

Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут”
ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

кафедра
ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ТА ПРИСТРОЇВ

ІХ-а науково-практична конференція

**“ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ
ЕЛЕКТРОНІКИ”**

13-14 травня 2015 року

**МАТЕРІАЛИ
КОНФЕРЕНЦІЇ**

Київ 2015

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ

Голова

Л.Д.Писаренко

Оргкомітету:

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

Члени Оргкомітету:

С.В. Денбновецький

д.т.н., професоркафедри електронних приладів
та пристроїв, НТУУ „КПІ”

О.В. Терлецький

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

С.Р. Михайлов

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

А.І. Кузьмичев

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

М.Ф. Карушкін

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

С.А. Воронов

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

Вчений секретар

Оргкомітету:

О.М. Бевза

ас. кафедри електронних приладів та
пристроїв, НТУУ „КПІ”

ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ

13травня

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

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

14травня

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

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

ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ

13 травня

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

Відкриття конференції:

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

Пленарне засідання

Керівник секції:

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

Терлецький О.В.

Регламент роботи:

Доповідь – по 15 хв.

ДОПОВІДІ

1. Чадюк Вячеслав Олексійович
Роль світла в сучасних технологіях
2. Артюхова Олександра Віталіївна,
Бабаков Андрій Іванович
Мемристори. Стан та перспективи
3. Грамарчук Юрій Олександрович
Побудова синтезатора частоти з використанням НВЧ – комутатора та розрахунок середньої потужності сигналу
4. Старинська Анна Йосифівна
Моделювання твердотільних сенсорів зображення для застосування в системах технічного зору
5. Шило Денис Сергійович
Відношення сигнал/шум рентгенотелевізійних систем непрямого перетворення типу «екран – об'єктив – ПЗЗ»
6. Шостак Ольга Вікторівна
Відбивні решітки для сенсорних панелей на поверхневих акустичних хвилях
7. Перевертайло Володимир Володимирович
Плазменные осветительные устройства на основе СВЧ разряда

**14:30, корп. №12 НТУУ „КПІ”, ауд. 412.
Секція: «Електроніка інформаційних систем»**

Керівник секції

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

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

8. Дягилев Юрій Петрович
Моделювання шумових характеристик у твердотільних сенсорах зображення
9. Єршов Владислав Володимирович
Програмно-апаратний комплекс забезпечення голосування вчених рад
10. Ксенофонтова Анастасія Андріївна
Використання теорії гри для оптимального вирішення проблеми під час створення та розгляду питань щодо якості та собівартості приладів
11. Майкут Сергій Олексійович,
Перевертайло Володимир Володимирович
Система автоматичного моніторингу мікроклімату приміщення на базі Arduino Mega 2560
12. Пузь Богдан Юрійович
Світлодіодна інформаційна панель на мікроконтроллер
13. Сотула Олег Павлович
Перетворення формату відеосигналу cga-vga

14травня
11:00, корп. №12 НТУУ „КПІ”, ауд. 412.
Секція: «Електроніка фізико-технічних систем»

Керівник секції:

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

Регламент роботи:

Доповідь – по 7 хв.

ДОПОВІДІ

- 14.Каут Максим Сергійович
Апаратна реалізація засобів забезпечення безпеки локальних обчислювальних мереж
 - 15.Козлюк Михайло Ігорович
Апаратна обробка даних в рентгенотелевізійних системах дефектоскопічного контролю якості виробів
 - 16.Андріянов Владислав Юрійович
Модулювання часу запалення розряду в імпульсній тріодній гарматі високовольтного тліючого розряду
 - 17.Бігун Олег Васильович
Моделювання транспортуваннякороткофокусних електронних пучків
 - 18.Бурима Олександр Олександрович
Лазерний маніпулятор на базі мікропроцесора
 - 19.Гайдамака Вадим Володимирович
Безпроводний датчик магнітного поля
 - 20.Горбенко Олександр Анатолійович
Від фотоніки до нанофотоніки і наноплазмоніки. Хроніка розвитку
 - 21.Дербанов Євгеній Петрович
Акустoeлектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень
 - 22.ДранговськийЄвгеній Валерійович
Система енергозабезпечення на ефекті Пельтьє
 - 23.Зайцев Микола Сергійович
Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях
 - 24.Ігнатюк Андрій Віталійович
Підсилювачі С-діапазону
 - 25.Казьмірук Гліб Сергійович
Пристрій заряду мобільних приладів
 - 26.Олійник Михайло Васильович
Широкопasmові атенюатори для монолітних інтегральних схем НВЧ діапазону
 - 27.Поздняков Дмитрій Сергійович
Система резервного живлення для мобільних пристроїв
 - 28.Скочок Денис Васильович
Конвольвер на поверхневих акустичних хвилях
- Підведення підсумків конференції
доц. Терлецький О.В.

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

УДК 004.94

Мемристор. Стан та перспективи

Артюхова О.В., Бабаков А.І., к.т.н Артюхов В.Г., д.т.н.Писаренко Л.Д.

Мемристор (англ. memristor, від memory— «пам'ять», та resistor— «опір») — четвертий базовий елемент електричної ланки. Вперше запропонований у вересні 1971 року Леоном Чуа. Це пасивний двополіусник з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ), що має гістерезис. Поряд із трьома відомими базовими пасивними елементами аналогових електричних схем — резистором, конденсатором та індуктивністю, цей пасивний елемент створював замкнуту технологічну систему для виробництва максимально різноманітних пристроїв аналогової та цифрової схемотехніки [1].

Електричний ланцюг може описуватися чотирма фізичними величинами: у кожній точці (перетині) електричного ланцюга - силою струму (I) і зарядом (Q), між двома точками (поверхнями) електричного ланцюга - напругою або різницею потенціалів (U) і магнітним потоком (Φ). Всі ці чотири величини попарно співвідносяться одна з одною, причому ці співвідношення представлені в фізичних елементах

електричної схеми. Так, резистор (опір) реалізує взаємозв'язок сили струму і напруги, конденсатор (ємність) - напруги і заряду, котушка індуктивності - магнітного потоку і сили струму. Ці три пасивних елемента - резистор, конденсатор і котушка індуктивності, а також активні елементи — генератори струму та напруги, вважаються базовими в електротехніці, оскільки електричну схему будь-якої складності теоретично можна звести до еквівалентної схеми, побудованої виключно з цих елементів.

Принципова відмінність мемристора від більшості типів сучасної напівпровідникової пам'яті і його головна перевага перед ними полягають в тому, що він не зберігає свої властивості у вигляді заряду. Це означає, що йому не страшні витoki заряду, з якими доводиться боротися при переході на мікросхеми нанометрових масштабів, і що він повністю енергонезалежний. Простіше кажучи, дані можуть зберігатися в мемристорі до тих пір, поки існують матеріали, з яких він виготовлений. Для порівняння: флеш-пам'ять починає втрачати

записану інформацію вже після року зберігання без доступу до електричного струму. Таким чином, на відміну від інших пасивних компонентів мемристор володіє пам'яттю, що відкриває широкі перспективи його використання в електроніці.

Принцип роботи.

Практична реалізація ідеї мемристора здійснилась тільки нещодавно співробітниками лабораторії HPLabs під керівництвом Р. Стенлі Вільямса (англ. R. Staley Williams) фірми Hewlett-Packard. Дослідження проводились в галузі наноелектроніки. Прилад складається із двох шарів плівки із діоксиду титану з різною концентрацією атомів кисню. Кисневі вакансії діють як носії заряду, тобто «збіднений шар» має набагато менший опір, ніж незбіднений. Під дією електричного поля, що прикладається перпендикулярно до плівок, розпочинається дифузія кисню із нижнього (збагаченого) шару у верхній (збіднений). Таким чином, нижній шар, що до того не був провідним, починає проводити струм і залишається в такому стані, поки не буде прикладена обернена напруга. Очевидно, що швидкість перемикавання таких мемристорів буде повністю визначатися коефіцієнтом дифузії кисню в діоксиді титану. При виготовленні резистивних смужок використовуються методи нанотехнології.

На думку Грега Шнайдера (спеціаліст компанії HP), мемристор стане одним з основних елементів нанопристроїв, що симулює роботу людського мозку (мініатюрні нанопристрої будуть об'єднані в єдину мережу, а мемристор стане елементом, відповідальним за «пам'ять» штучного інтелекту)[2].

Майбутнє. Перспективи.

Команда HP Labs, яка побудувала перший в світі пізастор, на цьому тижні оголосила ще один значний крок вперед в дослідженнях мемристора.

У статті, опублікованій в останньому номері Nature, дослідники HP показали, що мемристор - четвертий основний елемент в інтегральних схемах, який існував тільки в теорії до 2008 року - здатний виконувати логічні функції. Це ще одне свідчення, що мемристор має потенціал, щоб вплинути на реальний світ обчислень, говорить Стенлі Вільямс, директор Інформаційних і квантових систем лабораторії HP і провідний дослідник проекту.

"Наше дослідження в даний час рухається із лабораторії і до самого виготовлення мемристора на основі схеми", повідомляє Вільямс. "І, коли ми наближаємося до практичної реалізації технології мемристора, то дізнаємося все більше і більше про це."

Якщо мемристори можуть виконувати логіку, вони можуть в один прекрасний день бути використані для створення

комп'ютерних процесорів, припускає Вільямс. А так як ці процесори можуть бути зроблені за допомогою стандартних матеріалів і процесів, мемристори можуть допомогти продовжити закон Мура, повз точки, де технологія кремнію працює проти непереборних технічних бар'єрів.

У найближчий термін, Вільямс очікує побачити мемристор, що використовуються в чіпах пам'яті комп'ютера. HP Labs вже має готову архітектуру для такого чіпа.

Мемристорні чіпи споживають менше енергії для роботи, ніж поточні альтернативи, такі як флеш-пам'ять. Вони також зберігають дані в приблизно половині простору, необхідного для флеш-чіпів, і практично несприйнятливі до перешкод від випромінювання - що робить їх привабливими для будь-якого виробника, який постійно хоче створити менше за розміром, але все більш потужний пристрій.

У дослідженні, опублікованому восени минулого року, група Вільяма запропонувала, як саме пам'ять мемристора може поєднуватися з кремнієвим процесором в багатовимірних рамках процесора для створення гібридної мікросхеми, що є значним кроком вперед до ідеї **«комп'ютера на чіпі»**. Машини, оснащені такими процесорами будуть корисні для будь-якого інтенсивного завдання обчислення та запам'ятовування, наприклад такі як сейсморозвідки, анімація Рендернга або космічних досліджень.

Зрештою, процесори на мемристорній основі можуть замінити кремній у смарт-дисплеях в електронних книгах читачів, говорить Вільямс, і в один прекрасний день навіть стати наступниками кремнію в більшому масштабі.

Це реальна значимість цієї статті в Nature на цьому тижні, каже він. "Мемристори дозволяють нам думати про різні способи ведення обчислень. І ми тільки починаємо дійсно розуміти довгостроковий потенціал, який вони мають".

Розробки по впровадженню.

На даний час існують розроблені моделі мемристорів в таких середовищах як MicroCap, Cadence, Space та на мові Spectre. А також розроблені математичні основи побудови обчислювальних та нейронних мереж[3].

Наше майбутнє дослідження.

В майбутньому планується висвітлити проблеми, які стоять на шляху розробки пасивних компонентів з пам'яттю та їх впровадження. А саме, розробка логічних елементів та елементів пам'яті, їх математичних моделей, пристроїв на їх основі та їх методологію.

Література

1. Чуа, Л. О. [1971] "Memristor — the missing circuit element", *IEEE Trans Circuit Th.* **CT-18**, 507-519.

2. G. Snider W. Cortical Computing with memristive nanodevices. SciDACreview. 2008. <http://www.scidacreview.org/0804/pdf/hardware.pdf>
3. Ітоґ, М. & Чуа, Л.О. [2009] “Difference equations for cellular automata”, Інт. Ж. Роздвоєння та Хаосу 19, 805-830.
4. Чуа, Л. О. & Канґ, С.М. [1976] “Memristive devices and systems”, Proc. IEEE 64, 209-223.
5. Чуа, Л. О. [1998] КНМ: Парадигма складності (Світова Наука, Сингапур).
6. Чуа, Л. О. & Роска, Т. [2002] Кліткова Нейронна Мережа та Графічні
7. Снайдер, Г.С. [2007] “Self-organized computation with unreliable, memristive nanodevices”, Нанотехнології 18, 365202.
8. Струков, Д.В., Стнайдер, Г.С., Стюард, Г.Р. & Вілліамс, Р.С. [2008] “The missing memristor found”, Природа 453, 80-83.
9. Вольфрам, С. [1984] “Universality and complexity in cellular automata”, Фізика Д 10, 1-35.
10. Strukov D.B. [et al]. The missing memristor found // Nature. 2008. V. 453. PP. 80-83. DOI:10.1038/nature06932
11. Nechay O. Memristor: “The Missing Element” // Computerra OnLine URL: <http://old.computerra.ru/vision/591537/>.
12. Zaplatilek K. Memristor modeling in MATLAB and Simulink // Proceedings of the European computing conference. 2011. PP. 62-67.

УДК 621.385.69

Построение синтезатора частоты с использованием СВЧ коммутатора и расчёт средней мощности выходного сигнала

Грамарчук Ю.А., к.т.н. Кобак Н.Н., ст. пр. Слесаренко С.С.

Рассмотрен способ расчета в спектре выходных колебаний сверхвысокочастотного сигнала синтезатора частоты, управляемого СВЧ-коммутатором. За основу разработки взята модель синтезатора частоты с запоминающими регистрами и процессором, обеспечивающим высокостабильную работу устройства за счет хранения параметров выходных характеристик ГУНа для быстрого установления рабочего режима работы. Синтезатор СВЧ – колебаний управляется малошумящим коммутатором. Предложенный коммутатор является универсальным и перспективными коммутационным устройством для широкого спектра применения в гибридно-интегральном и монолитном исполнении.

1. Введение

В последнее время большое внимание уделяется созданию широкополосных и быстродействующих средств обработки и передачи информации. Важную роль в подобных системах играют коммутационные устройства, основным элементом которых является коммутационное поле, предназначенное для установления

соединения между входными и выходными портами. В общем виде коммутационное поле представляет собой линейное по информационному каналу многополюсное устройство, в котором воздействие управляющего сигнала приводит к попеременному подключению одного из входных портов к определенному выходному.

Параметры устройства определяются характеристиками базовых коммутационных элементов и архитектурой построения топологии.

С точки зрения таких характеристик, как широкополосность, потребляемая мощность и время переключения, коммутационные элементы на GaAs полевых транзисторах с барьером Шоттки (ПТШ) являются более предпочтительными по сравнению с аналогичными устройствами на К-МОП, биполярных транзисторах или $p-i-n$ диодах.

2. Цели и задачи

Была разработана усовершенствованная модель синтезатора частоты, который может применяться в широком диапазоне частот. В устройство синтезатора

был введен элемент,увеличивающий быстродействие синтезатора (т.е уменьшается время выхода на рабочий режим и ускоряется построения сетки частот). Выходной тракт синтезатора управляется при помощи малошумящего коммутатора на полевых транзисторах с барьером Шоттки.

Основной задачей является демонстрация работоспособности указанного устройства а также способ расчта средней мощности выходных колебаний устройства. Одним из важнейших вопросов, возникающих при формировании сигналов, является вопрос частотного планирования.

Кроме того к синтезаторам, как к устройствам формирования сетки частот, предъявляются требования к стабильности и спектральному составу колебаний, уровню фазового шума и длительности переходных процессов. В основу разработки был положен синтезатор, представленный в патенте US7609096B1 [1]. Этот синтезатор частоты является универсальным в применении, т. к. захватывает широкий диапазон частот, в котором проявляются его характеристики по спектральной плотности выходных колебаний, установление рабочего диапазона частот, шумовых показателей.

3. Проектирование модели

В целях усовершенствования модели, а именно повышение стабильности выходных колебаний и уменьшение времени установления

выходной частоты, была предложена модель, дополненная устройством, способным упростить сравнение величин сигналов, поступающих из конечного и временного регистров памяти, которые способствуют построению выходных характеристик ГУН. Вообще, идея создания синтезатора с ГУН, имеющим регистры памяти, хранящие данные о предустановленных выходных характеристиках ГУН, существенно увеличивает стабильность системы путем более ускоренного выхода на рабочий режим, нежели используя традиционную схему с ФАПЧ.

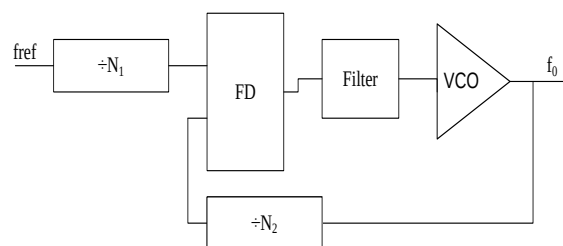


Рис. 1 Структурная схема устройства.

В его состав входят делители N_1 и N_2 , фазовый детектор FD, фильтр нижних частот Filter, генератор управляемый напряжением VCO.

Опорная частота системы поступает на вход делителя N_1 . Делитель генерирует колебания, поступающие на вход фазового детектора FD. Фазовый детектор сравнивает фазу входного сигнала с фазой цепи обратной связи N_2 синтезатора частоты. Сигнал с фазового детектора (или сигнал

выходные характеристики будут подобны.

В связи с этим, ниже представлена упрощенная структурная схема модели, состоящая из модуляционного коммутатора, сумматора и генератора, управляемого напряжением.

4. Моделирование синтезатора и формула расчета средней мощности

Осциллограмма выходных колебаний демонстрирует работоспособность выбранной нами схемы синтезатора.

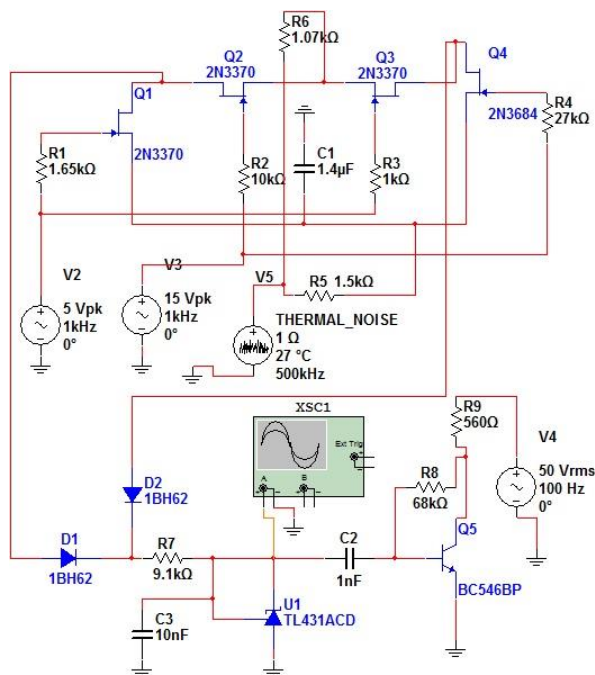


Рис. 4. Принципиальная схема модели.



Рис. 5. Осциллограмма выходных колебаний синтезатора частоты

Синтезатор выдает стабильные гармонические колебания, по амплитуде которых есть возможность измерить комплексную среднюю мощность сигнала. Если мощность рассматривается как функция времени, то ее также называют временной. Мощность может быть представлена как функция частоты, в таком случае она именуется частотной или спектральной мощностью.

Приведем алгоритм расчета средней мощности сигнала. Рассматривая произвольный комплексный сигнал

$x(t) = a(t) + jb(t)$, где $a(t), b(t)$ – вещественные функции. Мгновенная мощность $p(t)$ определяется равенством

$$\begin{aligned} p(t) &= a^2(t) + b^2(t) = \\ &= [a(t) + jb(t)] \cdot [a(t) - jb(t)] \\ &= x(t) \cdot x^*(t). \end{aligned}$$

Средняя мощность на промежутке T подсчитывается по формуле

$$P(t_0, T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)x^*(t)dt$$

В случае, если функция $x(t)$ вещественна (для физического сигнала), то формула приобретает вид

$$P(t_0, T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} [x(t)]^2 dt$$

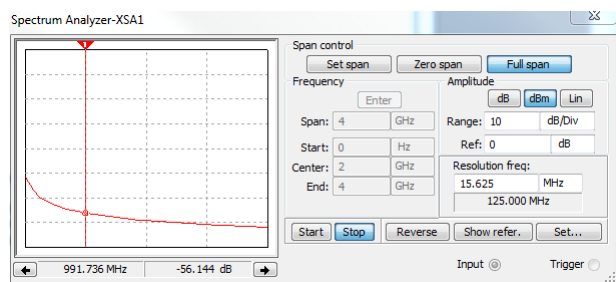


Рис. 6. Спектр выходных частот.

