду акумуляторних батарей від сонячних елементів

Середенко В.В., к.т.н., проф. Циганок Б.А.

Вступ

Мета і завдання дослідження. Метою даної роботи є розробка універсального контролера заряду акумуляторних батарей від сонячної панелі, за критерієм мінімальної вартості, високої надійності виробу, з урахуванням максимальної ефективності - ККД.

У відповідності з цією метою в роботі вирішуються наступні завдання:

- розглянути особливості сонячних елементів, виконаних по полікристалічній і монокристалічній технологіях і вибрати тип сонячної панелі;
- провести аналіз типових схемотехнічних і конструкторських рішень контролерів заряду АКБ від сонячних панелей;
- розробити схему структурну і схему електричну принципову універсального контролера заряду для АКБ, виконаних за різною технологією (Ni-Cd, Li-Ion, Ni-Mh), що мають різну ЕРС і ємність;
- розробити конструкцію пристрою заряду АКБ від

сонячних панелей, здійснивши при цьому компонування, розміщення елементів і розробку друкованої плати радіоелектронного функціонального вузла (РЕФВ);

- для забезпечення низької вартості і високої надійності пристрою застосовувати елементи високого ступеня інтеграції, прості схемотехнічні і конструкторські рішення, з урахуванням необхідного рівня функціональності виробу;
- провести імітаційне моделювання розробленого пристрою і здійснити визначення його основних характеристик.

Об'єкт дослідження. Об'єктом дослідження в даній роботі є електрохімічні зарядно-розрядні процеси, що відбуваються в акумуляторних батареях.

Предмет дослідження. Контролер заряду акумуляторної батареї від сонячної панелі.

Практичне значення результатів. Можливість заряду акумуляторів різних типів - Ni-Cd, Li-Ion, Ni-Mh, що мають різну ЕРС і ємність. Цей

пристрій можна використовувати, також, для живлення всілякої радіоелектронної апаратури: мобільних телефонів, планшетів, ноутбуків, навігаторів, відеокамер, мобільних освітлювальних установок, що мають істотно відмінні характеристики по організації живлення.

Характеристики сонячних елементів

Спосіб отримання електроенергії з сонячного світла відомий близько 130 років. Явище фотоефекту вперше спостерігав Едмон Беккерель в 1839. Це випадкове відкриття, яке залишалося непоміченим аж до 1873 р. Коли Віллоубі Сміт виявив подібний ефект при опроміненні світлом селенової пластини. І хоча його перші досліди були далеко недосконалі, вони знаменували собою початок історії напівпровідникових сонячних елементів.

У пошуках нових джерел енергії в лабораторії Белла був винайдений кремнієвий сонячний елемент, який став попередником сучасних сонячних фотоперетворювачів. Лише на початку 50-х років ХХ-го століття сонячний елемент досяг відносно високого ступеня досконалості.

Перетворення енергії в сонячних елементах засноване на фотовольтаїчному ефекті в неоднорідних напівпровідникових структурах при впливі на них сонячного випромінювання.

Використовувати енергію сонячних елементів можна також як і енергію інших джерел живлення, з

тією різницею, що сонячні елементи не бояться короткого замикання. Кожен з них призначений для підтримки певної сили струму при заданій напрузі. Але на відміну від інших джерел струму характеристики сонячного елемента залежать від кількості падаючого на його поверхню світла. Наприклад, хмара може знизити вихідну потужність більш ніж на 50%. Крім того відхилення в технологічних режимах тягнуть розкид вихідних параметрів елементів однієї партії. Отже, бажання забезпечити максимальну віддачу від фотоелектричних перетворювачів призводить до необхідності сортування елементів по вихідному струму.

Кремнієві сонячні елементи є нелінійними пристроями, для пояснення характеристик елемента можна користуватися сімейством простих для розуміння кривих - вольтамперних характеристик (ВАХ) зображених на рис 1.

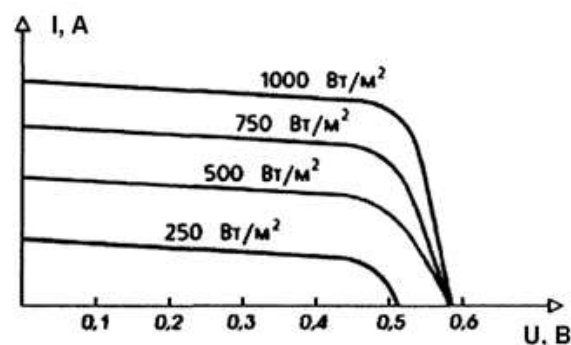


Рис. 1. ВАХ кремнієвих сонячних елементів

Напруга холостого ходу, що генерується одним елементом, злегка змінюється при переході від одного елемента до іншого в одній партії і від

однієї фірми виробника до іншого і становить близько 0,6 В. Ця величина не залежить від розмірів елемента. Струм залежить від інтенсивності світла і розміру елемента, під яким мається на увазі площа його поверхні.

Пікова потужність відповідає напрузі близько 0,47 В. Таким чином, щоб правильно оцінити якість сонячного елемента, а також заради порівняння елементів між собою в однакових умовах, необхідно навантажити його так, щоб вихідна напруга дорівнювала 0,47 В. Після того, як сонячні елементи підібрані для роботи, необхідно їх спаяти. Серійні елементи забезпечені струмознімальними мережами, які призначені для припаювання до них провідників.

Батареї можна складати в будь-якої бажаній комбінації. Простою батареєю є ланцюжок з послідовно включених елементів. Можна з'єднати паралельно, отримавши так зване послідовно-паралельне з'єднання.

Важливим моментом роботи сонячних елементів є їх температурний режим. При нагріванні елемента на один градус понад 25 ° С він втрачає в напрузі 0,002 В, тобто 0,4%/градус. На рисунку 2. наведені сімейство кривих ВАХ для температур 25 ° С і 60 ° С.

У яскравий сонячний день елементи нагріваються до 60-70 ° С втрачаючи 0,07-0,09 В кожен. Це і є основною причиною зниження ККД сонячних елементів, що призводить до падіння напруги, що генерується елементом.

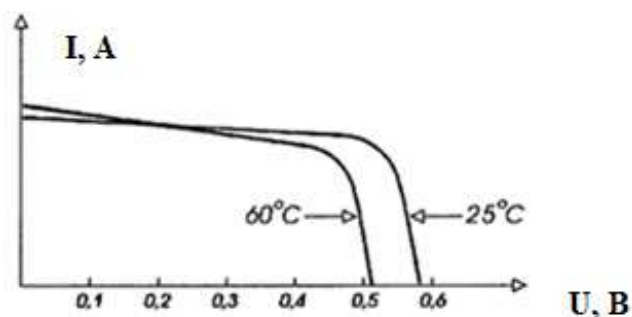


Рис. 2. Сімейство кривих ВАХ для температур 25°C і 60°C

ККД звичайного сонячного елемента в даний час коливається в межах 10-16%. Це означає, що елемент розміром 100x100 мм при стандартних умовах може генерувати 1-1,6 Вт.

Стандартними умовами для паспортизації елементів у всьому світі визнаються наступні:

1. освітленість 1000 Вт / м;
2. температура 25 ° С;
3. спектр АМ 1,5 (сонячний спектр на широті 45 ° С).

Контролер заряду акумуляторних батарей

Контролер заряду управляє процесами заряду блоку акумуляторних батарей від сонячних батарей (рис. 1.5). Контролери заряду розрізняються по алгоритмам заряду on/off, pwn, mppt. Від алгоритму заряду залежить: чи повністю використовується ємність акумуляторних батарей (для алгоритму on/off заряд до 90% від ємності), термін служби акумуляторних батарей, чи повністю буде використана потужність сонячних батарей (контролери працюють за алгоритмом

MPPT дозволяють знімати на 10 - 30% більше енергії з сонячних батарей).

Пристроями найбільш адаптованими до умов експлуатації, ємності і напруги акумуляторних батарей є MPPT - контролери. MPPT - контролери представляють собою останнє покоління контролерів заряду з кращої технології перетворення енергії, що генерується фотомодулів. Аббревіатура MPPT (Maximum power point tracker) - стеження за точкою максимальної потужності (ТМП). Ці контролери самі вибирають оптимальне співвідношення напруги і струму, які знімаються з фотомодулів. Такі контролери знімають більш високу напругу з сонячних батарей і конвертують її в оптимальну напругу для заряду акумуляторних батарей (АКБ).

Оптимальна напруга фотомодуля майже завжди відрізняється від напруги на АКБ. Для стандартних 12 В акумулятора необхідно витримувати заряд напругою 14,4 В протягом 2-4 годин. Ця стадія називається стадією абсорбції (насичення).

При слабкій освітленості, коли напруга на фотомодулі нижче напруги акумуляторної батареї і як наслідок відсутність заряду, MPPT контролери підвищують цю напругу і заряд все одно відбувається. MPPT контролер весь час стежить за струмом і напругою на фотомодулі, примножує їх значення і визначає пару струм-напруга, при яких потужність сонячної батареї максимальна. Процесор стежить за стадією заряду, в якій знаходиться акумулятор

(наповнення, насичення, вирівнювання, підтримка) і на підставі цього регулює струм, що подається в АКБ.

Також процесор може давати індикацію параметрів на табло (при наявності), зберігати дані і т.п.

Застосування MPPT контролерів дозволяє отримувати від сонячних батарей на 15-30% більше електроенергії у порівнянні з іншими контролерами.

Якщо розглянути стандартну вольтамперну характеристику фотоелектричного модуля, можна відзначити, що вироблена електроенергія може бути збільшена, якщо контролер заряду відстежить точку максимальної потужності фотомодуля (рис. 3).

Точка максимальної потужності може обчислюватися різними способами. Як правило, контролер послідовно знижує напругу від точки холостого ходу до напруги на акумуляторі. Точка максимальної потужності буде знаходитися десь в проміжку між цими значеннями.

Положення точки максимальної потужності залежить від ряду факторів - від освітленості, температури модуля, різноманітності використовуваних модулів і т.д. Контролер час від часу намагається злегка «відійти» від знайденої точки в обидві сторони, і якщо потужність при цьому збільшується, то він переходить на роботу в цій точці. Теоретично, при пошуку ТМП втрачається трохи енергії, але ця втрата дуже незначна в

порівнянні в тій додатковій енергії, яку забезпечує MPPT контролер.

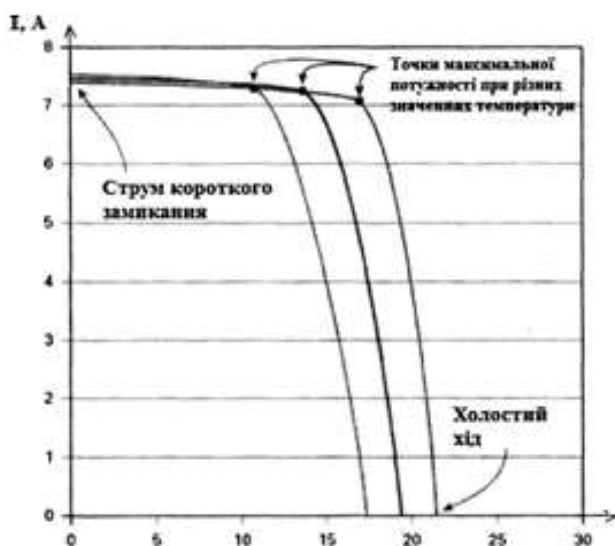


Рис 3. Зміна напруги в точці максимальної потужності при різних температурах модуля

За допомогою постійного перетворення напруг контролер підтримує різну напругу на вході і виході. Кількість додатково отриманої енергії, яку дають MPPT контролери, складно однозначно оцінити чисельно. Основними факторами, що впливають на додаткову вироблення, є температура і рівень зарядженості акумуляторної батареї. Найбільша добавка буде помітна при низьких температурах модуля і виражених АКБ.

Напруга може змінюватися в точці максимальної потужності при різних температурах модуля, чим більше нагріте сонячний модуль, тим нижче його напруга, і, відповідно, виробляється енергія фотомодуля.

Тому, як правило, при використанні MPPT контролерів сонячні модулі збирають на більш

високу напругу. Основна маса контролерів відстежує точку максимальної потужності в досить широких межах. Таке рішення дозволяє збільшувати вироблення енергії сонячною батареєю при низькій освітленості. Однак не слід робити занадто велику різницю між вхідний і вихідний напругою, так як це приводить до зниження ККД контролера.

Основні переваги контролерів MPPT:

- відсутність втрат при заряді АКБ;
- оптимальна робота при затіненні частини площі сонячних панелей;
- підвищена віддача при слабкому освітленні і при похмурій погоді;
- можливість використовувати більш високу вхідну напругу від фотомодулів;
- дозволяє зменшити перетин кабелів;
- дозволяє збільшити дистанцію від панелей до контролера.

Висновки

В результаті вивчення матеріалів аналітичного огляду, як розробки виділений контролер заряду акумуляторної батареї від сонячних модулів.

З розглянутих варіантів найбільш перспективним рішенням, при побудові контролера, представляється

МРРТ-контролер - пошук точки
максимальної потужності (ТМП).

2016. - 145 с. : іл., табл., схеми.
— ISBN 9789669210784

Література

1. Накашидзе, Лілія Валентинівна. Застосування фотоелектричних систем для отримання електричної енергії / Л.В. Накашидзе, В.О. Габрінець, Ю.О. Мітіков ; Міністерство освіти і науки України, Дніпропетровський національний університет імені Олеся Гончара. - Дніпропетровськ : Акцент ПП,

2. Шелест, Микола Борисович. Основи будови та експлуатації акумуляторних батарей : навчальний посібник / М.Б. Шелест, П.І. Гайда ; Міністерство освіти і науки України, Сумський державний університет. - Суми : СумДУ, 2014. - 210 с. : табл., іл. — ISBN 9789666575305

УДК 621.438:165

Електронна система керування тиском в мережі водопостачання

Соїч А.В., Бевза О.М.

Кожному споживачу води хочеться аби доступ до цієї води був постійно, у будь який момент часу, і щоб ця вода не ледь капала, а подавалася під певним тиском. Саме тому було розроблено системи водопостачання, в них реалізується велика кількість складних процесів, що роблять водопостачання найбільш зручним як для постачальника, так і для споживачів.

Технічне завдання: Розробити систему керування тиском для населеного пункту з об'єми споживання близько 700 м³/год. Територія доволі горбиста. Присутні багатоповерхові будови (до 9 поверхів) відповідно тиск у трубопроводі приблизно має бути 5 Атм. По можливості зменшити гідроудари.

Проведемо огляд можливих систем керування тиском.

Найстаріша система – це башта Рожновського (Рис.1.а). Але вона не підходить для вирішення даного технічного завдання, адже вона не зможе забезпечити достатні об'єми води ще й під сталим

тиском (особливо для багатоетажних забудов) [1].

Керування за допомогою електроконтактних манометрів (Рис.1. б) – теж не підходить, через присутність великих гідроударів, а також ручне регулювання тиску [2].

Керування за допомогою запірної арматури (Рис.1.в) – взагалі найгірше керування, адже воно повністю ручне. Також створюється нерівномірних тиск у мережі. Але запірну арматуру можна використати як кран, що можна перекрити для ремонтних робіт або що (якщо звісно дозволять кошти).

Для даного технічного завдання було обрано перетворювач частоти (ПЧ), адже він чудово підходить під задане технічне завдання – через можливість підключення будь-якого двигуна ПЧ дозволяє створювати будь який тиск і видавати будь які об'єми. Також відсутні гідроудари. Відмінністю від інших систем є те, що ПЧ здатен економити електроенергію [3].