Приведена диаграмма частотного спектра синтезатора частоты. При заданных параметрах указано, что характер выходных колебаний имеет линейную характеристику с достаточно низким уровнем фазовых шумов

($-56,144 \text{ dB/Hz}$) в сравнении с предшествующим этому анализу выходных колебаний с ФАПЧ ($-78,152 \text{ dB/Hz}$).

5. Выводы

Синтезатор частоты, использующий переключение модуляции при помощи малошумящего коммутатора обладает высокостабильными выходными характеристиками, быстродействием и уменьшенным уровнем выходных фазовых шумов, по сравнению с похожей разработкой, представленной в [1].

Литература

1. US7609096B1 – United states patent “Frequency synthesizer and method for constructing the same”, 2009.
2. Mike Curtin and Paul O'Brien. Phase Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters-3, Analog Dialogue, Analog Devices (July/August 1999)

УДК 621

Методика математичного моделювання КМОП- та ПЗС-сенсорів зображення

Старинська А.Й., к.т.н. Терлецький О.В.

Завдання, що вирішуються в процесі проектування складних радіотехнічних систем, визначають вибір методу моделювання об'єкту проектування, алгоритмів і програм аналізу математичної моделі, критеріїв оцінки результатів моделювання і так далі. Методи моделювання компонентів і вузлів радіоелектронної апаратури досить добре вивчені і описані в літературі. Проте, специфіка функціонування КМОП- і ПЗС- сенсорів зображення в СТЗ не дозволяє використати вже існуючі методи для побудови математичних моделей приладів цього типу, придатних для вирішення завдань функціонального і схемо-технічного проектування СТЗ. Це перешкоджає використанню сучасних систем автоматизованого проектування РЭА при розробці СТЗ на основі твердотілих сенсорів зображення. Тому одним з основних питань автоматизації проектування СТЗ є розробка математичної моделі сенсорів зображення, яка б адекватно описувала процеси перетворення оптичного зображення в приладах цього типу з урахуванням амплітудних, просторових і шумових характеристик, а також режимів приладів даного типу.

Сенсор зображення, на відміну від інших компонентів електричних кіл (транзистори, резистори та інші), має розподілені параметри, тобто він сприймає не лише рівень сигналу (амплітудні характеристики), але і просторові характеристики елементів зображення. Крім того, для приладів цього типу характерні шуми, які обумовлені флуктуаційними процесами перетворення оптичного зображення в електричний сигнал і структурою фоточутливих елементів сенсорів зображення [1]. Слід зазначити, що рівень флуктуаційних шумів сенсорів зображення залежить від вибору режимів роботи приладів цього типу. Велика кількість чинників, що впливають на процес перетворення оптичного сигналу в КМОП- і ПЗС-сенсорах зображення, значно розширює коло завдань, що вирішуються на етапі математичного моделювання приладів цього типу [2]. Основними завданнями етапу функціонального моделювання твердотілого сенсора зображення є: визначення структури і алгоритму функціонування математичної моделі сенсора зображення, визначення параметрів її компонентів, врахування особливостей та параметрів режимів роботи сенсора, опис амплітудних, просторово-частотних та шумових

характеристик процесів перетворення сигналу в сенсорі зображення з урахуванням оптичної схеми проектування зображення на фото чутливу матрицю приладу. На

рис.1 представлена структурна схема етапів розробки математичної моделі сенсора зображення.

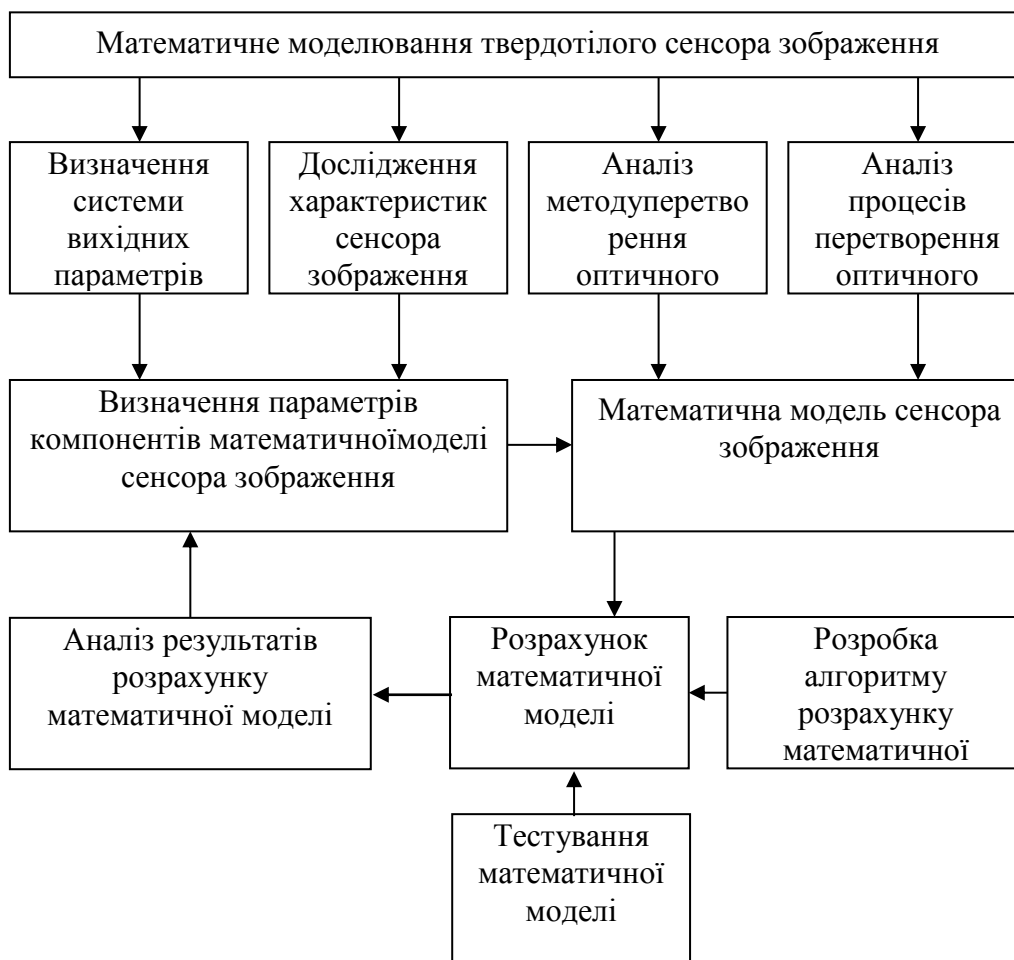


Рис.1. Структурна схема процесу математичного моделювання сенсорів зображення.

Побудова моделі сенсора розпочинається з постановки завдання моделювання. На цьому етапі залежно від вирішуваної задачі і відповідно до призначення моделі сенсора визначаються основні вимоги, що пред'являються до точності і складності моделі з урахуванням можливостей програмних обчислювальних засобів моделювання, вибирається

математичний опис процесу перетворення сигналу і режимів роботи сенсора зображення. Оскільки математична модель призначена для автоматизованого проектування систем технічного зору, то вибір режимів роботи сенсора здійснюється на основі принципу функціонування конкретної СТЗ, який визначається технічним завданням на її розробку.

Наступним етапом побудови математичної моделі є теоретичний аналіз і експериментальні дослідження процесу перетворення сигналу в сенсорі зображення. Цей етап включає наступні операції:

- визначення системи початкових параметрів математичної моделі. При цьому використовуються конструктивні параметри, паспортні дані, а також параметри, що характеризують вибраний метод перетворення оптичного сигналу;
- визначення і апроксимація основних амплітудних характеристик сенсора зображення. Апроксимуючі функції вибираються відповідно до заданої точності опису основних параметрів та характеристик сенсора зображення;
- аналіз методу перетворення оптичного сигналу в сенсорі зображення. Визначаються аналітичні вирази, що описують амплітудні та розподілені параметри процесу перетворення оптичного зображення;
- аналіз шумових характеристик процесів перетворення оптичного сигналу в сенсорі зображення.

Етап розробки математичної моделі сенсора зображення складається з трьох послідовних операцій: розробки алгоритму функціонування моделі, структурного синтезу моделі і визначення параметрів компонентів моделі. В

результаті цього етапу формується система нелінійних алгебро-диференціальних рівнянь, що описує процеси перетворення оптичного сигналу в сенсорі зображення. Оскільки в реальному приладі взаємопов'язано протікають різні за своєю фізичною природою процеси, то алгоритм функціонування моделі встановлює певний взаємозв'язок між рівняннями і послідовністю розрахунку математичної моделі приладу.

У доповіді представлена методика опису амплітудних характеристик формування вихідного електричного сигналу сенсора зображення. Математична модель накопичування заряду в ПЗЗ-матриці та його наступне перетворення в напругу дає можливість розрахувати амплітуду вихідного електричного сигналу сенсора зображення в кожному пікселі сенсора в залежності від освітленості на кожному елементі оптичного зображення. Рівняння математичної моделі враховують квантову ефективність сенсора, яка чисельно визначає імовірність генерації електрона фотоном світла. Слід зазначити, що зазвичай квантова ефективність трактується відносно фотонів, що вже проникли в напівпровідник, а втрати в електродах описуються коефіцієнтом пропускання. У нашому випадку квантова ефективність розглядається узагальнено, тобто враховуються всі фотони, що потрапили на світлочутливий елемент сенсора зображення. Модель формування зображення у КМОН сенсорі має враховувати його просторові,

амплітудні та шумові характеристики. У результаті розрахунку моделі на виході отримаємо відгук датчика зображення на вхідний тестовий вплив, що заданий відповідно до параметрів робочої сцени з врахуванням просторової фільтрації оптичного сигналу. Окрім того, математична модель сенсора зображення повинна визначати відношення сигнал/шум вихідного сигналу сенсора зображення, що є одним з основних параметрів систем технічного зору.

Просторова фільтрація та методика визначення просторово-частотної характеристики процесу перетворення оптичного зображення в електричний відео сигнал описані у роботі [3]. КМОН та ПЗЗ сенсор зображення складається з упорядкованої матриці оптоелектронних елементів (пікселів). Всі пікселі мають ідентичні параметри та виконують однакову функцію по перетворенню оптичного сигналу в електричний вихідний сигнал. Тому для розрахунку відгуку математичної моделі в кожному пікселі сенсора на тестовий сигнал достатньо розрахувати амплітуду перетворення сигналу на кожному пікселі рядка телевізійного растру в залежності від його освітленості, а потім при формуванні відгуку сенсора на тестове зображення враховуються просторово-частотна та шумові характеристики сенсора зображення.

У доповіді приводиться методика врахування в математичній моделі параметрів сцени об'єкта спостереження, амплітудних,

просторових та шумових характеристик процесу перетворення оптичного зображення в КМОН- та ПЗС-сенсорах. Шуми в сенсорі зображення є адитивними і додаються до сигналу на різних етапах перетворення оптичного зображення. Оскільки шуми у сенсорі зображення залежать від режимів роботи та параметрів самого сигналу, то при моделюванні їх зручно розглядати поетапно в процесі перетворення сигналу. Тобто модель шумових та амплітудних характеристик розглядається разом. Для прикладу приведена загальна структура математичної моделі процесу перетворення сигналу в пікселі КМОН сенсора зображення, з врахуванням основних шумових складових. Оскільки генерація фотонів є випадковим процесом, то для кількісної оцінки значення отриманого сигналу використовуємо функції випадкової величини рис. 2.

Структурний шум для цієї моделі розраховується окремо і в модель пікселя не входить. Оскільки він викликаний неоднорідністю топології, то виникаючі спотворення сигналу варіюються окремо для кожного пікселя і є незмінними у часі та сталими відносно кадрів зображення. Методика моделювання перетворення сигналу у датчиках зображення, побудованих на КМОН та ПЗС сенсорах зображення дозволяє оцінити просторову фільтрацію сигналу та рівень спотворення зображення шумами, що виникають у каналі перетворення оптичного зображення.

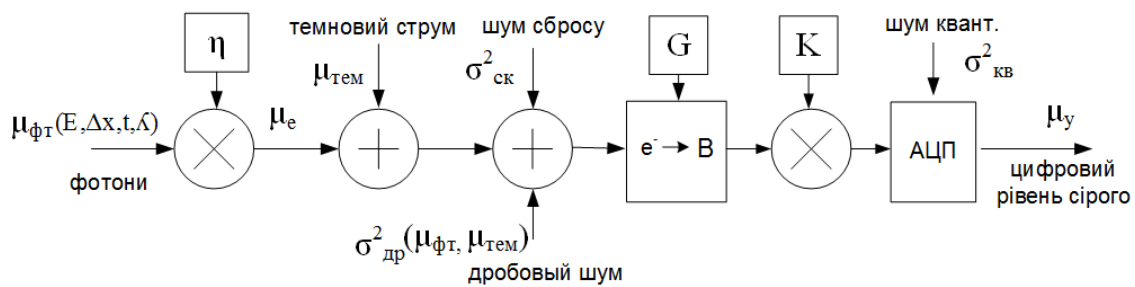


Рис.2. Структура математичної моделі пікселя КМОН - сенсора зображення: де, $\mu_{фт}$ - падаючі фотони, $\eta(\lambda)$ - квантовий вихід, Δx - площа пікселя, E - енергія випромінювання, λ - довжина хвилі випромінювання, t - час експозиції, μ_e - кількість генерованих фотонів, $\mu_{тем}$ - темновий сигнал, $\sigma_{ск}^2$ - шум скидання, $\sigma_{др}^2$ - дробовий шум, G - коефіцієнт перетворення, K - коефіцієнт підсилення, $\sigma_{кв}^2$ - шум квантування, μ_y - вихідний рівень сірого.

Представлена в доповіді математична модель сенсора зображення дозволяє на попередньому етапі проектування системи технічного зору отримати реакцію сенсора зображення на вхідний тестовий вплив, а також виходячи із вимог технічного завдання визначити необхідні параметри та режим роботи сенсора зображення, що значно спрощує проектування систем технічного зору, скорочує строки та витрати на їх розробку.

Література

1. HuiTianNoiseanalysisin CMOS imagesensors/HuiTian. -A dissertation, Stanforduniversity. - 2000. -101 p.
2. Яковлева В.С. Адаптивный видеодатчик с пространственно-временной фильтрацией на базе КМОП приемника излучения с активными пикселями: диссертация на соискание ученой степени: 05.13.05/ Яковлева Вера Сергеевна. - Курск, 2006. -113.
3. Starynska A., Terlecky O.Filtration of Optical Signal in Machine Vision Systems based on Solid-state Image Sensor/ A. Starynska, O. Terleckiy// IEEE 34th conference ELNANO-2014/National technical university of Ukraine "Kyiv polytechnic institute". - Kyiv, 2014. - p.341-344.

УДК 620.179.15

Відношення сигнал/шум рентгентелевізійних систем непрямого перетворення типу “ЕКРАН – ОБ’ЄКТИВ – ПЗЗ”

Шило Д.С., Селивон С.В., к.т.н. Михайлов С.Р.

Сучасні потреби промисловості, науки та техніки обумовлюють розвиток різноманітних систем контролю якості та діагностики, в яких важливу роль відіграють системи неруйнівного контролю. Серед систем неруйнівного контролю в даний час найбільшого поширення набув радіаційний контроль з використанням рентгенівського та гамма-випромінювання, що застосовується до виробів з будь-яких матеріалів і що перевершує повнотою інформації про дефекти (тип, форма, розміри, місце розташування) інші види неруйнівного контролю (магнітний, акустичний, вихреструмовий та ін.).

Радіаційним методам і системам віддають перевагу при контролі якості зварних і паяних з'єднань; контролі якості газо- і нафтопроводів; елементів і конструкцій автомобільного, залізничного і авіаційного транспорту; агрегатів хімічного і енергетичного машинобудування. За об'ємом застосування у промисловості радіаційний контроль значно переважає інші види неруйнівного контролю (більш ніж 80%) та є потужним засобом підвищення якості промислової продукції.

Останніми роками відбулися якісні зміни з системах радіаційного неруйнівного контролю передусім завдяки появі нових багатоеlementних напівпровідникових детекторів радіаційних зображень, а також інтенсивному впровадженню цифрових технологій отримання, обробки та аналізу радіаційних зображень [1]. При використанні таких детекторів і цифрових технологій іонізуюче випромінювання, що пройшло через контрольований об'єкт, за допомогою електронних засобів перетворюється в масив електричних сигналів, які оцифровуються, обробляються і використовуються для формування цифрового зображення контрольованого об'єкта. Цифрове зображення об'єкта містить інформацію про його внутрішню структуру і може формуватися безпосередньо під час просвічування, тобто в реальному часі. Такий метод радіаційного контролю називають цифровою радіографією [2].

Для здійснення цифрової радіографії застосовуються цифрові рентгентелевізійні системи (РТВС) [3]. Такі системи, разом з підвищенням продуктивності і зниженням вартості контролю, дозволяють проводити контроль об'єктів в реальному часі, виконувати оперативну обробку та аналіз

радіаційних зображень тощо. Основні напрямки вдосконалення РТВС – підвищення чутливості контролю та роздільної здатності, інтенсивне впровадження цифрових технологій, широке використання нових твердотільних детекторів рентгенівських зображень.

Розробка цифрових РТВС вимагає рішення нових науково-технічних задач. До їхнього числа відносяться: підвищення відношення сигнал/шум та відповідно чутливості контролю, збільшення квантової ефективності перетворювачів зображення, поліпшення просторової роздільної здатності, оптимізація режимів роботи систем для забезпечення високої якості радіаційних зображень. Вирішити перераховані науково-технічних задачі можна за допомогою математичного та фізико-топологічного моделювання таких систем.

Моделювання РТВС дозволяє підібрати оптимальні режими роботи для дослідження тих чи інших матеріалів, оцінювати ефективність роботи таких систем, сумісність елементів, що в них використовуються, з'ясувати можливість роботи систем в нестандартних умовах, зменшити кількість експериментальних випробувань тощо. Вирішення цих актуальних задач дозволить створити високочутливі цифрові рентгенотелевізійні системи, які здатні замінити системи з проміжними носіями інформації (плівкову радіографію, напівпровідникову

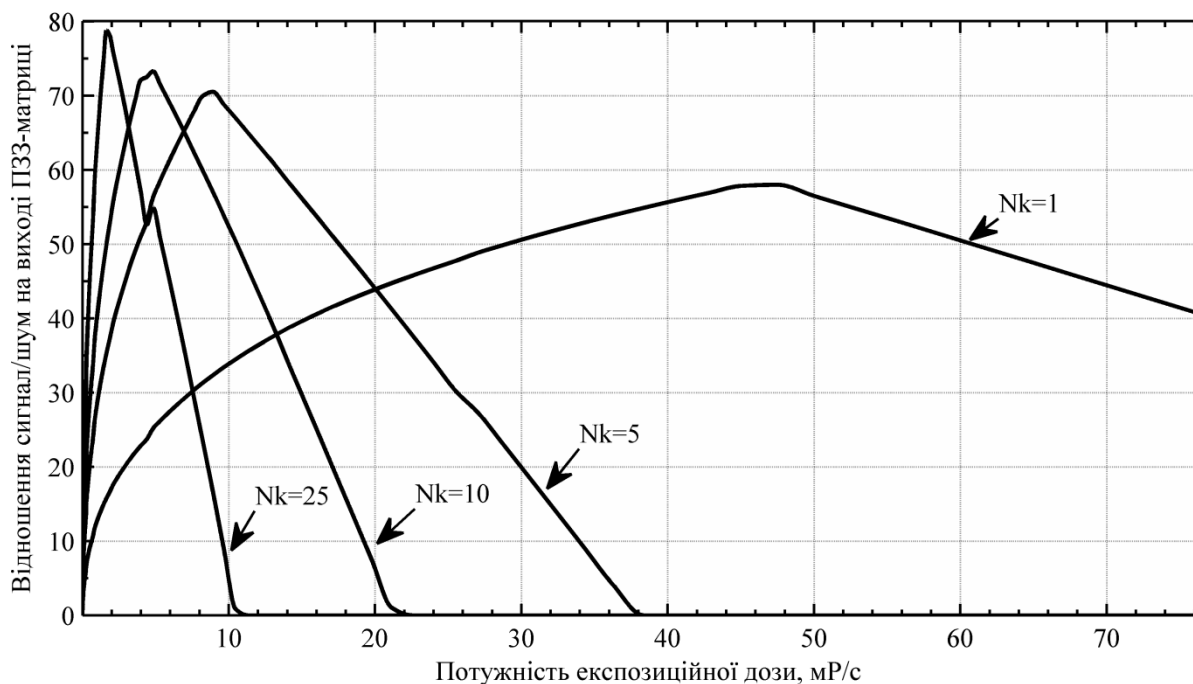
електрорадіографію та комп'ютерну радіографію з використанням запам'ятовувальних пластин).