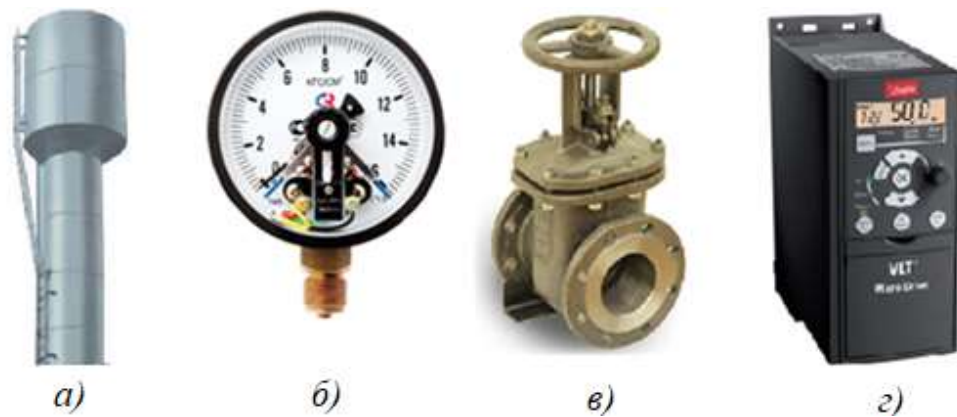


Рис.1. Існуючі системи керування тиском в мережі водопостачання

1 – башта Рожновського; 2 – електроконтактний манометр; 3 – запірна засувка; 4 – перетворювач частоти.

1. Електронасосний агрегат

Електронасосний агрегат складається з насоса та електродвигуна. Для підйому води оберемо електронасосний агрегат, що буде задовольняти умови технічного завдання.

Отже, було обрано насос Д800/56 ($V = 800 \text{ м}^3/\text{год}$, $p = 56 \text{ м}$, $f = 1500 \text{ об/хв}$). Відповідно до технічного завдання і параметрів насоса було підібрано електродвигун АИР315S4 ($P = 160 \text{ кВт}$, $f = 1500 \text{ об/хв}$, $U = 380 \text{ В}$).

2. Перетворювач частоти

Перетворювач частоти управляє електричним двигуном. Регулювання швидкості обертання двигуна здійснюється зміною частоти напруги живлення, що

подається на двигун від перетворювача частоти.

В асинхронному електричному двигуні частота обертання ротора у сталому режимі відрізняється від частоти обертання магнітного поля на величину ковзання. Частота обертання магнітного поля залежить від частоти напруги живлення. При живленні обмотки статора електричного двигуна трифазною напругою, із певною частотою, створюється обертове магнітне поле. Таким чином, частота обертання ротора асинхронного двигуна залежить від частоти напруги живлення.

Змінюючи за допомогою перетворювача частоту на вході двигуна, ми регулюємо частоту обертання ротора [4].

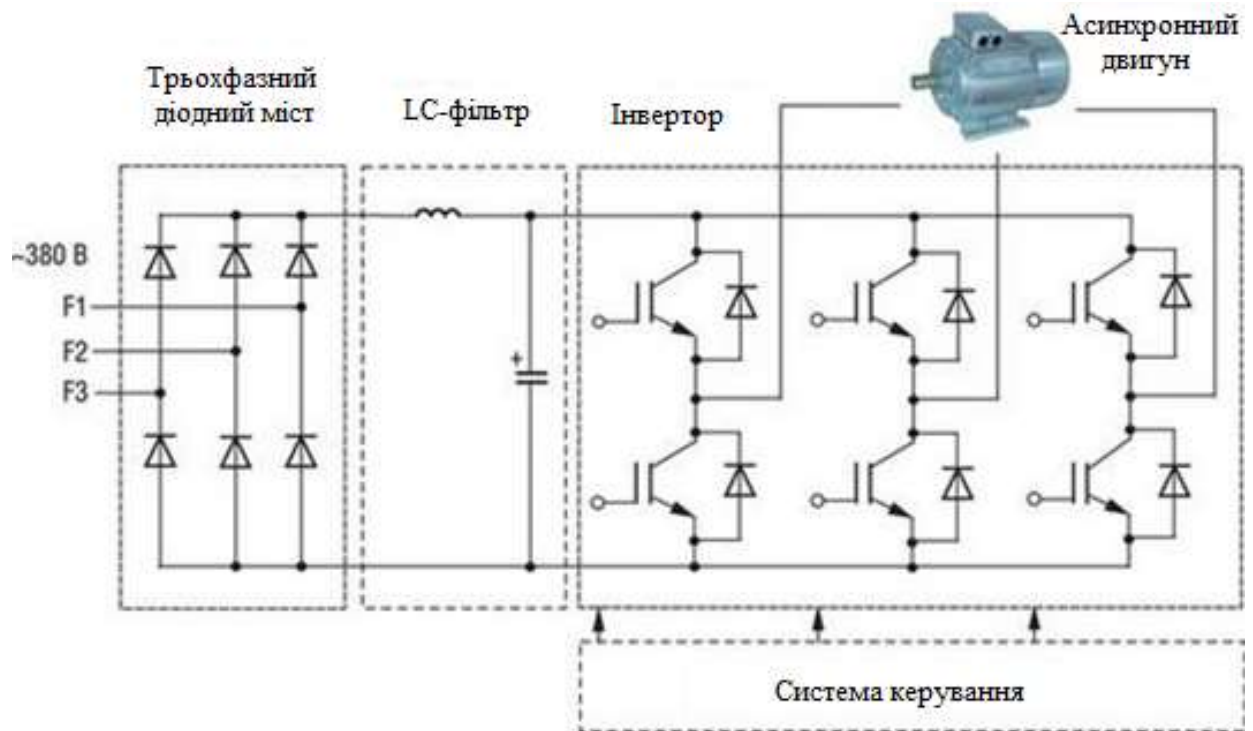


Рис.2. Структурна схема ПЧ підключеного до двигуна

Як видно з Рис.2. першою ланкою є трифазний діодний міст. Він живиться від трифазної напруги, тобто $U_{ex} = 380$ В. Тоді на виході діодного мосту, матимемо

$$U_d = U_{ex} \cdot \sqrt{2} = 380 \cdot \sqrt{2} = 537,4 \approx 540 \text{ В.}$$

Наступна ланка – проміжна ланка (фільтр). В Г-подібному LC-фільтрі змінна складова випрямленої напруги знижується через згладжуючу дію C_ϕ і падіння її на L_ϕ . Далі було підібрані номінали конденсатора та котушки щоб забезпечити коефіцієнт згладжування $S = 40$: $L_\phi = 2$ мГн; $C_\phi = 6$ мФ [5].

Трифазний мостовий інвертор. Автономний інвертор напруги перетворює постійну напругу, що подається на його вхід, в пропорційну за величиною змінну напругу. Знаючи параметри електродвигуна було розраховано амплітудні значення струму і напруги на ключах (транзисторах): $I_{Kmax} = 312,8$ А, $U_{Kmax} = 540$ В [6].

Для надійності рекомендується брати отримані значення на 40% більші. Отже, для даного завдання було обрано наступний IGBT модуль – 6MBI450V-120-50 (Напруга колектор-емітер $V_{CE} = 1200$ В, напруга база-емітер V_{GE} до 20В, струм колектора $I_c = 450-900$ А) [7].