Була розроблена математична модель перетворення рентгенівських зображень у рентгенотелевізійних системах типу «сцинтилятор – ПЗЗ». Модель дозволяє розраховувати характеристики рентгенівського випромінювання на виході рентгенівської трубки та за досліджуванням об'єктом, інтенсивність світіння екрана, інтенсивність світла на поверхні ПЗЗ-матриці після проходження оптики, розраховувати зарядовий пакет в певному пікселі та вихідний сигнал з нього, відношення сигнал/шум на виході системи та квантову ефективність детектування рентгенівського перетворювача. Можливість рентгенотелевізійної системи виявляти дефекти визначається відношенням величини сигналу до величини шумів. За допомогою моделі були розраховані залежності відношення сигнал/шум від потужності експозиційної дози за об'єктом, які дозволяють встановити взаємно однозначну відповідність між тривалістю накопичення та оптимальною потужністю експозиційної дози випромінювання, що забезпечує найкраще виявлення дефектів.

На рис. 1 приведено залежності відношення сигнал/шум на виході рентгенівського перетворювача при різних тривалостях накопичення для випадків з екранами CsI та Gd_2O_2S (товщини 0,4 та 0,02 см відповідно). Ці залежності розраховувалися для сталого об'єкта товщиною 10 мм з

вольфрамовим включенням (дефектом) розміром 0,2 мм. З графіків видно, що при збільшенні тривалості експозиції покращується відношення сигнал/шум. Це узгоджується з твердженням, що для фотонних шумів відношення сигнал/шум покращується пропорційно $\sqrt{Nk}$. Максимуми (перегини графіків) відповідають обмеженню сигналу. Поставивши вимогу отримання найбільшого значення відношення сигнал/шум, робочий режим РТВС обирається на зростаючій ділянці залежності поблизу її перегину. Такий підхід дозволяє максимізувати ймовірність виявити дефект, не спотворюючи при цьому вихідний сигнал.

При потужності експозиційної дози, що відповідає максимальному значенню відношення сигнал/шум (точка перегину графіків), відбувається обмеження сигналу. При цьому зарядовий пакет пікселя ПЗЗ-матриці повністю заповнений, на цифровому зображенні отримуємо білий піксель. Подальший спад відношення сигнал/шум відбувається до повної засвітки ПЗЗ-матриці. Оскільки використання цифрових рентгенівських зображень, отриманих з обмеженням сигналу – недопустиме, тому робочий діапазон РТВС знаходиться в межах ділянки росту графіка.



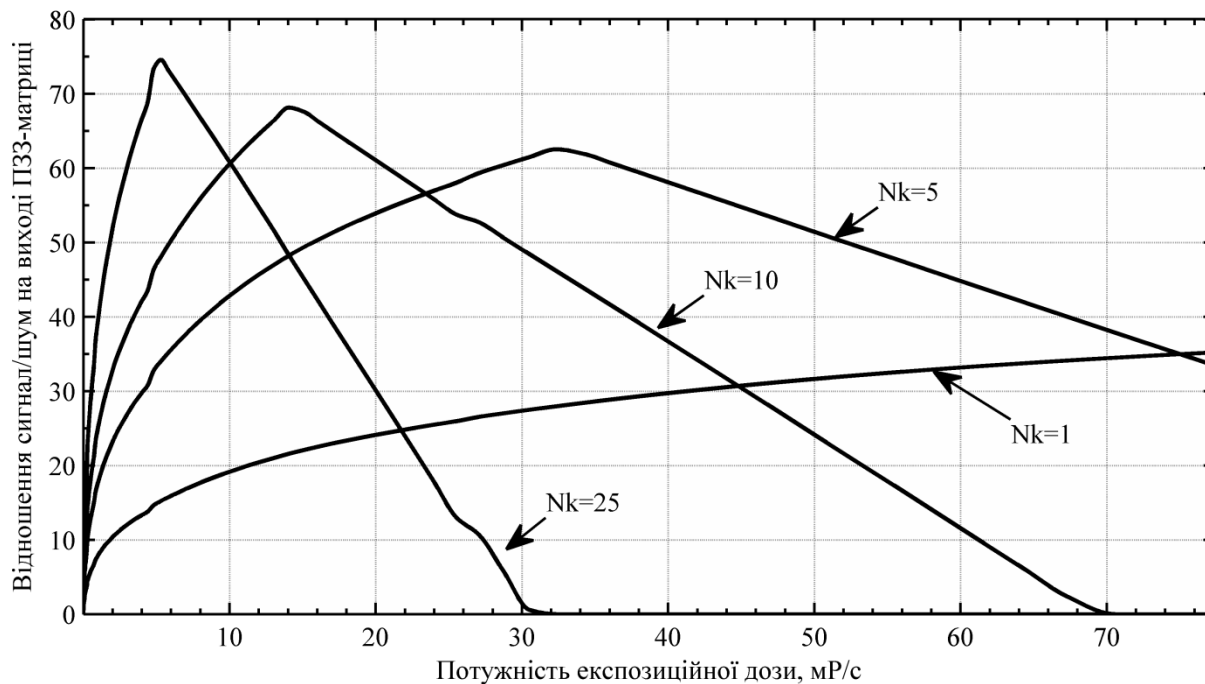


Рис. 1. Залежність відношення сигнал/шум на виході детектора від потужності експозиційної дози за об'єктом дослідження (дефект типу вольфрамове включення) для РТВС з екраном CsI (рис. 1 а) та $Gd_2O_2S(Tb)$ (рис. 1 б) при різних кількості кадрів накопичення

Контроль. Диагностика.– 2014.
 – № 6. – С. 60 - 64.

Література

1. Майоров А.А. Цифровые технологии в радиационном контроле // В мире неразрушающего контроля. – 2009. – № 3 (45). – С. 5 - 12.
2. Комплекс цифровой радиографии для ревизии сварных соединений действующих трубопроводов / Е.Ю. Усачев, В.В. Валиков, Е.Г. Точинский и др. //
3. Высококонтрастные рентгеновизуальные системы на основе рентгеновских экранов и ПЗС-камер с накоплением изображений / В.А. Троицкий, Н.Г. Белый, В.Н. Бухенский и др. // Техн. диагностика и неразруш. контроль. – 2009. – № 3. – С. 41 - 46.

УДК 004.354.3

Відбивні решітки для сенсорних панелей на поверхневих акустичних хвилях

Шостак О.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

Сенсорні панелі – прозорі та непрозорі пристрої введення і виведення даних, що застосовуються в електронних системах, часто в поєднанні з дисплеями (моніторами), такими як CRT, LCD, LED [1].

Сенсорні екрани на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) ефективно конкурують з іншими сенсорними технологіями. Це обумовлено високою надійністю, прозорістю та малим часом відклику. Відповідно найбільшого застосування дані екрани знайшли в пристроях громадського користування: платіжних терміналах, інтерактивних музейних виставках, управлінні виробничим процесом [2].

Функціонально в сенсорному екрані можна виділити три частини: сенсор (спеціальна панель або датчики); контролер (керує датчиками і обчислює дані для обчислення координат точки дотику); драйвер (програма, яка виконує необхідні перетворення даних, що надходять від контролера, виконує додаткові обчислення, корегує роботу контролера).

Сформований в контролері високочастотний електричний сигнал поступає на п'єзоелектричні

випромінювачі, що збуджують в скляній пластині поверхневі акустичні хвилі ультразвукового діапазону (рис.1). По периметру екрана розташовані масиви відбивачів, завдяки яким хвилі утворюють координатну сітку X,Y та рівномірно поширюються по всій поверхні екрана [3].

Падаюча хвиля розподіляється відбивачами так, що різні її порції проходять різну відстань до приймача. Під час дотику до поверхні підкладки, частина енергії акустичної хвилі поглинається і розсіюється, що призводить до спотворення форми прийнятого сигналу. [4].

Сигнал підсилюється, аналізується контролером. Переведені в цифрову форму дані передаються на комп'ютер.

В даній роботі представлені результати дослідження моделей решіток для сенсорних панелей на ПАХ та методика розрахунку основних параметрів.

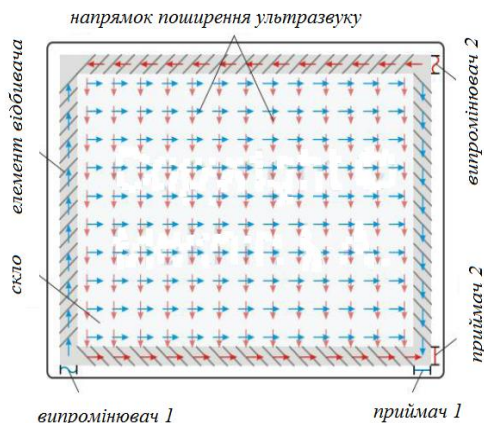


Рис.1. Сенсорний екран на ПАХ

Проведений аналіз базується на моделі відбивної решітки, відповідно до якої припускається, що збудження, викликане кожним окремим елементом відбивача, представляється хвильовою матрицею T_{ij} , пов'язаною з ефективним коефіцієнтом відбиття r .

Решітка складається з однакових електродів з кроком p (рис.2) [5]. На деякій фіксованій частоті ω аналітичний опис збудження в проміжках між електродами містить множник $\exp(\pm jk_0x)$, де k_0 - хвильове число ПАХ на вільній поверхні. Розглядаючи окремий електрод решітки зазначимо, що амплітуди c_1, b_1 розповсюджуються зліва від елемента відбивача, c_2, b_2 - справа від елемента відбивача. Вказані амплітуди вимірюються в точках, розташованих на відстані $p/2$ від центра електрода. Комплексні амплітуди c_1, c_2 пропорційні множнику $\exp(-jk_0x)$.

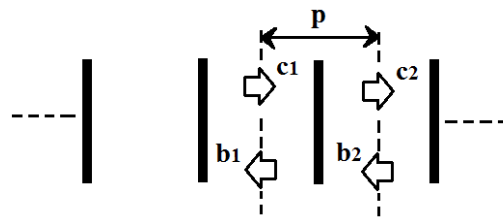


Рис.2. Модель поширення хвилі в періодичній решітці

За допомогою матриці розсіювання S_{ij} виразимо поширені акустичні хвилі від електрода через падаючі хвилі. Врахуємо властивість симетрії, відповідно до якої $S_{22} = S_{21}$, $S_{21} = S_{12}$.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Якщо c_1 або b_2 дорівнюють нулю, то S_{11} визначає амплітуду відбитої хвилі, а S_{12} - амплітуду хвилі, що пройшла. Якщо r - коефіцієнт відбиття електрода, а t - коефіцієнт проходження, то виконуються рівності:

$$\begin{aligned} S_{11} &= r \exp(-jk_0p), \\ S_{12} &= t \exp(-jk_0p). \end{aligned} \quad (2)$$

Якщо електрод не збуджує хвилю, то $r=0$ і $t=1$. Припустимо, що втрати потужності відсутні ($b_2=0$). Прирівнявши потужність на вході до суми потужностей на виході, отримуємо:

$$|r|^2 + |t|^2 = 1. \quad (3)$$

При ненульовому значенні амплітуд c_1, c_2, b_1, b_2 із закону збереження енергії справедливе співвідношення:

$$rt^* + tr^* = 0. \quad (4)$$

Об'єднуючи (3) і (4), отримаємо

$$r^2 = t^2 - t/t^*, \quad (5)$$

і використавши (3) знаходимо:

$$r/t = \pm j|r/t|. \quad (6)$$

Отже, коефіцієнти відбиття можна знайти за допомогою коефіцієнта проходження.

Представимо зв'язок хвиль, що поширюються справа від електрода з хвилями, що поширюються зліва, за допомогою хвильової матриці T_{ij} :

$$\begin{bmatrix} c_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1/\tau^* & r/t \\ -r/t & 1/\tau \end{bmatrix} \quad (8)$$

де c_1, b_1, c_2, b_2 - амплітуди хвиль зліва та справа від елемента відбивача відповідно, $\tau = S_{12}$ - коефіцієнт проходження для одного елемента періодичної структури, t - коефіцієнт проходження. Відповідно:

$$\tau = t \exp(-jk_0 p) \quad (9)$$

Параметри решітки отримуються шляхом обчислення

даної матриці при каскадному включенні елементів відбивача.

Розглянуто поширення хвилі в решітці кінцевої довжини, що складається з N елементів. Використовуючи хвильову матрицю (1) та враховуючи існування тільки падаючої хвилі ($b_n = 0$), можна знайти амплітуди хвиль на всіх ділянках структури решітки, при цьому справедливі співвідношення для амплітуд хвиль:

$$\begin{aligned} \frac{c_n}{c_1} &= \frac{\sin(N-n)\gamma p - \tau \sin(N-n-1)\gamma p}{\sin N\gamma p - \tau \sin(N-1)\gamma p}; \\ \frac{b_n}{c_0} &= \frac{\tau \sin(N-n)\gamma p}{\sin N\gamma p - \tau \sin(N-1)\gamma p}, \end{aligned} \quad (10)$$

де γ - хвильове число.

Відповідно справедливе співвідношення:

$$[b_0]^2 + [c_N]^2 = [c_0]^2 \quad (11)$$

тобто енергія зберігається [5].

При розрахунку решіток необхідно враховувати тип навантаження. Відбивні решітки створюють у вигляді групи канавок або плівкових відбивачів на поверхні підкладки. Зазвичай на п'єзоелектричній підкладці наявні як електричне, так і механічне навантаження [6, 7].

Однак, якщо підкладка виготовлена з матеріалу з сильним п'єзоэффектом, то механічним навантаженням можна знехтувати і навпаки, зі слабким п'єзоэффектом нехтуємо електричним навантаженням.

Враховуючи те, що в сенсорному екрані хвилі поширюються по підкладці зі слабким п'єзоэффектом, то коефіцієнт відбиття для одного відбивача визначається:

$$r \approx 2j\alpha_r(h/\lambda) \sin(ak), \quad (12)$$

де α_r - дійсна константа, $k \approx k_0$ - хвильове число ПАХ, $\lambda = \frac{2\pi}{k}$ - довжина хвилі, h і a - товщина і ширина електрода відповідно. Припускається, що $h \gg \lambda$. Дана формула застосовується незалежно від того, наскільки близько розташовані електроди. Враховуючи залежність від ширини електрода a , даний коефіцієнт досягає максимальної величини $2j\alpha_r(h/\lambda)$ при $a = \lambda/4$.

В сенсорній панелі на ПАХ випромінювані хвилі відбиваються двома однаковими решітками. Кожен з відбивачів змінює напрямок хвилі на 90° так, щоб сигнал поступив на приймач. Глибина канавок (товщина плівкових відбивачів) становить 1 % від довжини хвилі, ширина - $\lambda/(2\sqrt{2})$, інтервал між відбивними елементами повинен бути кратним довжині хвилі сигналу λ . Доцільно обрати робочу частоту близько 5 МГц. Це пов'язано з тим, що затухання акустичних хвиль збільшується зі збільшенням частоти, що обмежило б розміри сенсорного екрану. Зі зменшенням робочої частоти збільшується

дифракція та зменшується роздільна здатність.

Для відбиття хвиль точно під кутом 90° необхідно врахувати анізотропію підкладки. При цьому кут нахилу елементів відбивачів α визначається із співвідношення:

$$\operatorname{tg} \alpha = v_y / v_x \quad (13)$$

де x співпадає з напрямком поширення ПАХ, α - кут нахилу відбивачів відносно цієї осі (рис.3).

На практиці вимоги до точності кута нахилу α досить високі ($0,1^\circ$), оскільки кутова помилка порушує паралельність хвильового фронту електродам вихідного перетворювача, в результаті чого знижується рівень вихідного сигналу.

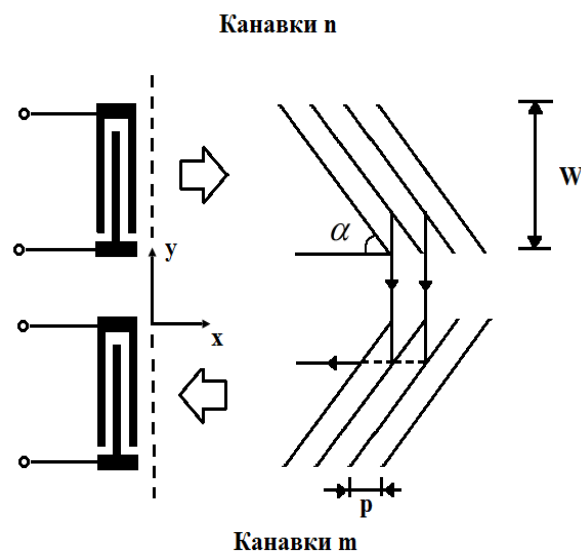


Рис.3. Модель відбиття ПАХ в сенсорній панелі

Література

1. Мухин И.А. Сенсорные экраны – решение проблем // Телевидение и радиовещание. – 2006. – №7. – С.64-66.
2. Touch Systems for Solutions Touched with Innovation: Surface Acoustic Wave Technology(SAW),<http://touchsystems.com/surfaceacousticwave.php>.
3. С. Асмаков. Многообразие сенсорных дисплеев // Компьютер пресс. – 2010. – N8. – С.60-67.
4. М. R. Bhalla, A. V. Bhalla.Comparative Study of Various Touchscreen Technologies //International Journal of Computer Applications. – 2010. – V.6 – No.8.
5. Д. Морган. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ.– М.: Радио и связь, 1990. – С. 377-378.
6. H. Skeie, "Electrical and mechanical loading of a piezoelectric surface supporting surface waves", J. Acoust. Soc. Am. 48, 1098-1109 (1970).
7. H. Skeie. "Mechanical and electrical reflections in interdigital transducers", IEEE Ultrasonics Symp., 1972. pp. 408-412.

УДК 621.327.9

Плазменные осветительные устройства на основе СВЧ разряда

Перевертайло В.В., доц., к.т.н. Кузьмичёв А.И.

Введение

В наше время постоянно совершенствуются системы освещения. Вначале человечество использовало лампы накаливания. Затем была создана газоразрядная лампа, принцип работы которой основан на светящемся электрическом разряде в газе и парах металла. Одной из разновидностей газоразрядных ламп является металло-галогенная лампа (МГЛ), в горелку которой добавляются галогениды некоторых металлов для того, чтобы получить излучение в видимом спектре. Но свет, излучаемый МГЛ, является «неестественным». Предметы, освещенные такими лампами, теряют свой естественный (т.е. как под солнечными лучами) цвет. Соответственно, цветовые искажения весьма сильны.

Всё более широкое применение получают светодиоды как базовые элементы электрических светильников благодаря их отличным световым характеристикам: высокой светоотдаче, большому сроку службы работы (около 50 000 часов), простоте конструкции светильников на их основе и малому энергопотреблению.

Но есть еще одно весьма интересное направление – плазменные светильники (ПС) с использованием серы в качестве плазмообразующего вещества [1, 2, 4]. Этот подход позволяет создавать осветительные приборы с высокой светоотдачей и естественным спектром излучения. Такие светильники не требуют специальных мероприятий по утилизации, как, например, лампы дневного света, содержащие пары ртути.