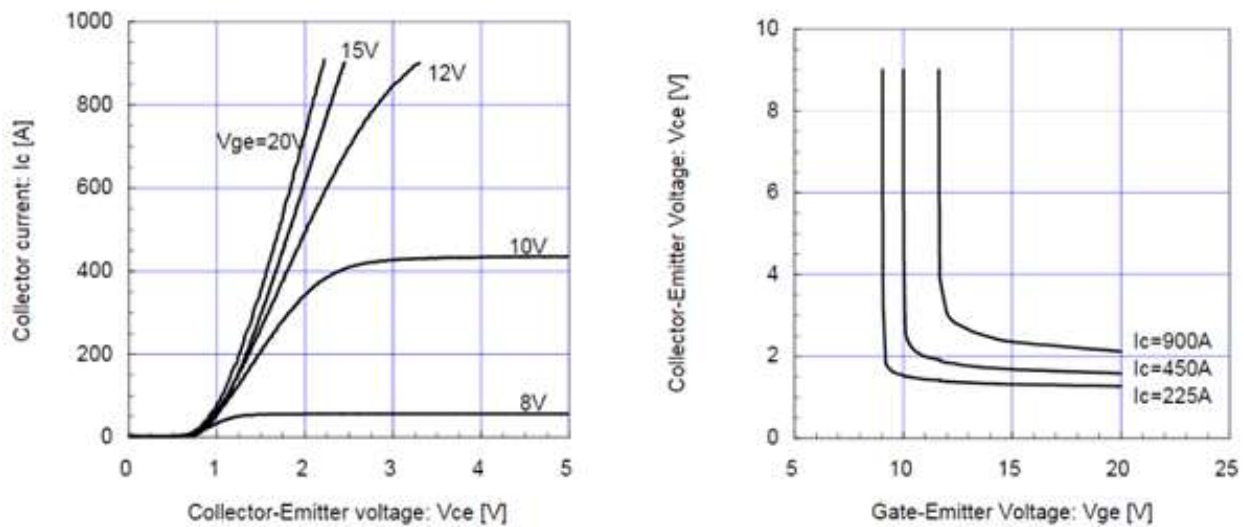


Рис.3. Деякі характеристики 6MBI450V-120-50 при $T = 25^\circ C$ [7]

Ліворуч – залежність струму колектора від напруги колектор-емітер;

Праворуч – залежність напруги колектор-емітер від напруги затвор-емітер.

Система керування – четвертий головний елемент перетворювача частоти. Для даного ПЧ було обрано векторне керування. Серед систем векторного керування було обрано систему зі зворотнім зв'язком, знову ж таки через її точність (до $\pm 0,02\%$).

Векторне керування реалізується за рахунок двох складових струму (I_w – струм ротора та I_R – струм, що створює магнітний потік). Однак через певні складності обчислень на основі динамічної моделі електродвигуна, такі обчислення реалізуються за допомогою ПД-регуляторів [7].

Маємо, насосну систему, в якій швидкість насоса регулюється таким чином, щоб статичний тиск в трубопроводі залишалося постійним. Перетворювач частоти (вчасності ПД-регулятор) отримує сигнал зворотного

зв'язку від датчика, встановленого в системі. Сигнал зворотного зв'язку порівнюється з величиною завдання уставки і визначає неузгодженість (помилку) між цими сигналами, якщо таке існує. Щоб усунути неузгодженість – привід змінює швидкість обертання двигуна, за допомогою ШІМ на базах транзисторів IGBT-модуля.

Задане значення статичного тиску є сигналом завдання для перетворювача частоти. Датчик тиску вимірює поточний статичний тиск в трубопроводі і подає виміряне значення на перетворювач частоти в якості сигналу зворотного зв'язку. Якщо сигнал зворотного зв'язку більше завдання уставки, перетворювач частоти сповільнює обертання, знижуючи тиск. Аналогічно, якщо тиск в трубопроводі

нижче завдання уставки, перетворювач частоти збільшує швидкість, збільшуючи тиск, створюваний насосом.

Висновки

Проаналізувавши технічне завдання, було розроблено систему керування тиском в мережі водопостачання. У відповідності до технічного завдання було обрано електронасосний агрегат, виходячи з параметрів електродвигуна було розраховано параметри самого перетворювача частоти (а саме: трифазного випрямляча, LC-фільтру, інвертора). Виходячи з параметрів інвертора було обрано IGBT-модулі з підходящими параметрами. Керування інвертором здійснюється за допомогою векторної системи керування.

Література

1. Петько В.Г. Водонапорные башни Рожновского – Москва: Lambert Academic Publishing, 2012. – 128 с.
2. Мульов Ю.В. Манометры – Москва: AFRISO, 2003. – 277 с.
3. Новиков Г.В. Частотное управление асинхронными

электродвигателями – Москва: МГТУ им. Баумана, 2016. – 55 с.

4. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием – Москва: АКАДЕМИЯ, 2006. – 272 с.
5. Расчет выпрямителя [Электронный ресурс] : [Методичні вказівки до занять по курсу електроніки]/ Харламов В.В., Сергеев Р.В. – 2007 – режим доступу до сайту: <https://studfiles.net/preview/2893428/>. – Назва з екрану.
6. Гельман М.В., Дудкин М.М. Преобразовательная техника – Челябинск: ЮУрГУ, 2009. – 425 с.
7. Схема управления преобразователя частоты [Электронный ресурс]: [Стаття про керування електродвигуном] /ЭлектроТехИнфо – 2008 – режим доступу до статті: http://www.eti.su/articles/elektroprivod/elektroprivod_776.html.

УДК 550.34

Використання волоконно-оптичних гіроскопів в сейсмології

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

Вступ

У сейсмології існують проблеми, пов'язані з обмеженими можливостями апаратури для реєстрації сейсмічних сигналів. Відносна довжина сейсмічних хвиль змінюється в залежності від їх швидкості поширення - від декількох метрів до більш ніж 10 000 км, частотний діапазон - від $3 \cdot 10^{-4}$ до сотень герц. Розвиток апаратури для сейсмічних спостережень завжди було направлено, в першу чергу, на розширення частотного і збільшення динамічного діапазонів каналів реєстрації. Протягом останніх років значна кількість землетрусів реєструвалося великими лазерними гіроскопами, встановленими в Німеччині, Новій Зеландії та США. Так як дані інструменти являють собою стаціонарні конструкції зі значними масо габаритними характеристиками, найбільша частина вироблених вимірювань - це реєстрація подій, що сталися на телесеісмічних відстанях (більше 2000 км). Для проведення досліджень в ближній зоні відстаней до епіцентру землетрусу, а також для оперативних вимірювань в районах підвищеної сейсмічної активності необхідні мобільні пристрої, масогабаритні

характеристики яких можна порівняти зі стандартними сейсмометрами. В даний час нові розробки спрямовані, перш за все, на розширення можливостей застосування сейсмічної апаратури, при цьому також розглядаються питання використання різних сучасних датчиків і реєстраторів в системах збору сейсмічних даних.

Засоби реєстрації сейсмічних хвиль

На сьогоднішній день широко використовуваним еталонним засобом сейсмічних досліджень є високоточний мобільний ширококутовий тривісний сейсмометр STS-2. Він включає в себе 3 ідентичних механічних сенсора, вимірювальні осі яких ортогональні один одному. Вихідним сигналом приладу є величина лінійної швидкості переміщення чутливої маси. Система датчиків розташована в циліндрі діаметром 235 мм і висотою 260 мм. Маса приладу 13 кг. Даний сейсмометр дозволяє проводити вимірювання в смузі частот від 8.33 мГц до 50 Гц.

Сейсмометри є засобами вимірювання лінійних переміщень контрольованої точки в результаті

поширення сейсмічних хвиль. Однак поверхневі хвилі викликають окрім поступальних рухів, ще й обертальні. При появі обертальної складової руху ґрунту відбувається спотворення реєстрованого сейсмометром сигналу. Це пов'язано з тим, що з'являється, по-перше, обертання опорної осі сейсмометра, і, по-друге, з'являється нахил підстави [1]. Отже, необхідно враховувати вплив обертальних рухів при обробці показань сейсмометра. Також варто відзначити, що спільний вимір поступального і обертального рухів дає можливість сейсмологам оцінювати властивості хвильового фронту (фазову швидкість, напрямок поширення). Тому для підвищення точності і розширення можливостей сейсмічних вимірювань необхідно додаткове залучення крім сейсмометрів, приладів, що дають інформацію про обертальної складової руху під час землетрусу.