Для сравнения отметим, что светодиодные светильники, имеют большую температуру цвета (5 600 К), чем плазменные (5 200 К); эффективность диодного светильника составляет 70–80 лм/Вт, а плазменного – 82 лм/Вт. Температура окружающей среды для большинства светодиодов, как и в случае ПС варьируется в широких пределах от -60 до +45°C. Но есть некоторые проблемы с отводом тепла от светодиодных светильников, которых лишены плазменные приборы. Большинство характеристик обоих типов светильников близки друг к другу. Так, срок службы ламп составляет около 50 000 часов, пределы регулирования интенсивности светового потока 20...100 %, время

выхода на рабочий режим меньше 1 минуты. Потребляемая мощность уличных ПС уже начинают выходить на уровень светодиодных, т.е. 280–350 Вт, а в отдельных случаях превышают эту границу.

Принцип работы и особенности конструкции СВЧ плазменных светильников

Важным преимуществом ПС является то, что спектр их излучения – непрерывный и близок к солнечному (рис. 1) [5]. Объяснить сказанное можно следующим [1]. Линии в спектре газоразрядного (плазменного) источника света связаны с резонансом в атомах или молекулах вещества, излучающего свет. Высокое качество спектра, которое дает сера, обусловлено таким явлением как полиморфизм. Сера может образовывать молекулы в виде цепочек произвольной длины, каждая из которых имеет собственную резонансную частоту. Большое количество молекул разных размеров в сумме дает непрерывный спектр".

Таким образом, для получения плазмы, которая дает непрерывный спектр излучения во всем видимом диапазоне, целесообразно применять серу [1–4]. Это объясняется тем, что сера в плазменном состоянии излучает свет в процессе молекулярной, а не атомной

эмиссии. При этом 73% общей эмиссии излучается в видимом диапазоне, около 20% – в инфракрасном и менее 1% – в ультрафиолетовом.

Для возбуждения плазмы в данном случае целесообразно использовать СВЧ энергию и безэлектродный разряд, так как использование традиционных электродов повлечет их быстрое разрушение из-за реакции паров серы с раскалённым металлом электродов.

Итак, в основе работы ПС лежит ионизация и возбуждение газообразного вещества под действием СВЧ энергии. Высокоионизованное вещество переходит в состояние плазмы, которая начинает постоянно излучать свет. В данном случае внутри колбы лампы образуются, возбуждаются и светятся пары серы в плазменной среде аргона. Для такого светильника фирма LG Electronics придумала новый термин — «лайтрон» [1].

На рис. 2 показана типичная конструкция излучателя на примере запаянной стеклянной колбы диаметром 30 мм, в которой находятся газ аргон и несколько миллиграмм серы. Для получения определенного спектра излучения внутрь колбы добавляют и другие вещества.

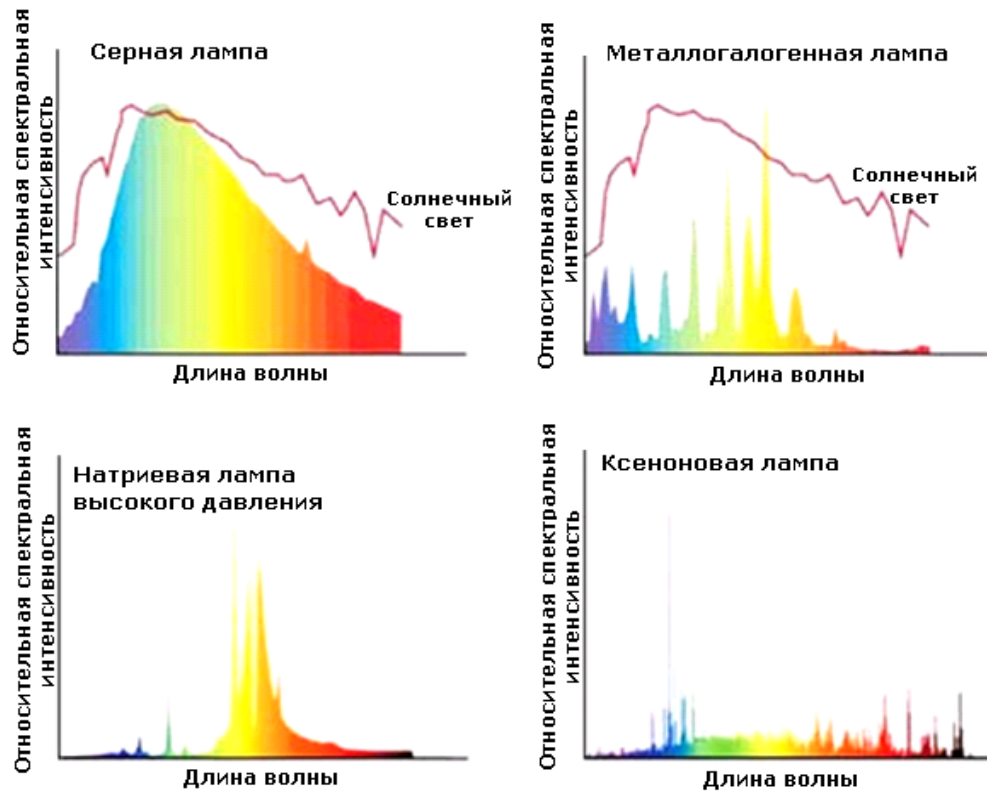


Рис. 1. Примеры спектров излучения некоторых ламп

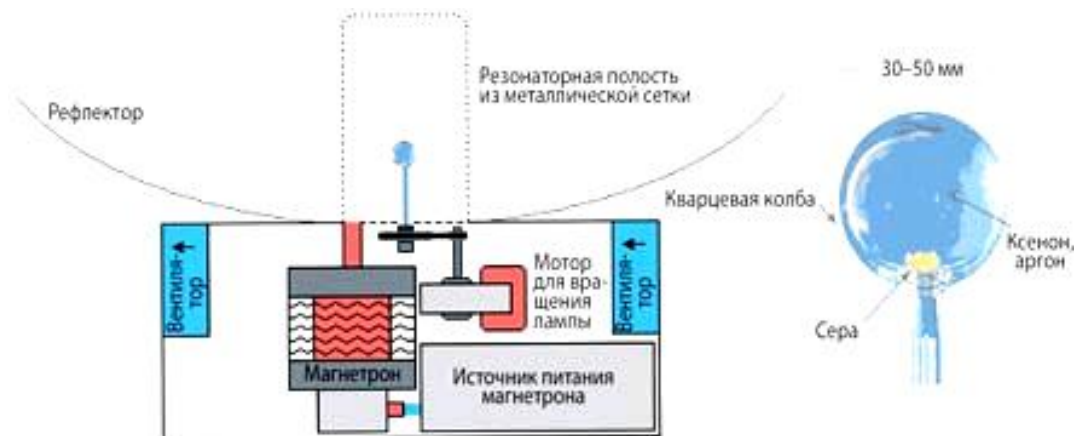


Рис. 2. Конструкция серной лампы

Колба находится в СВЧ резонаторе, в который поступает СВЧ волна от магнетрона через волновод. Генератором СВЧ волны служит магнетрон с рабочей частотой 2,45 ГГц. Резонатор

представляет собой «корзину» в виде мелкоячеистой сетки (рис. 3). Для дополнительной защиты от СВЧ излучения установлена мелкоструктурная сетка на выходной апертуре светильника.

Размер ячейки сетки должен быть $a \ll \lambda$, где a – ширина элемента ячейки (рис. 3), λ – длина СВЧ волны, чтобы электромагнитная СВЧ волна не могла распространяться за её пределы и затухала.

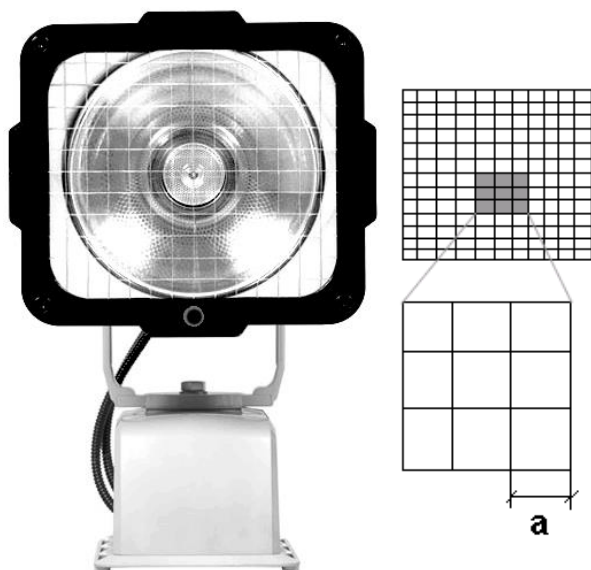


Рис. 3. Плазменный светильник (прожектор): слева – вид спереди, справа – мелкоячеистая сетка выходной апертуры

Для равномерного нагрева колбы с содержимым её вращают. Но можно обойтись без вращения, используя волну с круговой поляризацией [1].

При разогреве давление в колбе может достигать 5 атм. Также важным моментом является необходимость охлаждения колбы [1], так как при слишком высоких температурах сера теряет полиморфные свойства, из-за чего спектр излучения может стать линейчатым.

Применение плазменных светильников

По сравнению с различными существующими источниками света ПС может создавать очень большой световой поток. Например, лампа накаливания мощностью 100 Вт создает световой поток **1350 лм**, люминесцентная лампа 40 Вт – **2000 лм**, газоразрядная лампа 35 Вт ("автомобильный ксенон") – **3000-3400 лм**, светодиод мощностью 40-80 Вт – **6000 лм** [6], а СВЧ плазменный потолочный светильник PSH0731B фирмы LG Electronics мощностью 730 Вт – **58 500 лм**. Поэтому ПС как источники света с большим световым потоком находят применение для освещения больших территорий таких, как стадионы, горнолыжные комплексы, спортивные площадки, проезжие части дорог, они также используются для подсветки флагштоков, рекламно-информационных щитов, зданий и сооружений, помещений с высотой потолков более 6 м, для которых сложно реализовать освещение иными способами. Такими объектами могут быть конференц-залы, общественные, торговые и спортивные здания и сооружения, промышленные и складские помещения. Кроме того, следует отметить, что для стадионов, конференц-залов и других общественных мест, откуда могут вестись телевизионные трансляции, плазменные светильники представляются наилучшим вариантом освещения [1], поскольку обладают сплошным световым

спектром и отсутствием пульсаций, что благотворно влияет на качество телевизионной «картинки». Также они хорошо подойдут для выставочного бизнеса, где востребованы высокая мощность, большой срок работы и качество светового потока.

Также используются плазменные осветительные и облучающие устройства для обеззараживания объектов при одновременном воздействии ультрафиолетового оптического излучения и озона [7]. В последнее время ПС находят применение для освещения в теплицах, так как излучение такого светильника, как упоминалось ранее, близко к солнечному с непрерывным частотным спектром [2, 4].

Преимущества плазменных СВЧ светильников

Важное преимущество ПС – это их быстродействие. Так, для свечения светильника на 80% от номинальной мощности после включения, ему необходимо для разогрева всего 12 с. После выключения повторно можно включить светильник через 5 минут. Для сравнения, МГЛ требует на разогрев около 4 минут, а ее повторное включение возможно не раньше, чем через 15 мин.

Другим преимуществом ПС является их длительный срок службы (средний срок службы лампы компании LG Electronics 50 тыс. часов). Это возможно благодаря тому, что ПС не имеет электродов,

из-за которых в большинстве случаев выходят из строя газоразрядные и люминесцентные лампы.

ПС в течение всего времени работы практически не подвержены «выработке». Так, светоотдача плазменного светильника под конец срока службы может составить 90% от начального значения, в то время как у люминесцентных ламп она может упасть ниже 40%.

Сравним ПС со светильником на основе МГЛ: светоотдача светильника на МГЛ составляет примерно 60-80 лм/Вт, а ПС имеет светоотдачу 80-85 лм/Вт.

ПС является не в пример экологичнее, чем ртутный, металогалогенный и люминесцентный светильники. Так, ртути в ртутной лампе содержится 200-250 мг, в металогалогенной – 100-150 мг, в люминесцентной – 10-20 мг. В ПС ртути нет вообще, что ставит ПС на одну ступень по экологичности со светодиодными. Также ПС не содержит ни свинца, ни мышьяка.

Свет ПС излучает в разы меньше ультрафиолета – на 92% меньше, чем галогенные лампы накаливания с колбой из кварцевого стекла, и на 66% меньше, чем люминесцентные лампы, что благотворно влияет на здоровье людей, работающих под светом таких ламп [1].

И, как уже несколько раз упоминалось ранее, спектр излучения ПС по своему

спектральному составу весьма близок к естественному свету, частотный спектр излучения является сплошной, квазисолнечный. По данному параметру ПС показал себя лучше всех среди присутствующих на рынке. Кроме того, следует отметить возможность плазменного облучателя имитировать режимы восхода и захода солнца. Плазменный облучатель можно включать не сразу в номинальном режиме, а на 60% ниже, постепенно доводя до номинальной мощности, и наоборот. Плазмохимические процессы в лампе-горелке проходят таким образом, что повторяют солнечные спектры восхода и захода солнца. [2]. Поэтому, плазменная лампа оказалась прекрасным источником света для растений. Это благотворно сказывается на ходе процессов фотосинтеза, которые обычно идут только под солнечным светом [1, 2, 4].

Литература

1. Плазменные светильники: экологичность и сплошной спектр, www.magazine-svet.ru/review/63804.
2. Жидков Р.А., Малышев В.В. Плазменный облучатель для выращивания зеленных культур в теплицах // Вестник ВИЭСХ. Вып. 1(10), 2013. – С. 45–47.

3. Александрова О.Ю. Бондаренко С.М. Гутцайт Э.М. Жидков Р.А. Плазменные осветительные устройства на основе СВЧ-разряда. Технологии информационного общества // Т-Comm. 2013. № 9. – С. 9-11.
4. Жидков Р.А. Облучатель с серной лампой для растениеводства// Всероссийская научная конференция «Проблемы СВЧ Электроники». Москва, 2013. – С. 65-67.
5. Серная лампа. Многообещающее начало и... непрогнозируемое будущее? Часть I. Немного истории и про устройство лампы, www.russianelectronics.ru:808/reader-r/review/2195/doc/56392.
6. Световой поток типичных источников света, www.dpva.info/Guide/GuidePhysics/LightAndColor/LightFlowEfficiency.
7. Жидков Р.А. Камерные, погружённые и антенно-облучательные бактерицидные устройства комбинированного воздействия СВЧ-УФ-излучений и озона // ВЭИ. Высоковольтная вакуумно-плазменная электроника. Сб. тр. – Москва, 2008. – С. 216–220.

СЕКЦІЯ: «ЕЛЕКТРОНІКА ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ»

УДК 621.383.81

Дослідження шумових характеристик КМОП- та ПЗЗ сенсорів зображення

Дягілєв Ю.П., к.т.н. Терлецький О.В

Останнім часом в електроніці широко застосовуються автоматизовані методи проектування на основі використання методів математичного моделювання, обчислювальної техніки та спеціального програмного забезпечення. Використання автоматизованих методів при проектуванні систем технічного зору (СТЗ) стримується відсутністю математичної моделі, яка б враховувала параметри та характеристики сенсора зображення, а також просторові та шумові характеристик процесів перетворення оптичного зображення в вихідний електричний відеосигнал у відповідності з вибором режиму роботи приладів даного типу.

Визначальними характеристиками СТЗ є чутливість та роздільна здатність. Фактором, що обмежує ці параметри, є наявність шумів у каналі перетворення оптично зображення в електричний сигнал, які, з одного боку, пов'язані з квантовою природою оптичного зображення, а з

другого боку, шумами процесу оброблення оптичного зображення в самому сенсорі зображення. Ці шуми маскують дрібні елементи зображення і тим самим знижують чутливість та роздільну здатність СТЗ. Таким чином, аналіз та врахування шумових характеристик сенсора зображення при математичному моделюванні процесів оброблення оптичного зображення в сенсорі зображення є дуже важливим питанням при розробці математичної моделі приладів даного типу[1].

Сенсори зображення реалізують функцію перетворення просторово розподіленого вхідного оптичного сигналу у вихідний електричний відеосигнал. Основним параметром відтворюваного зображення є відношення сигнал/шум, тому математична модель повинна враховувати не тільки амплітудні й просторові, але і шумові складові перетворення зображення з урахуванням режимів роботи сенсора. Математична модель сенсора зображення для вирішення

задач автоматизованого проектування СТЗ повинна забезпечувати можливість розрахунку реакції сенсора зображення на тестовий оптичний сигнал з врахуванням всіх вищезазначених характеристик сенсора зображення, а також режимів його роботи.

В даній роботі було досліджено складові шуму процесу перетворення оптичного сигналу на виході сенсора зображення та їх залежність від рівня освітленості фото чутливих елементів сенсора зображення, а також від режиму накопичення оптичного сигналу на сенсорі зображення. Слід зазначити, що з точки зору проектування систем технічного зору, шуми процесу перетворення оптичного зображення в сенсорі можна розділити на флуктуаційні та структурні. Джерелами флуктуаційного шуму є дробовий шум фотодетектора, шум ланцюга скидання заряду у пікселі, тепловий та флікерний шум ланцюга зчитування, шум квантування АЦП [2]. При низькому рівні освітленості серед флуктуаційних шумів переважає шум скидання, а при високому рівні освітленості - дробовий. Але ці складові шуму носять випадковий характер і суттєво залежать від вибору режиму роботи сенсора зображення.

Структурні шуми викликані неоднорідністю в структурі матриці сенсора зображення, а саме відхиленнями в розмірах елементів фотодетектора, концентрації легування, товщині шару

діелектрика, а також наявністю дефектів, домішок. Тому ці складові шуму носять стаціонарний по відношенню до фото чутливої поверхні сенсора характер.

Основною задачею проведеного експерименту було розділити флуктуаційні шуми, які мають випадковий характер та структурні шуми, які є стаціонарним процесом і кількісно оцінити їхній вплив.

Експеримент проводився на дослідницькій установці, розробленій в лабораторії індикаторних пристроїв кафедри електронних приладів та пристроїв, представлений на рис. 1. Оскільки предметом дослідження є шуми перетворення оптичного зображення, то в якості зображення використаний рівномірний сірий фон, освітленість якого може регулюватися в широкому діапазоні за допомогою світлової шафи. Освітленість об'єкта контролювалася за допомогою люксметра. Зображення сірого фону через об'єктив подавалося на фото чутливу поверхню ПЗС-сенсора зображення телевізійної камери, з виходу якої відеосигнал поступав спеціалізований відео процесор VP-1200, який використовується як плата розширення персонального комп'ютера ПК. Спеціальне програмне забезпечення "Direcon-A02" забезпечує можливість запису фрагментів телевізійного зображення в реальному масштабі часу, а також обробку записаних фрагментів телевізійного зображення шляхом накопичення заданої кількості телевізійних кадрів

та віднімання фонового кадру
зображення від послідовності кадрів

записаного фрагменту телевізійного
зображення.

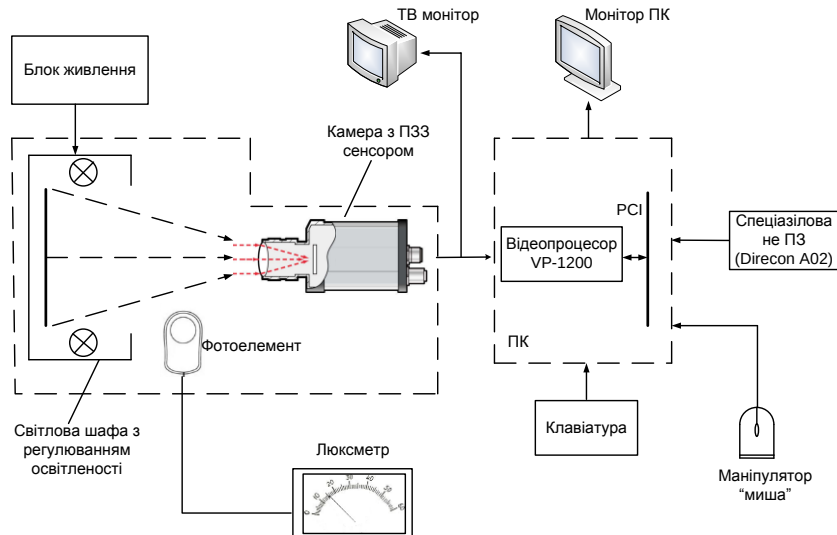


Рис. 1. Схема установки експерименту з вимірювання шумових складових сенсора зображення

Амплітудні характеристики шумових реалізацій вихідного відеосигналу сенсора зображення визначалися при обробці записаних та оброблених фрагментів телевізійного зображення в середовищі MatLab.