Спроби вимірювання обертальних рухів, що виникають під час землетрусу

Одним з перших способів вимірювання обертальних рухів, викликаних при землетрусі, стало використання оптичних датчиків кутових

швидкостей, заснованих на ефекті Саньяка, – великих лазерних гіроскопів (ВЛГ).

В процесі експлуатації ВЛГ були помічені короточасні зміни вихідного сигналу, викликані землетрусами [2, 3]. Це відкриття дозволило крім основного завдання ВЛГ – спостереження флуктуацій величини і

орієнтації вектора швидкості обертання Землі – проводити вимірювання обертальних збурень земної кори в точці розташування ВЛГ, викликаних впливом приходячих сейсмічних хвиль.

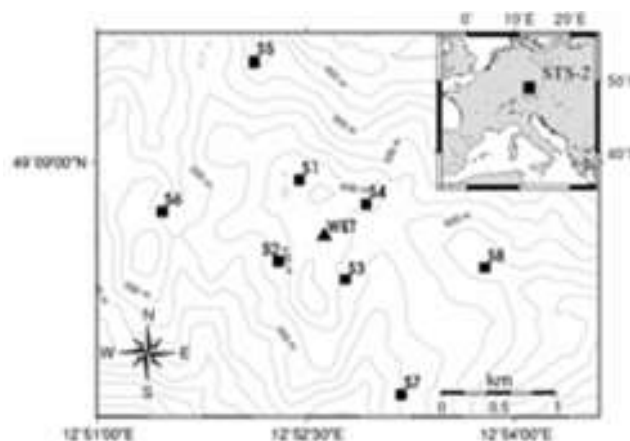


Рис. 1. Розміщення сейсмічної мережі і ВЛГ.

«трикутники» – ВЛГ;

«квадрати» – сейсмометри.

Для підтвердження отриманих спостережень проводився експеримент по реєстрації обертальних рухів, обумовлених землетрусами, з використанням ВЛГ і сейсмічної мережі [4]. Використовувалися ВЛГ, встановлені на геодезичній станції Wetzell, Південно-Східної Німеччини, яка розташована навколо мережі із 8 стандартних сейсмометрів (S1-8) і одного ширококутового сейсмометра STS-2.

Результати проведеного експеримента показали, що сигнали сейсмометрів і ВЛГ корельовані і максимальний коефіцієнт кореляції становить 0.94% (рис. 2). При цьому похибка у вимірах сейсмометром

лінійної швидкості через вплив обертальної складової руху знаходиться на рівні 5% при віддалених землетрусах і зростає з наближенням до епіцентру землетрусу, досягаючи 20-30%.

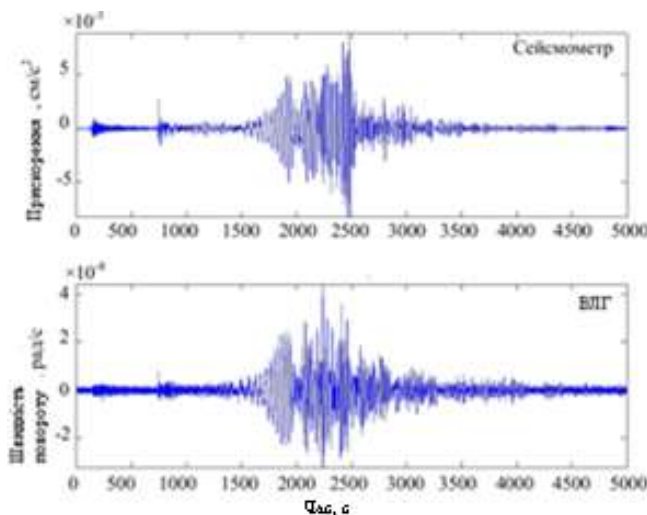


Рис. 2. Результати експерименту при землетрусі в Хокайдо

Таким чином, отримані дані підтвердили необхідність вимірювання обертальних рухів, що виникають під час землетрусу, і стимулювали створення сейсмовимірювальної мобільної системи.

Мобільна вимірювальна система на базі сейсмометра і ВОГ

Представлений варіант мобільної системи на основі сейсмометра і тріади ВОГ, що забезпечує вимірювання сигналів по трьом ортогональних осях (рис. 3).

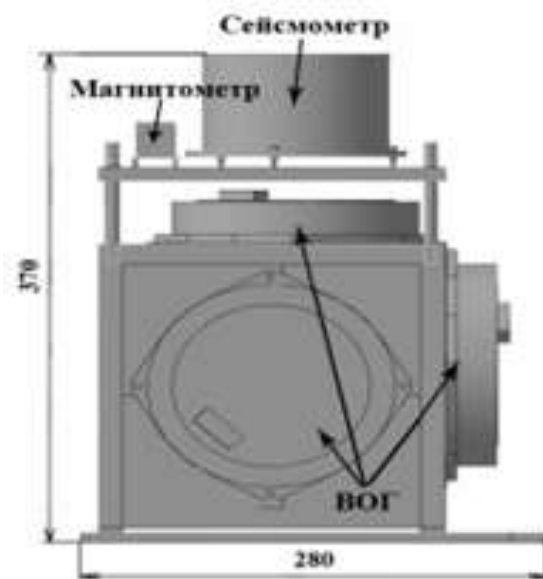


Рис. 3. Зовнішній вигляд мобільної вимірювальної системи

Спільне використання таких приладів дозволяє визначати дві складові сейсмічного руху (лінійну і обертальну), і крім того здійснювати корекцію показань сейсмометра, схильного до впливу гравітаційного поля Землі при зміні кута нахилу підстави. Склад мобільної вимірювальної системи показаний на рис. 3. Крім сейсмометра і тріади ВОГ використовується також рекордер і тривісний магніторезистивний датчик. Останній необхідний для контролю магнітної обстановки при експлуатації приладів, а також є джерелом даних при установці системи [2]. Показання всіх датчиків надходять в реальному часі на рекордер, далі - на комп'ютер, де здійснюється обробка інформації з метою вироблення кутових і лінійних параметрів сейсмічних коливань, а також розрахунку коригувань для сейсмометра.