В доповіді представлені результати дослідження амплітуди флуктуаційних шумів процесу перетворення оптичного зображення в залежності від освітленості (рис.2.) та в залежності від кількості кадрів накопичення оптичного зображення, тобто від часу експозиції сенсора зображення.

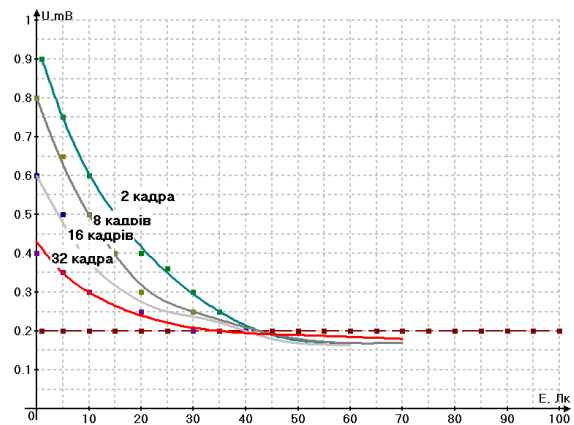


Рис. 2. Сімейство залежностей рівня флуктуаційного та структурного шумів від освітленості при різних кількостях кадрів накопичення.

Як видно з приведених графіків (рис.2) максимальна амплітуда шумових реалізацій має місце при повністю затемненій фото чутливій поверхні сенсора зображення. При

збільшенні освітленості амплітуда шумових реалізацій експоненціально зменшується і після 40 лк маємо постійне значення амплітуди шумових реалізацій, які відповідають структурному шуму сенсора зображення. Амплітуда складової флуктуаційного шуму також залежить і від часу експозиції оптичного зображення на фото чутливій поверхні сенсора зображення.

На рис. 3 представлені результати дослідження залежності амплітуди шумових реалізацій від часу експозиції зображення (в т.в. кадрах) для різних рівнів освітленості фото чутливої поверхні сенсора зображення.

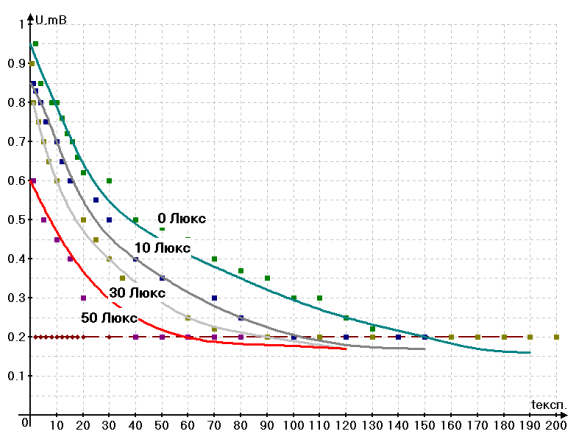


Рис.3. Сімейство залежностей рівня флуктуаційного та структурного шумів від часу експозиції при різних освітленості.

Як видно з графіків флуктуаційний шум в залежності від часу експозиції змінюється експоненціально та знижується завдяки статистичній обробці оптичного сигналу безпосередньо на самому сенсорі. Структурний шум є постійною складовою шумових

реалізацій, які мають стаціонарний розподіл відносно поверхні сенсора зображення. Ця складова шуму не залежить від режимів роботи сенсора зображення, а для зменшення її впливу на характеристики процесу перетворення оптичного зображення можна застосувати віднімання фоновому розподілу структурного шуму в реальному масштабі часу з вихідного сигналу сенсора зображення.

Висновки:

В результаті проведених досліджень вдалося кількісно визначити флуктуаційну та структурну складові шуму процесу перетворення оптичного зображення в вихідний електричний відеосигнал. Визначена залежність флуктуаційної складової шумових реалізацій від освітленості фото чутливої поверхні сенсора зображення та від часу експозиції вхідного оптичного сигналу, що дозволяє врахувати при математичному моделюванні приладів даного типу шумових характеристик процесів перетворення оптичного сигналу в КМОП- та ПЗЗ-сенсорах зображення.

Література

1. Яковлева В.С. «Адаптивный видео датчик с пространственно-временной фильтрацией на базе КМОП-приемника излучения с активными пикселями». - Курск, 2006.

2. W. Houten Understanding image sensors, noise, non-uniformities and obtaining a likelihood ratio in the process of device identification/ Wiger van Houten. – Report of internship at the Netherlands Forensic Institute. – 2008. – 96 p.

УДК 004.42

Програмно-апаратний комплекс забезпечення голосування вчених рад

Єршов В.В., д.ф.м.н. Буй Д.Б.

Вступ.

У наш час актуальним є процес автоматизації та комп'ютеризації систем, які використовуються в побуті, виробництві, навчанні. Так, зокрема, у навчальній сфері мають місце заходи з інтерактивним залученням певної кількості осіб-учасників (членів). Одним із типів структур, в якій відбуваються подібні заходи, є вчені ради навчально-освітніх установ.

Вчена рада - постійно діючий виборний представницький орган вищого навчального закладу (ВНЗ), науково-дослідницької організації або об'єднання вчених, що займається вирішенням стратегічних питань розвитку ВНЗ, організації, території, на якій він представлений. Формування вченої ради для державних вищих навчальних закладів є обов'язковим. До складу вченої ради входять ректор, який є її головою, проректори, президент (якщо така посада передбачена статутом), а також за рішенням ради - декани факультетів. Інші члени ради обираються таємним голосуванням на загальних зборах (конференції), яке також визначає і

загальна кількість членів ради. Норми представництва в вченій раді від структурних підрозділів та учнів (студентів та аспірантів) визначаються вченою радою. Звичайно загальні збори відповідних підрозділів висувають завідуючих кафедрами, провідних вчених, керівників служб забезпечення, членів студентського активу. Представники структурних підрозділів вважаються обраними до складу вченої ради або відкликаними з нього, якщо за них проголосували більше двох третин делегатів, присутніх на загальних зборах (за наявності не менше двох третин спискового складу делегатів). Склад вченої ради вищого навчального закладу оголошується наказом ректора. У разі звільнення (відрахування) члена вченої ради він автоматично вибуває з її складу. Термін повноважень вченої ради не може перевищувати 5 років. Дострокові вибори ради проводяться на вимогу не менше половини його членів, а також у випадках, передбачених статутом вищого навчального закладу. Так, можна розглянути процес голосування у вченій раді вищого навчального

закладу, коли члени зібрання голосують за ухвалення певного рішення, винесеного на порядок денний.

Мета проекту полягає в забезпеченні автоматизації процесу голосування під час засідань вчених рад шляхом використання портативних (мобільних) пристроїв – смартфонів, планшетів – сьогодні доступних кожному з членів ради. Перевагами застосування даної системи є економія ресурсів (енергетичних, витратних) часу, необхідного на процедуру проведення голосування, протоколювання та збереження результатів голосування базам даних (електронний документообіг) з можливістю звернення до них та подальшого використання, мінімізація зусиль, витрачених на підготовку до проведення голосування (секретарю пропонується керувати перебігом голосування з персонального комп'ютера), мінімізація людського фактору, низька собівартість використання комплексу. За допомогою сучасних інформаційних технологій планується підвищити ефективність діяльності Вчених рад всіх рівнів (факультет/інститут, університет/інститут/академія), зокрема, спеціалізованих Вчених рад науково-навчальних установ.

Для реалізації поставленої мети виконано такі завдання:

- розробка мобільної програмно-апаратної системи електронного голосування, яка не потребує спеціального

приміщення для монтажу стаціонарного обладнання та може бути розгорнута в прийнятний час;

- уніфікація документації, зокрема, автоматична підготовка бюлетенів для голосування, протоколів лічильних комісій, різноманітних звітів, довідок та витягів з протоколів засідань;
- автоматизація контролю виконання рішень, накопичення інформації в базі даних для її наступного аналізу.

Створений комплекс автоматизації функціонування вчених рад структурних підрозділів науково-навчальних установ на сьогодні не має аналогів на теренах нашої держави та поза її межами. Планується його апробація та подальше впровадження у роботу в межах різноманітних структурних підрозділів вчених рад (на рівні, факультету, вищого навчального закладу). Комплекс потенційно може бути застосований для проведення голосування у міських, селищних, районних радах (з огляду на низьку собівартість та зручність експлуатації).

Під час виконання дослідження розроблено багатокомпонентний програмний комплекс, який забезпечує автоматизацію функціонування Вчених рад. Розробка комплексу являє системний підхід до дослідження усіх аспектів реалізації компонентів

пристрою. Одним з ключових аспектів є розробка мобільного додатку, який реалізує отримання/передачу даних мережею, створеного за допомогою середовища розробки Xcode 6.

Клієнтський додаток забезпечує взаємодію члена вченої ради з секретарем вченої ради шляхом отримання та пересилання інформації на сервер та встановлюється на пристрої iPhone, iPad, iPod Touch, які є власністю члена вченої ради. В подальшому передбачається розробка аналогічних додатків для інших поширених мобільних платформ – Android та Windows Phone.

Сервер реалізовано за допомогою середовища розробки Microsoft Visual Studio 2010 для операційних систем Windows. Клієнт

Серверний додаток забезпечує проведення голосування в рамках засідання вченої ради шляхом надсилання питань, які виносяться на голосування, на бездротові пристрої членів ради, отримання відповіді від них та працює під управлінням операційної системи Microsoft Windows, зважаючи на поширеність використання даної системи у відповідних установах.

Науково-технічна продукція складається з дистрибутива програмно-апаратного комплексу (інсталяційного програмного забезпечення) та низки інструкцій користувача: інструкція з інсталяції комплексу, інструкція з адміністрування комплексу,

інструкцій користувачів комплексу «Голова Вченої ради», «Вчений секретар Вченої ради», «Користувач» (всі користувачі розподіляються за функціями, які вони можуть виконувати; так голова може формувати порядок денний, оголошувати реєстрацію членів ради, проводити голосування, а рядовий член ради – реєструватися та голосувати; звичайний користувач може тільки переглядати відповідну інформацію).

Висновки.

Розроблено апаратно-програмний комплекс, призначений для забезпечення функціонування вчених рад структурних підрозділів науково-навчальних установ, до складу якого входять такі компоненти: керуючий сервер (користувач – голова зібрання або секретар вченої ради), програмний додаток для мобільного пристрою (користувач – член вченої ради, на пристрій якого встановлено додаток), додаток для персонального комп'ютера (зокрема, ноутбука), в разі, якщо відсутній доступ до мобільного пристрою. В рамках реалізації серверної частини було реалізовано ряд функцій, які суттєво спрощують проведення засідань вченої ради, зокрема формування з подальшим експортом протоколу засідання в прикладне програмне забезпечення Microsoft Office Word, сповіщення заздалегідь членів вченої ради про порядок денний через електронну пошту. Комплекс має можливість широкого застосування у практичній сфері, а

також потенційну можливість адаптації до використання в інших організаціях (міських, районних, селищних радах тощо).

Література

1. Бегг К. Базы данных. Проектирование, реализация и сопровождение. Теория и практика. – Вильямс, 2003. – 1436 с.
2. Братчиков И. Синтаксис языков программирования. – М. Наука, 1975. – 232 с.
3. Гуц А. Математическая логика и теория алгоритмов. – Омск: Наследие, 2003. – 108 с.
4. Гэлловей М. Сила Objective-C 2.0. Эффективное программирование для iOS и OS X. – СПб.: Питер, 2014. – 304 с.
5. Далримпл М. Objective-C 2.0 и программирование для Mac. – Вильямс, 2010. – 315 с.
6. Донован Д. Системное программирование. – М.: Мир, 1975. – 540 с.
7. Зdziarski Д. iPhone SDK. Разработка приложений. – БХВ, 2012. – 506 с.
8. Керниган Б. Язык программирования С. – Вильямс, 2009. – 292 с.

УДК 519.83

Використання теорії гри для оптимального вирішення проблеми під час створення та розгляду питань щодо якості та собівартості приладів

Ксенофонтова А.А., д.т.н. Мельник І.В.

У роботі розглянутий метод максимінної та мінімаксної стратегії, який використовується для оптимізації якості та собівартості виробництва продукції. Результат тестування цього методу на практичних задачах електронної промисловості показав, що ігрові підходи допомагають формалізувати конкретні ситуації на підприємствах електронної промисловості та знайти компромісне рішення, яке задовольняє різні потреби, які зазвичай є суперечливими.

Зазвичай визначається якщо не кращий, то в усякому разі, не гірший варіант співвідношення стратегій гравців у даній ситуації. Розглянуті конкретні приклади задач із наявністю сідлової точки та без неї.

За допомогою теорії ігор можна розв'язати задачу максимізації середнього доходу підприємства від реалізації продукції за умови, що на неї впливатиме безліч випадкових факторів, оскільки асортимент виготовленої на підприємстві продукції різний.

Особливо важливим є використання теорії ігор у провідних галузях науково-технічного прогресу, де застосовуються сучасні наукові досягнення та нові технічні

рішення, впровадження яких потребує вкладання великих коштів, невірне використання яких може привести до банкрутства підприємств.

Метою дослідження є використання теорії гри, а саме максимінної та мінімаксної стратегії для оптимального рішення під час створення та розгляду питань щодо якості та собівартості продукції.

Суть методу, який розглядається в даній роботі, полягає в наступному. Конфліктну ситуацію можна математично подати як гру двох або більшої кількості гравців, кожен з яких переслідує мету максимізувати свій виграш за рахунок іншого. Нехай гравець А вибрав стратегію A_i , тоді у найгіршому разі він отримає виграш, що дорівнює $\min_j a_{ij}$, тобто навіть тоді, коли гравець В і знав би стратегію гравця А. Передбачаючи таку можливість, гравець А має вибрати таку стратегію, щоб максимізувати свій мінімальний виграш, тобто

$$a = \max_i \min_j a_{ij} \quad (1)$$

Така стратегія гравця А позначається A_{i_0} і має назву максимінної, а величина

гарантованого виграшу цього гравця називається нижньою ціною гри. Гравець В, який програє суми у розмірі елементів платіжної матриці, навпаки має вибрати стратегію, що мінімізує його максимально можливий програш за всіма варіантами дій гравця А. Стратегія гравця В позначається через B_{j_0} і називається мінімаксною, а величина його програшу — верхньою ціною гри, тобто

$$\beta = \min_i \max_j a_{ij} \quad (2)$$

Отже, мета гравця А — максимізувати величину, а гравця В — мінімізувати її. Нехай маємо матрицю А: де рядки відповідають стратегіям A_i , а стовпці — стратегіям B_j . Матриця А називається платіжною, а також матрицею гри. Елемент цієї матриці a_{ij} — це виграш гравця А, якщо він вибрав стратегію A_i , а гравець В — стратегію B_j [6].

	B_1	B_2	...	B_n
A_1	a_{11}	a_{12}	...	a_{1n}
A_2	a_{21}	a_{22}	...	a_{2n}
...	...	...	...	...
A_m	a_{m1}	a_{m2}	...	a_{mn}

Рис. 1. Платіжна матриця

Оптимальний розв'язок цієї задачі досягається тоді, коли жодній стороні не вигідно змінювати вибрану стратегію, оскільки її супротивник може у відповідь вибрати іншу стратегію, яка

забезпечить йому кращий результат. Якщо

$$\alpha = \max_i \min_j a_{ij} \quad (3)$$

$$\beta = \min_i \max_j a_{ij} = \alpha$$

то гра називається цілком визначеною. В такому разі виграш гравця А (програш гравця В) називається значенням гри і дорівнює елементу матриці a_{ij} . Цілком визначені ігри називаються іграми з сідловою точкою, а елемент платіжної матриці, значення якого дорівнює виграшу гравця А (програшу гравця В) і є сідловою точкою. В цій ситуації оптимальним рішенням гри для обох сторін є вибір лише однієї з можливих, так званих чистих стратегій — максимінної для гравця А та мінімаксною для гравця В, тобто якщо один із гравців притримується оптимальної стратегії, то для другого відхилення від його оптимальної стратегії не може бути вигідним [4].

Розглянемо приклади розв'язку методом теорії ігор на конкретних задачах підприємств електронної промисловості.

Приклад 1. Фірма виготовляє електронні прилади. Експертами виробничого відділу фірми розглядаються 3 типи приладів: $П-1$, $П-2$, $П-3$. Однак залежно від фінансування кожен тип може мати три якості: $Я-1$, $Я-2$, $Я-3$ залежно від закупленої технології виробництва. Собівартість виготовлення приладів наведена в табл. №1.

Собівартість виготовлення
устаткування, тис. ум.од.

Конфліктна ситуація виникає в зв'язку з необхідністю вибрати той тип приладів та його якість, який буде затверджений економічним відділом фірми. Завдання експертів полягає в тому, щоб запропонувати на розгляд фінансовому відділу такий тип приладів, який забезпечить якщо не кращий, то в усякому разі не гірший варіант співвідношення вартості та функціональних характеристик.

Таблиця №1

Прилади	Якість		
	Я-1	Я-2	Я-3
П-1	10	6	5
П-2	8	7	9
П-3	7	5	8

Зрозуміло, що з усіх можливих варіантів розвитку подій експертам виробничого відділу необхідно настоювати на варіанті впровадження у виробництво приладу типу П-2, оскільки це дає найбільше значення за реалізації найгірших умов — 7 тис. ум. од.

Наведені міркування ілюструють максимінну стратегію, отже:

$$\min_{i=1} a_{ij} = \min\{10;6;5\} = 5,$$

$$\min_{i=2} a_{ij} = \min\{8;7;9\} = 7,$$

$$\min_{i=3} a_{ij} = \min\{7;5;8\} = 5,$$

$$\alpha = \max_j \min_i a_{ij} = \max\{5;7;5\} = 7 -$$

— нижня ціна гри.

Для економістів найкращим є вибір технології, що забезпечує виготовлення приладів якості другого виду, оскільки за найгірших умов вона дає найменші витрати—7 тис.ум.од.

Останні міркування відповідають мінімакській стратегії, що визначає верхню ціну гри.

$$\max_{j=1} a_{ij} = \max\{10;8;7\} = 10$$

$$\max_{j=2} a_{ij} = \max\{6;7;5\} = 7,$$

$$\max_{j=3} a_{ij} = \max\{5;9;8\} = 9$$

$$\beta = \min_i \max_j a_{ij} = \min\{10;7;9\} = 7 -$$

— верхня ціна гри.

Якщо гравець відхилиться від своєї оптимальної (мінімаксної) стратегії, то це призведе до більших витрат. Наведена гра є парною грою із сідловою точкою.

Якщо, в задачі $\alpha \neq \beta$, тобто немає сідлової точки, а це означає, що необхідно застосувати метод зведення гри до задачі лінійного програмування:

$$\min Z = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6$$

Розв'язок може бути здійснений у матричному вигляді, як показано на рис.2:

Початкові наближення: $t_1 := 0$ $t_2 := 0$ $t_3 := 0$ $t_4 := 0$ $t_5 := 0$ $t_6 := 0$

$$T(t) := \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \\ t_6 \end{pmatrix} \quad \text{— вектор змінних цільової функції} \quad C := \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{— коефіцієнти цільової функції}$$

$$Z(t) := C \cdot T(t) \quad \text{— цільова функція}$$

$$t_1 \geq 0 \quad t_2 \geq 0 \quad t_3 \geq 0 \quad t_4 \geq 0 \quad t_5 \geq 0 \quad t_6 \geq 0$$

$$D := \begin{pmatrix} 1 & 1.2 & 1.3 & 2.1 & 2.4 & 2.6 \\ 1.5 & 1.4 & 1.6 & 2.4 & 2.9 & 2.7 \\ 2 & 2.5 & 2.4 & 3 & 3.4 & 3.1 \\ 2.7 & 2.9 & 2.8 & 2.7 & 1.9 & 2.3 \\ 3.2 & 3.1 & 2.1 & 1.8 & 1.5 & 2 \end{pmatrix} \quad \text{— матриця коефіцієнтів лівих частин обмежень}$$

$$B := \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{— вектор правих частин обмежень}$$

Given

$$D \cdot T(t) \geq B$$

$$T(t) \geq 0$$

Розв'язок

$$t := \text{minimize}(Z, t)$$

$$t^T := (0 \ 0 \ 0.11 \ 0 \ 0 \ 0.34)$$

$$Z(t) = 0.442$$

$$v := \frac{1}{Z(t)} \quad v = 2.264 \quad \text{— ціна гри}$$

Рис.2. Розв'язок за допомогою програми Mathcad

Висновки

1. Теорія ігор являє собою теорію математичних моделей прийняття оптимальних рішень в умовах конфлікту.
2. Основними поняттями теорії ігор є поняття конфлікту, кроку (ходу), стратегії.
3. Завданням теорії ігор є розроблення рекомендацій гравцям, тобто визначення для них оптимальних стратегій. Під оптимальною стратегією розуміють таку стратегію, яка за умови багатократного повторення забезпечує гравцю максимально можливий середній виграш.

4. Перевагою теорії ігор є можливість розширення поняття оптимальності, включаючи, наприклад, компромісне рішення, яке йде на задоволення різних потреб у грі.
5. Актуальним є використання теорії гри в ринково-торгівельних відносинах, адже прогнозування можливого прибутку та витрат, дозволить отримати якщо не максимальний, то не найгірший результат від вкладених коштів.

Література:

1. http://pidruchniki.com/13330607/menedzhment/modeli_teorii_igr
2. <http://economrisk.ru/princip-minimaksa-maksimaina-reshenie-matricnoy/1345-princip-minimaksa-maksimaina-reshenie-matricnoy-4.html>
3. http://studopedia.net/2_44275_teoriya-igr.html
4. Шегда А. В. Ризики в підприємстві: оцінювання та управління: навч. посіб. / А.В. Шегда, М.В. Голованенко. — К.: Знання, 2008. — 271 с.
5. Наконечний С. І. Математичне програмування: Навч. посіб. / С. І.° Наконечний, С. С. Савіна. — К.: КНЕУ, 2003. — 452 с.

УДК 004.384

Система автоматичного моніторингу параметрів приміщення

Майкут С.О., Перевертайло В.В., к.т.н. Артюхов В.Г.

Керування багатьма функціональними процесами на даний час відбувається за допомогою програмованих пристроїв, які характеризуються високою швидкістю реагування, багатозадачністю, достатньо тривалим часом безвідмовної роботи та ін.

Розумний дім (розумний будинок/ smart home, digital house) – це будинок, дача або приміщення комерційного призначення (бутік, офіс, будь-яка установа), які мають якісні системи забезпечення, функціонально пов'язуються між собою усі електроприлади будівлі, якими можна керувати централізовано – з пульта-дисплею. Прилади можуть бути під'єднані до комп'ютерної мережі, що дозволяє керувати ними за допомогою ПК та надає віддалений доступ до них через Інтернет. Завдяки інтеграції інформаційних технологій у побутові умови, усі системи та прилади узгоджують виконання функцій між собою, порівнюючи задані програми та зовнішні показники (обстановку).

Для визначення високо-технологічних особливостей приміщення також вживають терміни: intelligent building, smart-

house, digital home. Розумний дім створюється за допомогою професійного інженеринга та програмування компаніями, що займаються розробкою проєктів smart-home. Програми, що вводяться до алгоритмів multi-room розумного дому, розраховані на певні потреби мешканців та ситуації, пов'язані із зміною середовища або безпекою. Особливістю smart-home є керування з пульта, на котрому людина може натиснути одну-єдину клавішу з метою створення певної обстановки. При цьому, сама система мульті-рум аналізує навколишню ситуацію та параметри усередині приміщення, та, керуючись власними висновками, виконує задані користувачем команди із відповідними налаштуваннями.

Автоматизована система оповіщення - це система, яка повністю автоматично визначає фактори, виявлення яких веде за собою певний ряд дій. Ці дії можуть бути задані заздалегідь. Системи оповіщення GSM, системи мовного оповіщення.

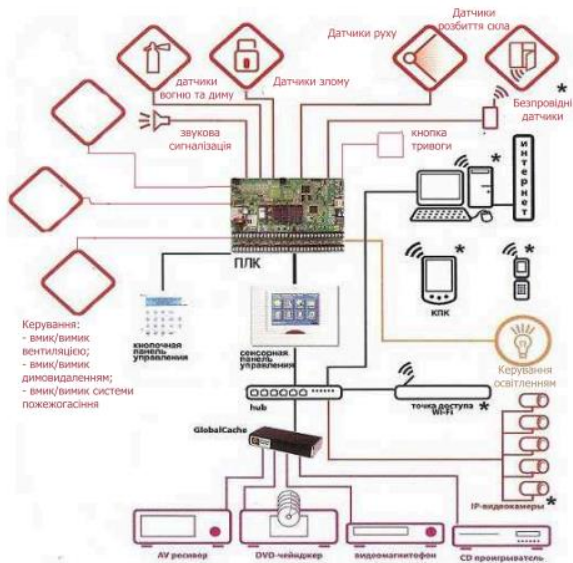


Рис. 1 Типова схема керування системи

У нашій роботі представлено систему, яка дозволяє дистанційно проводити реєстрацію параметрів приміщення, де знаходиться котельня житлового будинку.

Параметри, які необхідно контролювати впродовж роботи котельні: температура, вологість, витoki газу та інколи тиск.

З метою побудови відповідної системи було вивчено сучасні пропозиції, які пропонуються на ринку інформаційних технологій. У результаті, було отримано висновок, що системи такого рівня достатньо дорогі для пересічного користувача, тому в основі нашої розробки ми поклали мету: конструювання дешевого та простого у розробці технологічно-інформаційного комплексу, який дозволить проводити дистанційний контроль теплозабезпеченості будівлі.

Для реалізації поставленої задачі необхідно було опрацювати

певні джерела [1-5], які допомогли нам у подальшому спроектувати цифрову систему на кристалі, зв'язати її з комп'ютером для програмування та обробки інформації від датчиків раніше згадуваних вимірюваних параметрів.

Arduino на сьогодні у достатньому обсязі забезпечує користувача певним набором уже готових мікроконтролерних плат. Використовуючи такі плати та необхідні датчики, можна створити систему моніторингу та розумного аналізу типу «Розумний дім». Апартаменти із можливістю розширення та відкритими принциповими схемами (мікроконтролери ATmega8, ATmega168, ATmega2560 та ін.) є основою Arduino. Такий підхід дозволяє самостійно розробляти прототипи систем на мікроконтролері з метою економії коштів та розуміння принципу її роботи.

У доповіді представлена розроблена платформа на базі Arduino, яка призначена для моніторингу мікроклімату в приміщенні. При цьому обробка інформації та керування може виконуватись як локальним комп'ютером, так і віддаленим сервером, зв'язаним з системою моніторингу через Інтернет (Рис. 1.) [6].

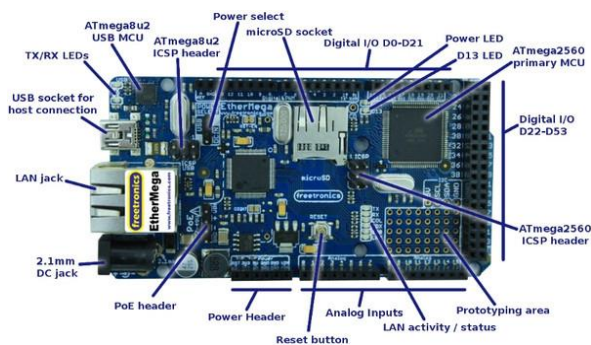


Рис. 2. Плата на кристалі Arduino.

ArduinoMega 2560 – це пристрій, основою якого є мікроконтролер (МК) ATmega2560. У складі Arduino Mega 2560 входить усе необхідне для зручної роботи з МК: 54 цифрових входи/виходи, із яких 15 можуть використовуватись у якості ШІМ-виходів; 16 аналогових входів, 4 UART (апаратних прийомо-передавачів для реалізації послідовних інтерфейсів); USB-роз'єм; роз'єм для живлення; ICSP-роз'єм для внутрішньо схемного програмування та кнопка скидання. Крім того, Arduino Mega сумісний з багатьма платами розширення, що розроблені для Arduino Duemilanove и Diecimila. Мікроконтролер ATmega2560 має 256 кБ флеш-пам'яті, 8 кБ SRAM, 4 кБ EEPROM, тактову частоту 16 МГц, напругу живлення 4,5 – 5,5 В.

Датчик для вимірювання температури було вибрано DS18B20, оскільки цей цифровий термометр є доволі дешевим за собівартістю, простим у під'єднанні до мікроконтролера за допомогою шини 1-Wire і надійним, оскільки температурні дані передаються на МК відразу у цифровому форматі.

Робочий інтервал температур лежить у межах від - 55°C до +125°C, а діапазон напруги живлення: 3,0 В...5,5 В. Датчик для вимірювання вологості був вибраний DHT22. Крім вологості, цей датчик дозволяє проводити вимірювання температури, що у подальшому дозволило нам порівнювати отримувані данні від обох датчиків: DS18B20 та DHT22. Він здатний вимірювати вологість від 0 до 100%RH при вхідній напрузі живлення 3,3 В...6 В. Тип каналу зв'язку аналогічний до попереднього. Для визначення витоків газу використано датчик MQ4 – це аналоговий датчик, який високочутливий до витоків природного газу, зрідженого природного газу, метану у повітрі, також сигаретного та кухонного диму. Цей датчик став одним із елементів нашої системи завдяки своїм параметрам, простоті регулювання та низькій вартості. Чутливість датчика можна регулювати за допомогою потенціометра, напруга живлення 5 В. Для вимірювання атмосферного тиску ми визначили датчик BMP180, що покриває діапазон від 225 до 825 мм рт.ст. Даний датчик доволі дешевий, хоч і охоплює вельми великий діапазон.

Розробка програми для мікроконтролера проводилась у середовищі "Середовище розробки Arduino" (Рис. 3) [6], яке містить вбудований редактор програмного коду, області повідомлень, вікна виведення тексту, панелі інструментів з кнопками часто

використовуваних команд та декількох меню.



Рис. 3. Середовище розробки Arduino

Для завантаження програми та зв'язку середовище розробки підключається до апаратної частини Arduino. "Середовище розробки Arduino" компілює програмний код та завантажує його до пристрою Arduino.

Як результат, ми отримали систему на базі мікроконтролера ATmega2560 фірми AVR для реєстрації температури, вологості, витоку газу і тиску (Рис. 4.).

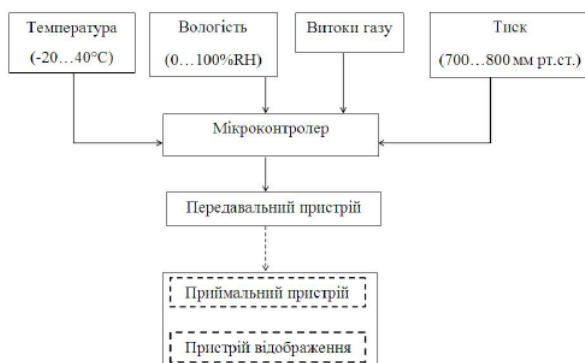


Рис. 4. Структурна схема вимірювальної установки

Створена система повністю відповідає поставленій задачі, є простою у реалізації, конструюванні, програмуванні, збереженні та відображенні інформації, також є дешевою у порівнянні із сучасними аналогами серійного виробництва.

Література

1. М. Э. Сопер. Практические советы и решения по созданию "Умного дома". - НТ Персс, 2007. - 432с.
2. Е. Тесля. "Умный дом" своими руками. Строим интеллектуальную цифровую систему в своей квартире. - Питер, 2008. - 224с.
3. Умный Дом строим сами. Роберт К. Элсенпитер, Тоби Дж. Велт. - КУДИЦ-Образ, 2005. - 384с.
4. В. Харке. Умный дом. Объединение в сеть техники и системы коммуникации в жилищном строительстве.
5. Программирование Ардуино, <http://arduino.ru/Reference>.
6. Интегрированное средовище розробки програм (IDE), <http://arduino-school.blogspot.com/2012/07/ide.html>
7. EtherMega Quickstart Guide , <http://www.freetronics.com.au/pages/ethermega-quickstart-guide#.VT6RMiGqqko>

УДК 681.3

Світлодіодна інформаційна панель

Пузь Б.Ю., с.в. Недашківська Л.М.

В системах управління і обробки даних все частіше застосовуються мікроконтролери, які виконують широкий спектр завдань[1]. Однокристальні мікроконтролери (ОМК) є найбільш масовим видом пристроїв сучасної мікропроцесорної техніки, річний обсяг випуску яких становить понад 3 млрд. штук. Інтегруючи на одному кристалі високопродуктивний процесор, пам'ять і набір периферійних схем, ОМК дозволяють з мінімальними витратами реалізувати високоефективні системи та пристрої керування різними об'єктами та процесами.

На відміну від звичайних мікропроцесорів, для роботи яких необхідні зовнішні інтерфейсні схеми, в корпусі ОМК поряд з основними функціональними вузлами розміщені такі допоміжні вузли, як тактовий генератор, таймер, контролер переривань, цифро-аналоговий та аналого-цифровий перетворювачі, порти вводу-виводу. Завдяки цим якостям ОМК знаходять широке застосування в системах промислової автоматики, контрольно-вимірювальних приладах і системах, апаратурі зв'язку, автомобільної електроніки, медичному обладнанні.

Застосування однокристальних мікроконтролерів дозволяє перенести основні витрати, пов'язані з розробкою вбудованих систем управління, з апаратної в програмну область, що неминуче тягне за собою збільшення складності програмного забезпечення (ПЗ) мікроконтролерів [2].

Особливістю розробки ПЗ для ОМК є використання мови низького рівня - мови асемблера та С. Це пов'язано з тим, що при реалізації вбудованих систем критичними є час реакції на зовнішні впливи, час виконання заданих процедур обробки даних, розмір програмного коду і області даних.

В даній роботі представлено результати розробки багатофункціональної панелі на мікроконтролері AtMega16: розроблена методика розрахунку та комплект конструкторської документації, програмне забезпечення. Комплект конструкторської документації вміщує необхідні дані для реалізації пристрою, надає опис і принцип його роботи, а також обґрунтування прийнятих при його розробці технічних рішень.

Текст програми виконаний на мові С. Надається докладний алгоритм роботи інформаційної панелі на мікроконтролері AtMega16

з урахуванням особливостей взаємодії виконавчих блоків з мікропроцесором, його архітектури та структури команд. Пристрій має високу надійність, в конструкції максимально використані стандартні і нормалізовані вироби.

Інформаційна панель на мікроконтролері AtMega16 містить такі основні блоки (рис.1): блок керування; регістр зсуву; блок візуальної індикації; блок аудіо індикації; годинниковий таймер; клавіатура управління; цифровий датчик температури; вторинне джерело живлення.

Блок керування реалізований як мікропроцесорний пристрій (МП) на мікроконтролері AtMega16. В даній схемі МП виконує обробку

інформації та, при необхідності, зберігає сукупність констант, що надходять від годинникового таймера та датчика температури у вигляді цифрового коду (формує адреси команд, видає команди з пам'яті, дешифрує їх, виконує над ними операції – передбачені команди, записує результат в пам'ять, формує керуючі сигнали для обміну) з врахуванням зовнішнього сигналу від клавіатури управління. Дії МП керуються даними, що зберігаються у внутрішньому постійному запам'ятовуючому пристрою (ПЗП), призначеному для постійного зберігання програми керування мікропроцесорним пристроєм.

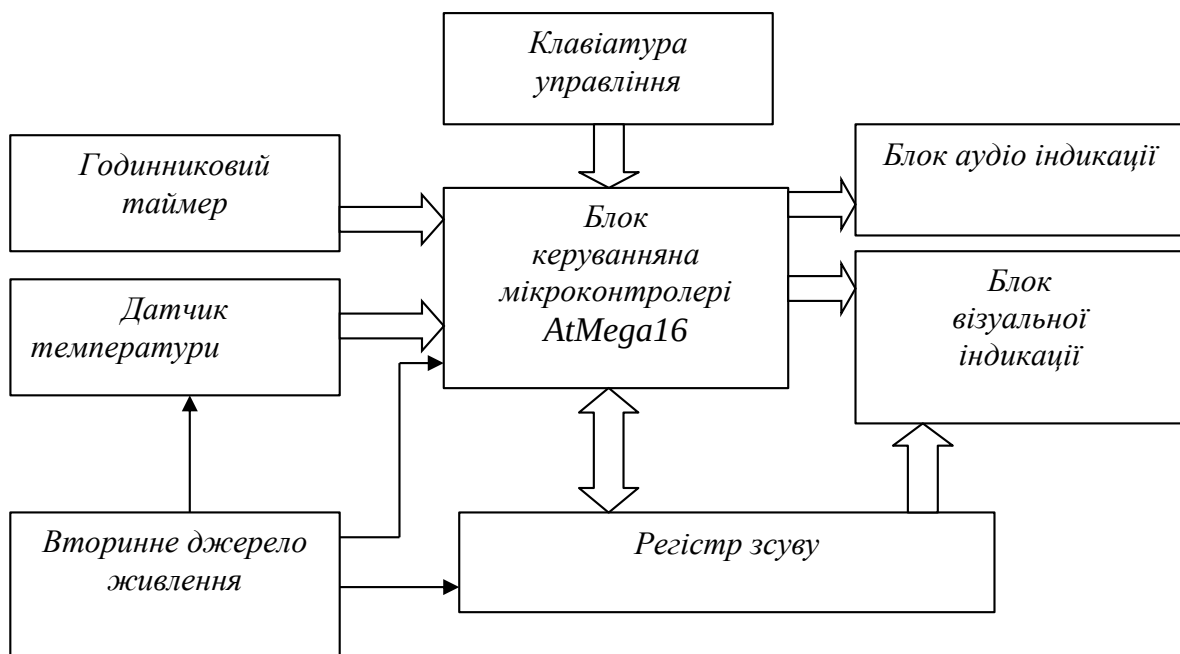


Рис.1. Структурна схема інформаційної панелі на мікроконтролері AtMega16

Регістр зсуву - цифрова схема, що складається з послідовно включених тригерів, вміст яких можна зрушувати на один розряд ліворуч або праворуч подачею тактових імпульсів.

Блок візуальної індикації призначений для візуального відображення результатів обробки інформації блоком керування.

Блок аудіо індикації призначений для звукового оповіщення результатів обробки інформації блоком керування.

Клавіатура управління служить для коригування та налаштування роботи блока керування. Використовуючи набір кнопок «Введення», «Вперед», користувач формує інформативні сигнали, на які реагує МП.

Цифровий датчик температури служить для прямого перетворення даних термометра в цифровий код. При цьому він не вимагає додаткових аналогово-цифрових перетворювачів, подаючи сигнал у цифровій формі на блок керування. Принцип дії цифрових датчиків температури фірми DALLAS заснований на підрахунку кількості імпульсів, вироблених генератором з низьким температурним коефіцієнтом у часовому інтервалі, що формується генератором з великим температурним коефіцієнтом.

Вторинне джерело живлення забезпечує блок керування, регістр зсуву, а також цифровий датчик необхідним рівнем напруги.

Панель на мікроконтролері AtMega16 має невеликі габаритні розміри, низьке енергоспоживання – до 5 Вт, кількість компонентів – 245 (192 світлодіода), функціональну насиченість, різноманіття регульованих параметрів, індикацію часу та дати, поточного дня тижня, місяця та року, температуру в приміщенні та зовні в інтервалі від -55°C до +125°C з похибкою $\pm 0.5^\circ\text{C}$ та швидкістю оновлення 960 ms (max), довговічність, відсутність або мінімальний нагрів компонентів, не більше 40°C. Мікроконтролер працює на частоті 8 МГц та виводить зображення на світлодіодний дисплей з частотою 125 кГц.

Література

1. Д. Гадре, Н. Мэлхотра. Цікаві проекти на базі мікроконтролерів tiny AVR. БХВ - Петербург, 2012. – 352 с.
2. Програмування мікроконтролерів схеми програматорів AVR LPT COM (<http://vesoftua.te.ua/uk/avr-atmel.html>), 2010р. – 5 с.