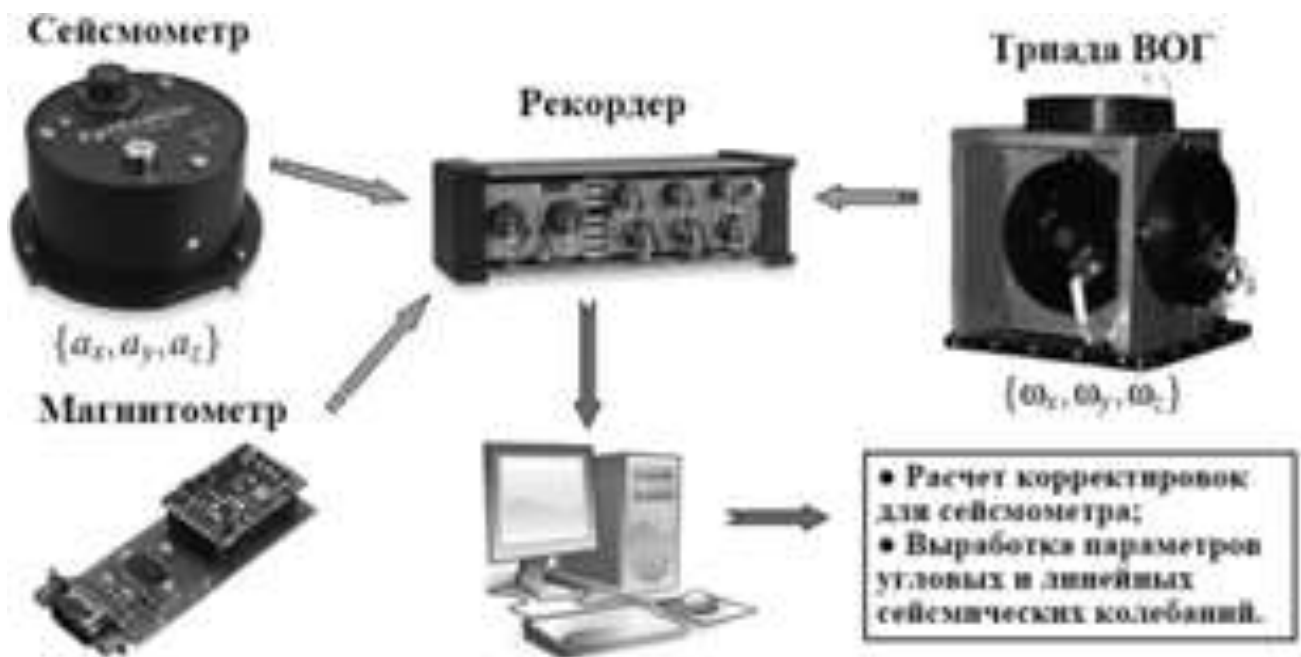


Рис. 4. Склад мобільної вимірювальної устновки

Алгоритм роботи мобільного вимірювальної системи

Алгоритм роботи системи представлений у вигляді блок-схеми (рис.5). Управління аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) виконується тактовим генератором приймача сигналів супутникової навігаційної системи (СНС), за допомогою якого здійснюється прив'язка вихідних даних всіх приладів до світового часу.

Початкове положення пристроїв визначається кутами K_0 , ψ_0 , θ_0 , характеризує орієнтацію системи координат, пов'язаних з мобільним засобом (x_{uz}), щодо географічної топоцентричної системи координат ($\xi\eta\zeta$). Вироблення поточної інформації про кути орієнтації (K , ψ , θ) вимірюного засобу проводиться за показаннями триади ВОГ з урахуванням знання проєкцій переносної кутової швидкості

географічного тригранника (u_x, u_y, u_z) Проекції переносної кутової швидкості на осі географічного тригранника обчислюються в «Блоці вироблення u_ξ u_η u_ζ » При цьому використовуються дані, що виробляються СНС.

Перемикаючий пристрій являє собою «ковзне вікно», яке здійснює порівняння поточного середнього відхилення вихідного сигналу сейсмометра з деяким заданим, що характеризує незбурений сигнал. При певній відмінності цих величин відбувається ідентифікація сейсмічної події і спрацьовує перемикання. Далі сигнали від трьохосового сейсмометра спільно з інформацією про кутове положення надходять на блок B^{-1} , де здійснюється корекція показань сейсмометра - проводиться «повернення» системи координат x_{uz} в початкове положення відносно $\xi\eta\zeta$.

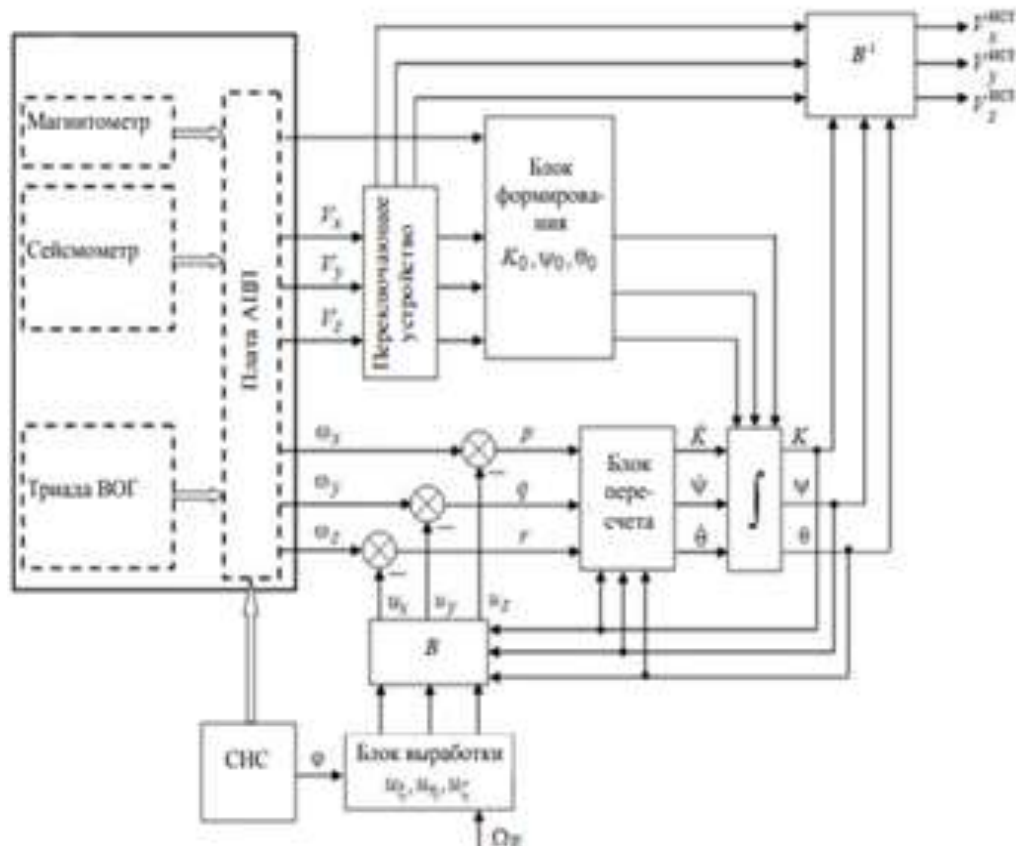


Рис. 5. Блок-схема мобільної вимірювальної установки

Завдання експериментальних досліджень

Завданнями експериментальних досліджень є: визначення порогу чутливості ВОГ, уточнення характеристик сейсмометра, реалізація алгоритму роботи системи в режимі кутових коливань і корекції показань сейсмометра. Для їх вирішення заплановані випробування системи на спеціалізованому стенді УСГ-3М. Він призначений для відтворення параметрів лінійних і кутових вібраційних процесів: лінійного

переміщення, швидкості і прискорення в горизонтальній площині, а також кутового переміщення у вертикальній площині. Установка може бути використана для калібрування, метрологічної атестації, перевірки та дослідження різноманітних високочутливих засобів вимірювань: віброметрів, сейсмометрів, лінійних і кутових акселерометрів, нахиломірів і ін. Основні характеристики стенду представлені в таблиці.

Параметр	Розмірність	Значення
Діапазон частот: відтворення лінійних параметрів вібраційних процесів	Гц	0,001 – 30

відтворення кутових параметрів вібраційних процесів		0,001 – 0,5
Діапазон амплітуди лінійних переміщень	мм	10^{-3} - 10
Діапазон амплітуди лінійних переміщень	рад	10^{-7} – 10^{-3}
Діапазон амплітуди лінійних переміщень	м/с ²	$5 \cdot 10^{-3}$ - 2
Розміри робочої поверхні	см	30x30
Максимальна маса навантаження	кг	40

Висновок

У роботі описана розроблена мобільна система на волоконно-оптичних гіроскопах для реєстрації сейсмічних коливань в ближній зоні відстаней від епіцентру землетрусу, наводяться її опис і блок-схема алгоритму роботи. Така система дозволяє отримувати повну інформацію по сейсмічному збуренні за рахунок вимірювання лінійного і кутового компонент руху, а також дані про нахил підстави при землетрусах, що в свою чергу дозволяє проводити коригування вихідних сигналів сейсмометра.