УДК 621.397.13

Преобразование формата телевизионного изображения

Сотула О.П., к.т.н. Терлецкий А.В.

Широкое применение телевизионных систем отображения информации, большое количество действующих форматов телевизионного изображения, развитие и внедрение цифровых устройств отображения телевизионных изображений, использование компьютерных технологий обработки телевизионных изображений и прочее обуславливают необходимость разработки и внедрения в производство эффективных преобразователей форматов телевизионных изображений для оптимального согласования датчиков телевизионных сигналов с современными индикаторными устройствами. Также следует отметить, что на сегодняшний день для телевизионных мониторов, которые построены на основе современных плазменных и LCD панелей, задача увеличения частоты строк и кадров изображения технически реализована, что обеспечивает возможность воспроизведения изображения с высоким качеством. С другой стороны, применение датчиков телевизионного сигнала, работающих в форматах высокой четкости телевизионного изображения, имеет определенные технологические

трудности и существенным образом удорожает систему отображения информации. Поэтому при построении систем преобразования видео информации или при их модернизации часто возникает необходимость согласования различных форматов телевизионного сигнала, что может быть эффективно реализовано путём преобразования параметров разложения телевизионного изображения программными [1] или аппаратными [2] средствами. Решению этой задачи уделяют серьезное внимание ведущие производители мультимедийной техники. Сегодня выпускается широкая номенклатура устройств данного типа, однако поиски оптимальных алгоритмов преобразования форматов динамических телевизионных изображений остаются актуальными.

Принцип формирования изображения в телевизионных системах основан на дискретизации изображений датчиком видеосигнала по времени (кадры или поля телевизионного изображения) и по пространственным координатами у (строки или пиксели в пределах кадра телевизионного изображения) с определением значения яркости в каждой дискретной точке выбранного формата изображения. Дискретизация оптического

изображения осуществляется сенсорами изображения, которые согласно заданному формату осуществляют выборку значений яркости в каждом элементе изображения и формирование соответствующего уровня выходного электрического видеосигнала. В телевизионной индикаторном устройстве происходит поэлементное формирование (воспроизведение) оптического изображения. Количество элементов разложения в кадре изображения и частота регенерации кадров изображения определяют качество его представления на экране индикаторного устройства.

Преобразование формата телевизионного изображения основывается на принципе формирования изображения в телевизионных системах и реализуется путем искусственного дополнения кадров и элементов телевизионного изображения на основе видео данных, которые поступают от датчика телевизионного видеосигнала. Исходными данными для определения уровней яркости дополняемых элементов изображения при преобразовании формата телевизионного изображения является матрица значений уровней яркости элементов исходного изображения $X[m, n]$, сформированная датчиком телевизионного видеосигнала для каждого кадра телевизионного изображения.

$$X[m, n] = \begin{matrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \cdots & A_{1,n} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \cdots & A_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{m,1} & A_{m,2} & \cdots & A_{m,n} \end{matrix} \quad (1)$$

Для формирования в реальном масштабе времени выходной матрицы уровней яркости $Y[m, n]$ необходимо определить уровни яркости дополняемых элементов выходного телевизионного изображения $Z[m, n]$, которые при воспроизведении преобразованного телевизионного изображения упорядочено отображаются на экране индикаторного устройства.

$$Z[m, n] = \begin{matrix} B_{1,1} & B_{1,2} & \cdots & B_{1,n} \\ B_{2,1} & B_{2,2} & \cdots & B_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ B_{m,1} & B_{m,2} & \cdots & B_{m,n} \end{matrix} \quad (2)$$

$$B_{m,n} = \frac{A_{m,n} + A_{m+1,n}}{2} \quad (3)$$

где, m и n – число строк и столбцов матрицы исходного телевизионного сигнала; $A_{m,n}$ и $A_{m+1,n}$ – значения яркости в пикселях соседних строк кадра исходного телевизионного изображения; $B_{m,n}$ – значение яркости в соответствующем пикселе дополняемой строки.

$$Y[m, n] = \begin{matrix} A_{1,1} & A_{1,2} & A_{1,3} & A_{1,4} & \cdots & A_{1,n} \\ B_{1,1} & B_{1,2} & B_{1,3} & B_{1,4} & \cdots & B_{1,n} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & A_{2,3} & A_{2,4} & \cdots & A_{2,n} \\ B_{2,1} & B_{2,2} & B_{2,3} & B_{2,4} & \cdots & B_{2,n} \\ A_{3,1} & A_{3,2} & A_{3,3} & A_{3,4} & \cdots & A_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{m,1} & A_{m,2} & A_{m,3} & A_{m,4} & \cdots & A_{m,n} \end{matrix} \quad (4)$$

Существенно снизить искажения при преобразовании формата телевизионного изображения можно за счёт применения метода линейной

интерполяции (3) при определении значений яркости пикселей дополняемых строк по значениям уровней яркости в пикселях исходной матрицы кадра телевизионного изображения. Алгоритм преобразования параметров разложения телевизионного изображения [3] реализуется в цифровой форме с использованием цифрового сигнального процессора и оперативного запоминающего устройства.

В докладе представлен алгоритм преобразования формата телевизионного изображения путем дополнения его элементов на основе вычисления значений яркости в пикселях дополненных элементов изображения. Алгоритм преобразования реализован на

аппаратном уровне с использованием быстродействующих микросхем программированной логики, автоматизированных средств проектирования (Quartus II, P-Cad) и с использованием современной цифровой элементной базы. Цифровая часть устройства преобразования формата телевизионного изображения выполнена на основе программируемых логических матриц MAX3000A фирмы Altera, банки оперативной памяти выполнены на микросхемах K6R4008VID (Samsung). Формирование выходных аналоговых R-, G-, B-видеосигналов осуществляется с помощью цифро-аналогового преобразователя ADV7120 (Analog Devices).

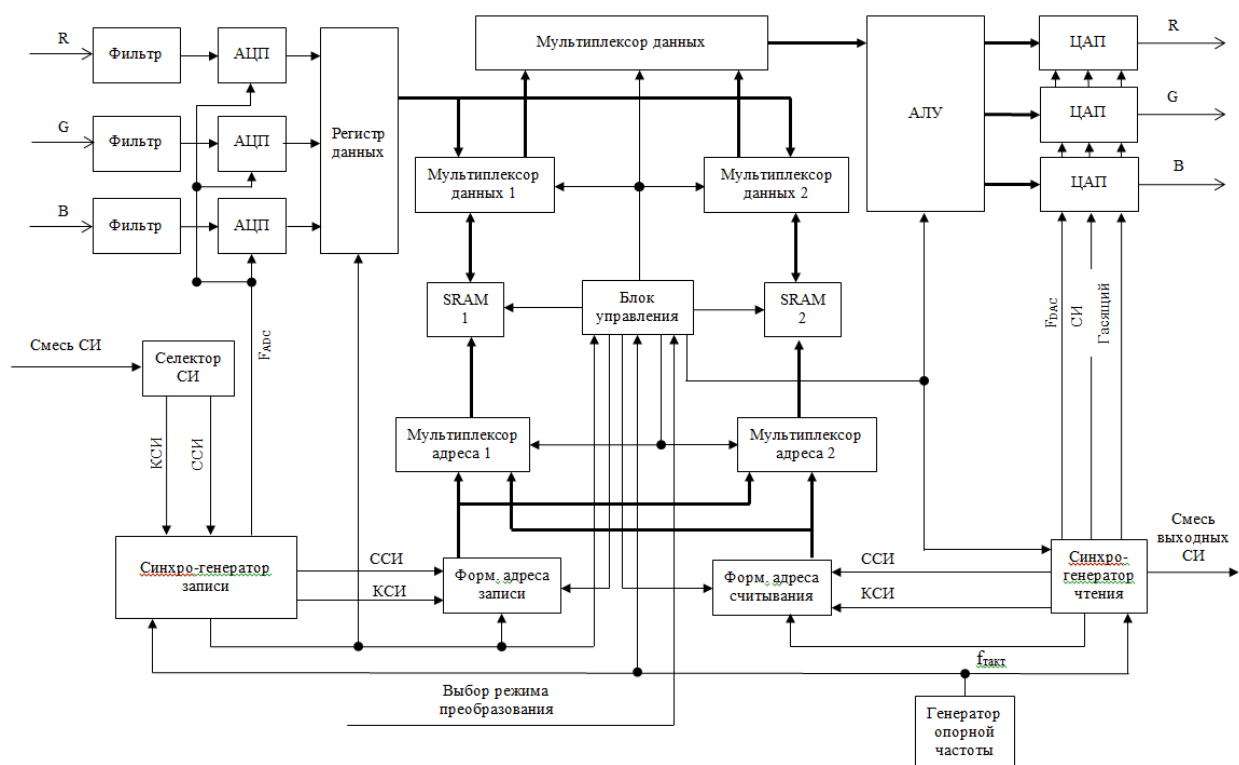


Рис. 1 – Функциональная схема преобразователя форматотелевизионного изображения

Алгоритм преобразования параметров разложения телевизионного сигнала состоит в цифровой записи видеосигнала кадра телевизионного изображения в оперативную память устройства и его последующем считывании из памяти с преобразованием формата записанной информации. Для реализации данного алгоритма преобразование формата телевизионного изображения в реальном масштабе времени операции записи и считывания должны происходить одновременно. Для этого оперативная память организована в виде двух отдельных банков. В один банк памяти информация записывается, а из другого банка данные считываются под управлением синхрогенератора

считывания. Переключение режимов записи и считывания для каждого банка памяти осуществляется с помощью мультиплексоров данных и адреса по сигналам, которые сформированы блоком управления. Двойная тактовая частота, которая поступает на плату преобразователя, позволяет считывать информацию из памяти с частотой, которая в два раза выше за частоты записи сигнала. В данном устройстве также предусмотрен режим увеличения кадровой частоты, которая позволяет использовать в данной видео системе более современные 100-герцовые мониторы и решить проблему утомленности зрения оператора, которая связана с низкой кадровой частотой.

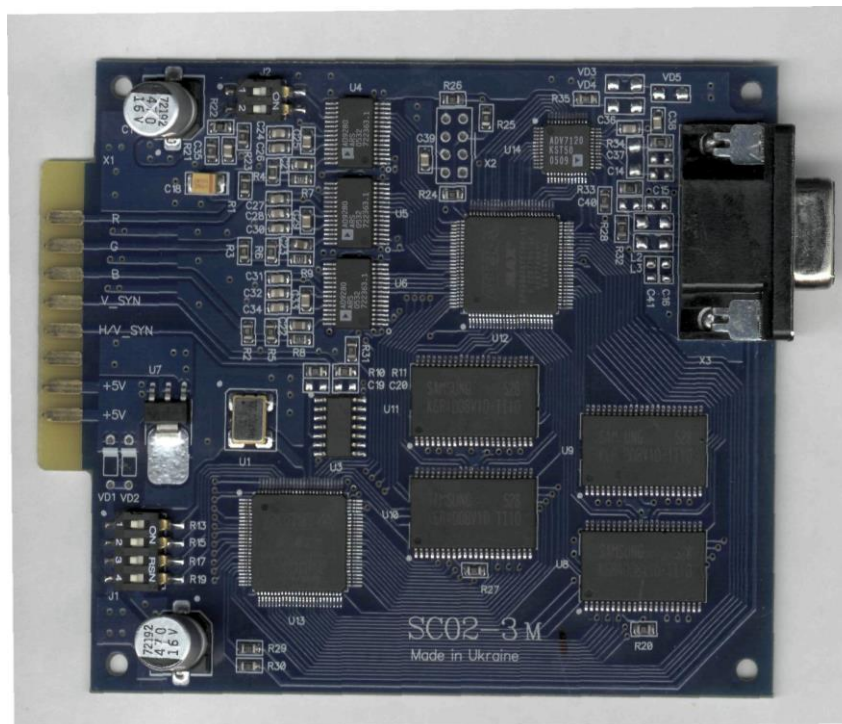


Рис. 2. Преобразователь формата телевизионного изображения SC02-3m.

Преобразователь формата телевизионного изображения, разработанный на кафедре электронных приборов и устройств, является конкурентоспособным по отношению к зарубежным аналогам, гибко адаптируется к различным телевизионным системам и установкам прикладного назначения, может эффективно применяться для модернизации телевизионных систем отображения информации прикладного назначения. Преобразование параметров разложения телевизионного изображения может быть широко использовано как для улучшения качества телевизионного изображения, так и для согласования разных систем отображения информации. Алгоритм работы устройства позволяет увеличить плотность строк в кадре изображения и повысить кадровую частоту регенерации изображения на экране индикаторного устройства без изменения режимов работы датчиков видеосигнала. Это значительно повышает качество изображения и даёт возможность

использовать в качестве индикаторного устройства современные компьютерные мониторы, плазменные- и LCD-панели с высокой разрешающей способностью.

Литература

1. А.В.Терлецкий, А.С.Подосельник, О.И.Кучеренко. Особенности отображения динамических фрагментов телевизионных изображений в компьютерных системах. // Электроника и связь. №15, 2002 , -с.167-169
2. А.В.Терлецкий, А.С.Подосельник, А.А.Сушко. Аппаратное преобразование параметров разложения телевизионного изображения. // Электроника и связь. №22, 2004, -с.92-95.

СЕКЦИЯ: «ЭЛЕКТРОНИКА ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»

УДК 004.7

Аппаратная реализация средств обеспечения безопасности локальных вычислительных сетей

Каут М.С., доц. к.т.н Терлецкий А.В.

На сегодняшний день безопасность вычислительной сети является одним из самых важных вопросов сетевых технологий, так как у всех пользователей, начиная от одного конкретного пользователя и вплоть до больших корпоративных сетей, локальная сеть может использоваться для передачи конфиденциальной информации (финансовые отчеты, банковские операции и т.д.). Если эта информация попадет не в те руки, это может быть чревато серьезными последствиями, большими финансовыми потерями и даже угрозой развала компании при попадании определенной информации конкурентам. Также внутреннее или внешнее вмешательство может привести к потере информации, ее порче или даже к выходу из строя сетевого оборудования.

Важность системы защиты сети обусловлена следующими факторами:

- Обеспечение сохранности информации.

- Снижение риска остановки критически важных серверов и систем.
- Реализация контроля и ограничения доступа пользователей.
- Возможность отследить внутреннего и внешнего нарушителя.
- Рациональное использование канала доступа в Интернет.
- Основные угрозы безопасности информации локальных вычислительных сетей:
- Ошибки в программном обеспечении.
- Различные DoS- и DDoS-атаки.
- Компьютерные вирусы, черви, троянские кони.
- Анализаторы протоколов и прослушивающие программы.
- Технические средства съема информации [1].

Обеспечить практически стопроцентную защиту сети позволяет использование

аппаратных межсетевых экранов, так называемых аппаратных фаерволов, и средств для мониторинга сети. Межсетевой экран - это комплекс аппаратных и

программных средств, осуществляющий контроль и фильтрацию проходящих через него сетевых пакетов в соответствии с заданными правилами.

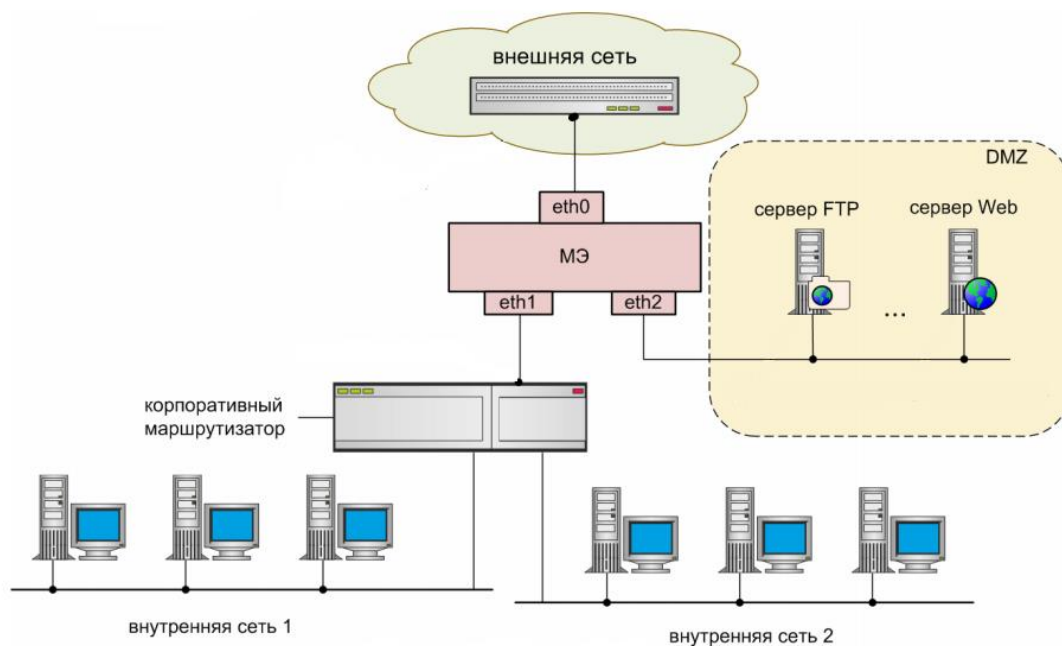


Рис.1 Использование межсетевого экрана в ЛВС

Основной задачей сетевого экрана является защита компьютерных сетей или отдельных узлов от несанкционированного доступа. Также сетевые экраны часто называют фильтрами, так как их основная задача — не пропускать (фильтровать) пакеты, не подходящие под критерии, определённые в конфигурации.

Преимущества аппаратного обеспечения безопасности и мониторинга сетей:

- Комплексная безопасность: защита от новых угроз при помощи брандмауэра уровня приложений, антивирусной

защиты и блокировщика пиринговых сетей;

- Управление пользователями: контроль сетевой активности и повышение производительности труда сотрудников с помощью пользовательских политик, мониторинга интернет-активности и контентной фильтрации;
- Качество обслуживания (QoS): увеличение пропускной способности и доступности интернет-канала с помощью распределения нагрузки на сеть, ограничителя скорости пропускной полосы и

подключения по резервному каналу;

Гибкость развертывания и администрирования: увеличение пропускной способности и доступности интернет-канала с помощью распределения нагрузки на сеть, ограничителя скорости пропускной полосы и подключения

по резервному каналу [2] . Для обеспечения безопасности сети необходимо правильно выбрать межсетевой экран. Ниже приведена сравнительная характеристика по основным параметрам некоторых известных марок межсетевых экранов.

Табл.1

Сравнительная характеристика межсетевых экранов

Параметр		NEO	Континент	VIPNet	CiscoASA
Операционная система		Linux	BSD	Linux	Cisco IOS
Интерфейсы	Количество	от 4 до 65	от 4 до 34	от 4 до 6	от 4 до 30
Маршрутизация	Статическая	+	+	+	+
	Динамическая	+	+	-	+
	DHCP	+	+	+	+
Фильтрация трафика	Контроль фрагментированных пакетов	+	+	+	+
	Защита от DoS-атак	+	+	+	+
	Фильтрация одноранговых приложений	+	-	-	+
	Поддержка динамических групп адресов	-	-	-	+
	Фильтрация пакетов на прикладном уровне (L7-filtering)	+	-	-	+
Управление	Консоль	+	+	+	+
	Веб-интерфейс	+	+	+	+
Надежность	Кластер Active/Standby	+	+	+	+
	Кластер Active/Active	-	-	-	+
	VRRP	+	-	-	+
	Горячая замена блока питания	+	+	+	+
Производительность	МЭ, Мбит/с	до 18 000	до 3 000	до 3 500	до 20 000
	VPN, ГОСТ, Мбит/с	до 2 400	до 2 700	до 2 700	до 5 000
	IDPS, Мбит/с	до 3 200	—	—	до 10 000

Из сравнительной характеристики видно, что лучшим вариантом для защиты ЛВС является межсетевой экран Cisco ASA. Помимо высокого быстродействия, большого количества подключаемых устройств, широкого набора функций, его основным преимуществом является то, что в отличие от типичных серверов - "посредников" (proxy), которые выполняют обработку каждого сетевого пакета в отдельности, существенно загружая при этом центральный процессор, ASA

использует специальную, не UNIX-подобную, операционную систему реального времени, обеспечивая большую производительность и высокий уровень защиты. Межсетевой экран Cisco ASA приносит новый уровень безопасности корпоративных сетей в сочетании с простотой использования. ASA может полностью скрыть внутреннюю сеть от внешнего мира, обеспечивая полную безопасность.