Мобільна вимірювальна система на ВОГ має практичну важність не тільки для вивчення причин і процесів землетрусів. Іншою областю її застосування може стати інженерна сейсмологія . [4]. Забезпечення надійності висотних споруд при вітрових і сейсмічних впливах є складним завданням. Успішне її рішення багато в чому залежить від раннього виявлення можливості обвалення будівель під впливом

природно-техногенних впливів. Для цього необхідно проводити систематичний контроль напружено-деформованого стану їх несучих конструкцій. Подальші дослідження спрямовані на визначення порогу чутливості ВОГ, вироблення рекомендацій щодо проведення динамічної процедури їх калібрування в режимі квазігармонійних коливань і апробацію розробленої системи в цілому.

Література

1. Graizer V.M. Effect of tilt on strong motion data processing, Soil Dynamics and Earthquake Engineering, 25, 197–204, 2005
2. Маргелов, А. Модульные и многокомпонентные магниторезистивные датчики и компасы HONEWELL // Новости электроники. Часть II. – выпуск №12, 2006. – С. 15-18.
3. Олейник, Л.Н. Использование волоконно-оптических гироскопов в сейсмологии/ Л.Н.

Олейник, А.Н. Ткаченко // Материалы X конференции молодых ученых «Навигация и управление движением». - СПб, 2009. - С. 81-86.

4. Олейник, Л.Н. Результаты экспериментальных исследований триады волоконно-оптических

гироскопов в задачах сейсмологии / Л.Н. Олейник, А.Н. Ткаченко, Д.П. Топал // Материалы XI конференции молодых ученых «Навигация и управление движением». - СПб, 2010. - С. 103- 110.

УДК 621.316.933.3

Система захисту радіолокаційних станцій

Царенко П.О., к.т.н., проф. Кузьмичев А. І.

Анотація – В даній статті викладено принцип роботи, конструкція, переваги та недоліки приладу для захисту радіолокаційних станцій. Також стаття включає теоретичний метод покращення конструкції захисного приладу, а саме резонансного розрядника.

Abstract - This article contain the principle of working, construction, advantages and disadvantages of device, for protection Radar. Also, the article includes a theoretical method for improving the design of a protective device, called resonant spark gap.

Ключові слова – радіолокаційна станція, розрядник, коронний розряд.

1.ВСТУП

В наш час широко використовуються радарна техніка. Її активно використовують в різних системах для виявлення певних об'єктів, їх розмірів та їх відстані. Як і всі прилади, радарна техніка має свої проблеми з роботою. Вони можуть бути обумовлені виходом з ладу однієї із систем, яка входить до складу радіолокаційної станції (РЛС). Кожна радіолокаційна станція складається з таких основних блоків, як приймач, передавач, антена та блок живлення. І кожна з цих систем, може мати певні збої в роботі, які можуть привести до

виходу з ладу або якогось блоку, або всієї РЛС. Яскравим прикладом може бути виведення приймача з ладу від перенапруги, та несправна робота генератора у зв'язку з коротким замкненням.

Для збереження приймача від перенапруги, найчастіше для його захисту вмикають надвисокочастотний (НВЧ) розрядник. В сучасних радіолокаційних станціях і приймальній апаратурі захисний пристрій (ЗП) є одним з найважливіших електронних елементів НВЧ тракту. Він забезпечує захист вхідних ланцюгів приймача (змішувачів на напівпровідникових діодах, мало шумливих напівпровідникових підсилювачів) від НВЧ сигналів «власного» передавача, сигналів сусідніх радіолокаційних станцій та інших, зовнішніх НВЧ сигналів, здатних викликати порушення роботи приймального пристрою. [1]

До теперішнього часу розроблено велику кількість типів захисних пристроїв.

Серед цієї безлічі можна виділити три найбільш вживаних типу: газорозрядні, напівпровідникові ЗП, а також їх комбінації, і вакуумні ЗП.

Захисні пристрої знаходять застосування для захисту приймальної апаратури дециметрового, сантиметрового і міліметрового діапазонів довжин хвиль, застосовуються в різних видах наземної, морської, авіаційної і ракетно-космічної техніки. Триваюче освоєння нових ділянок частотно-енергетичного діапазону супроводжується зростанням вимог до ЗП, багато з яких часом суперечливі.

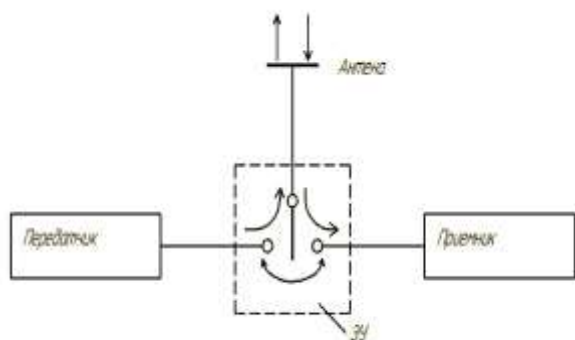


Рис. 1 Схема включення розрядника

НВЧ - розряд, що виникає в розрядниках, створює умови для автоматичного перемикавання передавача і приймача РЛС при роботі на загальну антену.

Одночасно забезпечується захист чутливого елемента приймача РЛС від впливу сигналів власного передавача і сигналів сусідніх станцій.

Потужність, яку випромінює в імпульсі передавачем, досягає сотень кіловат при тривалості імпульсів від 0,5 до 10 мкс. Ці імпульси створюють у фідері, що з'єднує генератор з антеною, напругою ВЧ порядку декількох тисяч Вольт. Так як приймач приєднаний до цього ж фідера, ізоляція в приймальному

виявиться пробитою. За допомогою спеціальних газонаповнених іскрових розрядників вхідний ланцюг приймача замикається на час існування в фідері високої напруги. Тому потужність, яка проникає в ланцюг приймача в моменти роботи генератора, стає незначною і не може пошкодити приймач.

Розрядник включається в відгалуження до приймача на відстані $\lambda / 4$ від фідера (фідером може служити двухпровідна лінія, коаксіальна лінія або хвилевід). У момент виникнення коливань в генераторі розрядник запалюється, в ньому виникає розряд, практично замикає накоротко точки а і б. При цьому вхід приймача закривається, так як короткозамкнений чвертьхвильовий відрізок лінії являє собою майже нескінченний опір. Після припинення потужного імпульсу генератора розрядник гасне і прийняті коливання вільно надходять на вхід приймача.

Основні вимоги:

1. Мала просочуєма (в приймач) потужність.

2. Короткий час відновлення розрядника. Дійсно, якщо час відновлення розрядника великий, то імпульс передавача радіолокаційної станції, відбившись від близько розташованої мети, не зможе потрапити на вхід приймача.

3. Широкосмуговість високочастотних розрядників.

Газове наповнення розрядника (його склад і тиск) і зазор між електродами повинні бути підібрані

так, щоб виконати перші дві вимоги. Найбільш часто вживаним газом для наповнення високочастотних розрядників є аргон при тиску 30-40 мм рт. ст. (Суміш аргону і водяної пари).

За конструкцією високочастотні розрядники радіолокаційних станцій поділяються на розрядники метрового діапазону і розрядники дециметрового і сантиметрового діапазонів. Останні ще діляться на розрядники коаксіальних ліній і розрядники хвилеводних ліній.

2.ЗАГАЛЬНІ НЕДОЛІКИ ГАЗОРОЗРЯДНИХ ЗАХИСНИХ ПРИЛАДІВ ТА СПОСОБИ ПОКРАЩЕННЯ НЕДОЛІКІВ

Основним недоліком газорозрядних захисних приладів є їх мала швидкість спрацювання (великий час відновлення, яке визначається часом розсіювання плазми газового розряду після закінчення імпульсу передатчика). Інший недолік - велике споживання потужності, обумовлене недостатньо високою провідністю газового розряду. Третя вада газорозрядних приладів полягає в тому, що при виникненні розряду виникає викид напруги, обумовлений індуктивністю виводів, а також часом затримки між додатком перехідного сигналу і початком лавинного пробоя між електродного проміжку. Енергія викиду може виявитися достатньою для залишкового пошкодження чутливого елемента приймача. В наш час темпи вдосконалення газорозрядних ЗП істотно знизилися і

навіть чи можна очікувати в їх розвитку великого стрибка.

Як відомо, розрядник має час спрацювання, який може сягати від десяти до сотень мікросекунд. За цей час при істотній перенапрузі може статись вихід з ладу приймача. Саме тому для покращення швидкодії розрядника додається ще один електрод, форма якого нагадує клин. Його підключають до додаткового високовольного джерела живлення, в результаті на кінці електрода спостерігається коронний розряд. Структурний вигляд зображено на рисунку 2. Цифрою 1 позначено додатковий електрод клиновидної форми, а цифрою 2 – електроди розрядника.

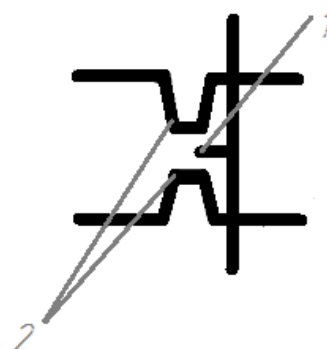


Рис. 2. Структура розрядника з додатковим електродом

Головною особливістю цього розряду є те, що іонізаційні процеси електронами відбуваються не по всій довжині проміжку, а тільки в невеликій його частині поблизу електрода з малим радіусом кривизни (так званого коронуючого електрода). Ця зона характеризується значно вищими значеннями напруженості поля в порівнянні з середніми значеннями для всього проміжку.

Виникає при порівняно високих тисках (порядку атмосферного) в сильно неоднорідному електричному полі. Подібні поля формуються у електродів з дуже великою кривизною поверхні (вістря, тонкі проводи). Коли напруженість поля досягає граничного значення для повітря (близько 30 кВ / см), навколо електрода виникає світіння, що має вигляд оболонки або корони (звідси назва).

Таким чином, клиновидний електрод під'єднується до джерела напруги значення якого починається від 10 кВ і на його кінці з'являється коронний розряд. Розрядник як і раніше працює в звичайному режимі, але час спрацювання набагато швидший. Цей тип конструкції має дуже велику перевагу перед звичайним резонансним розрядником в тому, що має менший час спрацювання.

3. РОЗРАХУНОК ЗНАЧЕННЯ НАПРУГИ ДЛЯ ВИНИКНЕННЯ КОРОННОГО РОЗРЯДУ

Для розрахунку напруги, для виникнення коронного розряду використаємо формулу Піка[2]:

$$E_k = 30,3m\delta \left[1 + \frac{0,3}{\sqrt{r_0\delta}} \right] \quad (1)$$

де r_0 - радіус дроту, см; δ - відносна щільність газу; m - коефіцієнт гладкості, для витого дроту приймається рівним 0,82; в гірських умовах рекомендується приймати $m = 0,7 - 0,75$.

Прийmemo 0.3 см як радіус дроту, а щільність аргону(газ, яким наповнюють розрядник) прийmemo за 1,662 кг/м³ тому маємо:

$$E_k = 5,8 \text{ кВ}$$

Тому для утворення коронного розряду на додатковому електроді необхідне джерело напруги ≈ 6 кВ.

4. ВИСНОВОК

Завдяки додаванню нового електрода в розрядник, можна збільшити час спрацювання приладу і як результат, шанс виходу з ладу перемикача радіолокаційної станції зменшується.

Література

1. Сверхвысокочастотные защитные устройства/ А. И. Ропий, А.М. Старик, К.К. Шутов. – М.: Радио и связь, 1993. – 128с.:
2. Сто років формулі Піка для визначення початкової напруженості коронного розряду [Електронний ресурс] : (Наукові вісті НТУУ «КПІ»: науково-технічний журнал) / О.Р. Проценко, Є.О. Троценко// Бібліотечний вісник. — 2014. — № 6. — С. 35. — Режим доступу до журн.: http://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/14479/1/2014_6_04.pdf

ЗМІСТ

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ.....	2
ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ.....	4
ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ.....	5
МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ	8
Методика вимірювання параметрів балансних змішувачів терагерцового діапазону	
<i>Май О.В., д.т.н., проф. Денбновецький С.В.</i>	8
Математична модель надійності обчислювальних мереж в реальних умовах їх експлуатації	
<i>Каут М.С., к.т.н., доц. Терлецький О.В.</i>	14
Новий аспект розвитку антенних структур: від рамкових антен до кільцевих резонаторів та електромагнітних метаматеріалів	
<i>Перевертайло В.В., к.т.н., проф. Кузьмичев А.І.</i>	20
Вимірювання амплітудно-частотних характеристик гучномовців за допомогою програмного пакету ARTA	
<i>Бітов М.В., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф., Сітор С.В.</i>	27
Спеціалізований відео процесор для радіоскопічних систем промислового призначення	
<i>Городецький Б.М., Волощенко В.В., к.т.н., доц. Терлецький О.В.</i>	34
Сьогодення та майбутнє розвитку технологій секвенування ДНК	
<i>Васильєв Д.Ю., к.т.н., доц. Терлецький О.В.</i>	45
Ефект м'якого хендоверу в системі мобільного стільникового зв'язку CDMA	
<i>Гажур А.О., д.т.н., проф. Денбновецький С.В.</i>	54
Микроконтроллерный прибор для отображения сигнала	
<i>Гах Р.В., к.т.н., доц. Кобак Н.Н.</i>	61
Використання криптографічних методів для захисту даних у ПК	
<i>Іванов Р.Є., д.т.н., проф. Писаренко Л.Д.</i>	65
Хмарний сервіс моніторингу та управління рухом мобільних об'єктів	
<i>Кошкін М.О., к.т.н., доц. Полторах В.П.</i>	70
Завадостійка електронна система керування наземним безпілотним транспортом	
<i>Курнас Д.В., Бевза О.М.</i>	78
Цифровий дозиметр на основі мікроконтролера	
<i>Михайленко О.М., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.</i>	86

Мікроконтролерна система керування головного світла автомобіля <i>Тищенко О.В., Бевза О.М.</i>	93
Мікроконтролерний вимірювач електронних компонентів <i>Шовкопляс Д.Я., к.т.н., доц. Михайлов С.Р.</i>	99
3D сканери <i>Бевза І.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.</i>	103
Особливості реставрації магнетронів <i>Богачов Ф.Г.</i>	109
Датчик на основі поверхневих плазмонних хвиль <i>Бойко Ю.О., к.т.н., доц. Чадюк В.О.</i>	113
НВЧ – синтезатор частоти з опорним генератором довільної форми сигналу <i>Леонюк П.В., Грамарчук Ю. О., к.т.н., доц. Кобак М. М.</i>	118
Полум'яно-іонізаційний пристрій для екологічного аналізу <i>Піньківський О.С., к.т.н., проф. Кузьмичев А.І.</i>	122
Математична модель пов'язаних ПАХ-хвильоводів <i>Плешка Т.Є., к.т.н., доц. Жовнір М.Ф.</i>	128
Пристрій заряду акумуляторних батарей від сонячних елементів <i>Середенко В.В., к.т.н., проф. Циганок Б.А.</i>	133
Електронна система керування тиском в мережі водопостачання <i>Соїч А.В., Бевза О.М.</i>	139
Використання волоконно-оптичних гіроскопів в сейсмології <i>Странський Ю.А., к.т.н., доц. Шмирьова Л.М.</i>	144
Система захисту радіолокаційних станцій <i>Царенко П.О., к.т.н., проф. Кузьмичев А. І.</i>	151