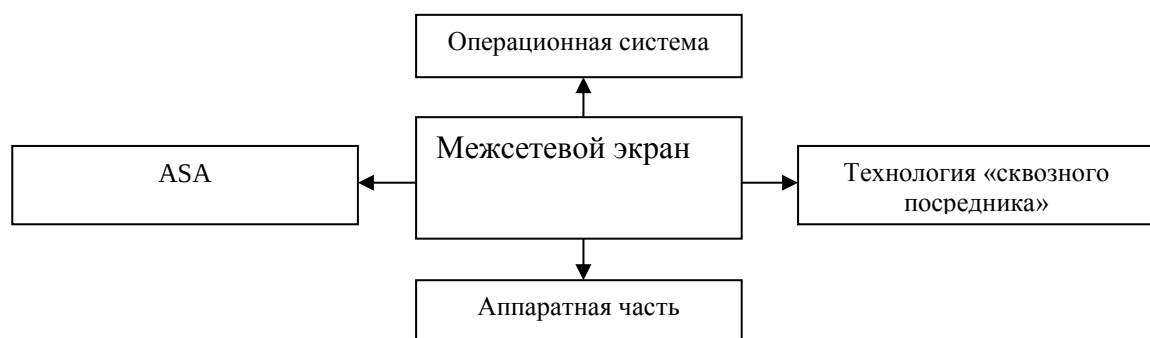


Рис.2 Структурная схема CiscoASA.

Операционная система

В отличие от многих фаерволов, которые работают под управлением операционных систем общего назначения, Cisco ASA и PIX Firewall имеют защищенную собственную (не-UNIX, не-Windows) интегрированную операционную систему, отвечающую за функционирование устройства, которая похожа на Cisco IOS. Так как эта операционная система изначально разрабатывалась с

фокусом на безопасность и необходимую функциональность, она является наиболее защищенной и производительной, чем операционные системы общего назначения. Устройство, например, способно обрабатывать до 500 тысяч одновременных соединений.

Виртуальный фаервол (Security Context)

С седьмой версии операционной системы, Cisco ASA и PIX Firewall поддерживают

технологію віртуальних фаєрволів (security contexts). Она позволяет в одном физическом устройстве определить несколько отдельных фаєрволів, каждый из которых может работать независимо со своей конфигурацией, логическими интерфейсами, политикой безопасности, таблицей маршрутизации и администрированием. Однако данная функциональность лицензируется и доступна не на всех моделях устройств защиты.

Поддержка отказоустойчивости (Failover)

Любой покупатель или администратор хочет, чтобы сеть функционировала и функционировала очень быстро. Если мы используем один фаєрвол в нашей сети, он может явиться узким местом в случае отказа. Поэтому Cisco ASA и PIX Firewall поддерживают конфигурацию отказоустойчивости (failover), когда два одинаковых устройства защиты конфигурируются в паре, одно работает активным, а второе резервным. Только активное устройство выполняет свою функциональность, а резервное лишь ведет мониторинг и готово заменить активный фаєрвол, если он даст сбой. Это конфигурация активный/резервный.

С седьмой версии программного обеспечения поддерживается конфигурация активный/активный, когда оба устройства могут обрабатывать трафик. Данная конфигурация

требует поддержки виртуальных фаєрволів (security contexts). На каждом устройстве конфигурируется два виртуальных фаєрвола. При нормальных условиях, в каждом из физических устройств один виртуальный фаєрвол - активный, а другой - резервный. При выходе одного устройства из строя, второе задействует резервный виртуальный фаєрвол и обрабатывает весь трафик.

Также в обеих конфигурациях на Cisco ASA и PIX Firewall может быть сконфигурирована динамическая отказоустойчивость (stateful failover). Это значит, что при выходе активного устройства из строя, существующие соединения не теряются.

Управление через Web интерфейс

ASDM (Adaptive Security Device Manager) – это графическая оболочка, разработанная для того, чтобы помочь в настройке и управлении устройством, без знания командной оболочки устройства (CLI) [3] .

ASA

Основой высокой производительности межсетевого экрана ASA является схема защиты, базирующаяся на алгоритме адаптивной безопасности (adaptive security algorithm - ASA), который эффективно скрывает адреса пользователей от хакеров. Устойчивый, ориентированный на соединения алгоритм адаптивной безопасности обеспечивает

безопасность для соединений базируясь на адресах отправителя и получателя, последовательности нумерации пакетов TCP, номерах портов и добавочных флагах TCP. Эта информация сохраняется в таблице, и все входящие пакеты сравниваются с записями в этой таблице. Доступ через ASA разрешен только в том случае, если соответствующее соединение успешно прошло идентификацию. Этот метод обеспечивает прозрачный доступ для внутренних пользователей и авторизованных внешних пользователей, при этом полностью защищая внутреннюю сеть от несанкционированного доступа.

Технология «сквозного посредника»

Cisco ASA также обеспечивает существенное преимущество в производительности по сравнению с межсетевыми экранами-"посредниками" (proxy) на базе ОС UNIX за счет технологии "сквозного посредника" (Cut-Through Proxy). Как и обычные серверы - "посредники" ASA контролирует установление соединения на прикладном уровне. После того, как пользователь был успешно идентифицирован в соответствии с политикой обеспечения безопасности, ASA обеспечивает контроль потока данных между абонентами на уровне сессии. Такая технология позволяет межсетевому экрану ASA работать значительно быстрее, чем обычные межсетевые экраны - "посредники". [4]

Аппаратная часть

Для обеспечения высокой производительности в Cisco ASA используется 24-ядерный процессор Intel с тактовой частотой 2.4 ГГц. Объем оперативной памяти – 24 GB. Также высокое быстродействие достигается путем использования в качестве устройства хранения не обычных HDD дисков, а ATA CompactFlash, который является твердотельным накопителем. Межсетевой экран Cisco ASA поддерживает более 256 тысяч одновременных соединений и, соответственно, обеспечивает поддержку сотен и тысяч пользователей без уменьшения производительности. Полностью загруженный межсетевой экран ASA обеспечивает пропускную способность до 170 Мб/сек. Такая пропускная способность существенно превосходит любой межсетевой экран, базирующийся на ОС UNIX или ОС Microsoft Windows NT.

В заключение следует сказать, что использование межсетевых экранов значительно повышает безопасность ЛВС, при этом не влияя на ее быстродействие за счет своей высокой производительности. Один фаервол может использоваться одновременно для нескольких ЛВС, при этом его можно будет настроить для каждой ЛВС отдельно, путем разделения его на виртуальные фаерволы, что является очень выгодным в экономическом плане.

Литература

1. Алексеева М. С. Угрозы безопасности локальных вычислительных сетей / М. С. Алексеева, Е. В. Иванова // Молодой ученый. — 2014. — №18. — С. 212-213.
2. Аппаратное обеспечение безопасности и мониторинга сетей для малых и средних организаций// www.tensor.ru— 2014. — С. 1-2
3. Функциональность Cisco ASA и PIX Firewall// <http://www.ciscolab.ru/>
4. Межсетевой экран PIXFirewall// www.cisco.com

УДК 658.562.6

Апаратна обробка рентгентелевізійних зображень в системах дефектоскопічного контролю якості виробів

Козлюк М.І., доц. к.т.н. Терлецький О.В.

В умовах масового виробництва, наприклад, при виробництві зварних труб, балонів, цистерн і т.п., для контролю якості виробів зазвичай застосовують рентгентелевізійні дефектоскопічні установки, найбільш важливими параметрами яких є контрастна чутливість і роздільна здатність. Ці параметри в основному визначають здатність системи реєструвати мінімальні перепади яскравості елементів мало контрастних тінювих рентгенівських зображень. Саме ці параметри рентгентелевізійних дефектоскопічних установок визначені сучасними європейськими стандартами на апаратуру даного типу [1]. Вирішення задачі підвищення якості продукції обумовлює необхідність підвищення чутливості та роздільної здатності рентгентелевізійних систем дефектоскопічного контролю її якості. Однак ці параметри обмежують шуми рентгентелевізійного каналу і подальше їх підвищення потребує спеціальних засобів оброблення тінювого рентгентелевізійного зображення.

Для рентгентелевізійних дефектоскопічних систем контролю якості виробів характерні шуми,

обумовлені флуктуаціями рентгенівських квантів на вході детектора рентгенівського випромінювання, шуми сенсора зображення та шуми телевізійного каналу. Ці шуми можна умовно розділити на флуктуаційні, що мають випадковий розподіл по полю зображення, та структурні, що мають стаціонарний характер і обумовлені структурою і неоднорідністю елементів фото чутливої матриці сенсора зображення та нерівномірністю променя рентгенівського випромінювання по полю зображення. Ці шуми маскують малі та мало контрастні елементи зображення, що і обумовлює обмеження чутливості рентгентелевізійного контролю якості виробів. Слід зазначити, що флуктуаційна складова шуму грає значно більшу роль в обмеженні чутливості рентгентелевізійного контролю якості виробів. Зазвичай для фільтрації флуктуаційних шумів рентгентелевізійного зображення застосовують статистичні методи обробки тінювого рентгентелевізійного зображення вже на виході рентгентелевізійної системи шляхом накопичення заданої кількості телевізійних кадрів зображення. При цьому застосовують апаратно програмні засоби з використанням

комп'ютерної технологій, наприклад, системи реєстрації та обробки рентгенівських зображень «Відеорен», «Сова+» та інші [2]. Фільтрація флуктуаційних шумів за рахунок статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному часі дає можливість суттєво підвищити відношення сигнал/шум на виході рентгенотелевізійної системи і, в цілому, підвищити чутливість рентгенотелевізійного контролю якості виробів, довівши її до рівня чутливості радіографічних методів контролю з використанням рентгенівської плівки та багаторазових детекторів рентгенівського випромінювання на основі фосфорних пластин. Окрім того, обробка тіньових рентгенівських зображень в системах радіоскопічного контролю якості виробів з використанням комп'ютерних технологій дозволяє отримати цифрову рентгенограму виробу, що контролюється, як документ радіаційного контролю. Але слід зазначити, що використання комп'ютерної техніки в заводських умовах, а тим більше в польових умовах для модернізації діючих рентгенотелевізійних систем дефектоскопічного контролю якості виробів мають серйозні проблеми, пов'язані із системою живлення, а також потребують суттєві витрати на придбання та інсталяцію комп'ютерної системи обробки рентгенотелевізійних зображень.

В лабораторії індикаторних пристроїв кафедри «Електронні прилади та пристрої» проводиться

науково-дослідна робота, метою якої є апаратна реалізація статистичної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному масштабі часу [3]. Слід зазначити, що вирішення цієї задачі з використанням сучасної елементної бази та сучасних комп'ютерних технологій проектування не є простою задачею. Статистична обробка рентгенотелевізійного сигналу в реальному масштабі часу потребує високої швидкодії обробки відеоданих, які з врахуванням формату і роздільної здатності телевізійного зображення може складати 25...30 мВ/сек. При цьому необхідно забезпечити жорстку синхронізацію відео процесора з телевізійною системою, що формує відеосигнал, фіксацію відеосигналу на вході АЦП, математичну обробку відеоданих між тактами роботи АЦП, роботу генератора адреси для запису результатів обробки в банки статичної пам'яті, роботу синхрогенератора режиму зчитування, формування стандартного телевізійного сигналу для виводу обробленої інформації на екран стандартного телевізійного монітора. Окрім того, необхідно забезпечити зручний інтерфейс управління відео процесором, можливість збереження результатів радіаційного контролю та передачу цифрових рентгенограм через USB-інтерфейс в середовище персонального комп'ютера для їх подальшого оброблення та архівування.

На рис.1 представлена функціональна схема

відеопроцесора VP-063, 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 ASP AD9821 фірми AnalogDevises 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. 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.

Цифровий сигнальний процесор (DSP) містить арифметично-логічний пристрій (АЛП), контролер ОЗП і 2-х банковий оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) K6R4008V1D-44 фірми Samsung, в якому і здійснюється у цифровій формі інтегрування рентгенотелевізійного зображення. Функціональні блоки АЛП і контролер оперативної пам'яті виконані на основі програмованої логічної інтегральної схеми MAXII фірми Altera, що забезпечило можливість реалізації алгоритму цифрової обробки телевізійного відеосигналу в реальному часі. Алгоритм інтегрування рентгенотелевізійного зображення здійснюється шляхом накопичення кадрів рентгенотелевізійного зображення в ОЗП. Процес накопичення контролюється мікропроцесорною системою управління. Після закінчення процесу інтегрування оброблене зображення з ОЗП через 10-ти розрядний цифро-аналоговий перетворювач AD9821 фірми AnalogDevises і формувач телевізійного сигналу (ФТС) подається на вхід штатного відеоконтрольного пристрою рентгенотелевізійної установки. Оброблене рентгенотелевізійне зображення зберігається в ОЗП до початку наступного циклу інтегрування, який ініціалізується натисканням відповідної кнопки управління. Це дозволяє при вимкненому джерелі рентгенівського випромінювання зберігати на екрані телевізійного монітора рентгенотелевізійного

зображення контролюваного
об'єкта.

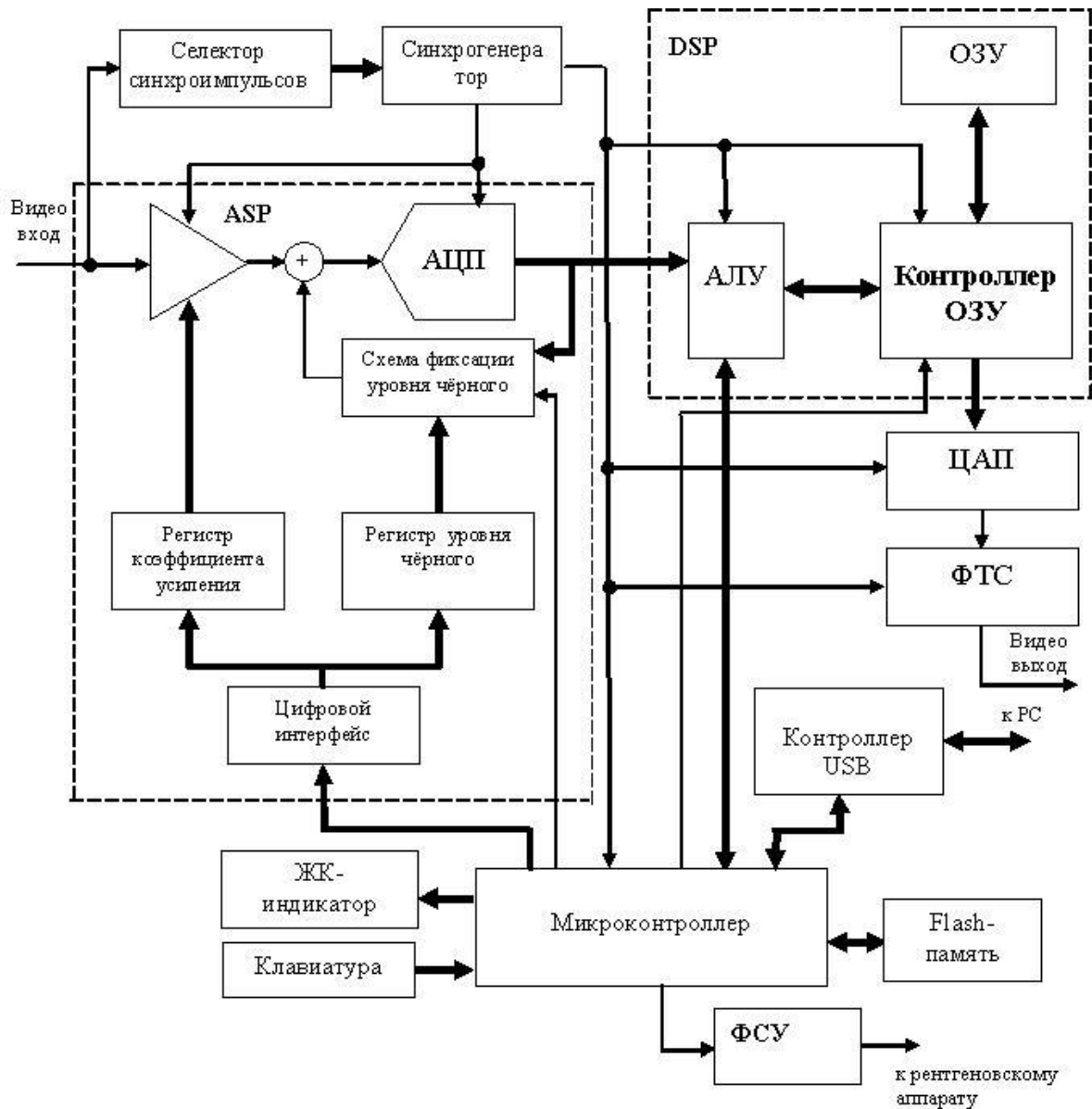


Рис.1. Структурна схема відеопроцесора VP-063.

Відеопроцесор 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 рентгенотелевізійного зображення, а рівень вихідного сигналу відеопроцесора буде незмінний, оптимально вписаний в динамічний діапазон телевізійного монітора. Тривалість інтегрування

рентгенотелевізійного сигналу може лежати в діапазоні від 16 кадрів до 512 кадрів, що забезпечує досить ефективну фільтрацію шумів рентгенотелевізійного каналу дефектоскопічної установки. Таким чином, оператору не потрібно вирішувати складні завдання, пов'язані з визначенням тривалості експозиції, підбором потужності дози рентгенівського випромінювання для контрольованого виробу. Процесор сам підбирає параметри інтегрування рентгенівського зображення і видасть нормований за рівнем чорного і амплітуді відеосигнал без характерних для рентгеноскопії флуктуаційних шумів рентгенотелевізійного каналу. За рахунок цього досягається істотне підвищення якості рентгенотелевізійного зображення, поліпшуються умови аналізу рентгенотелевізійного 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 відеопроцесор переводиться в режим прямого каналу передачі 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

реєстри управління ASP. З виходу ASP нормовані відеодані вже без накопичення в DSP передаються через цифро-аналоговий перетворювач і формувач телевізійного сигналу (ФТС) на вихід відеопроцесора. В результаті на екрані телевізійного монітора оператор спостерігає нормоване по динамічному діапазону телевізійного індикаторного пристрою рентгенотелевізійного зображення контрольованого виробу. Ініціалізація режиму прямого каналу здійснюється шляхом натискання кнопки на панелі управління відеопроцесора. Коефіцієнт підсилення ASP відображається на екрані рідкокристалічного дисплея (рис.2.).

У цьому пристрої використаний 12-ти розрядний АЦП для обробки рентгенотелевізійного зображення апаратними засобами відеопроцесора. Реалізований рівень квантування визначає величину або ступінь втрати інформації при аналого-цифровому перетворенні аналогового відеосигналу вихідного рентгенотелевізійного зображення. Чим менше рівень квантування, тим більше інформації зберігається при перетворенні відеосигналу в цифрову форму і тим більшою мірою цифрове рентгенотелевізійне зображення може бути за якістю наближене 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

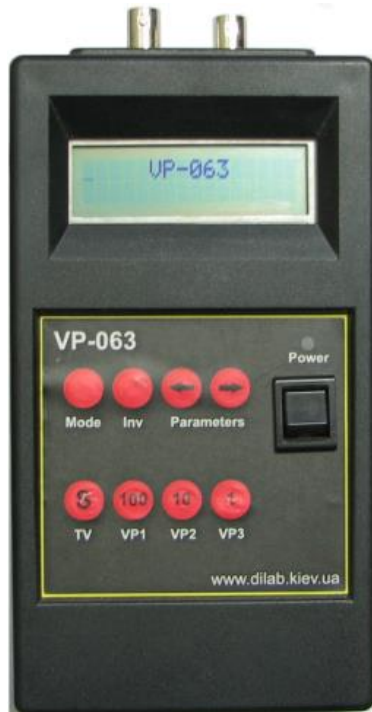


Рис 2. Зовнішній вигляд відео процесора

- Амплітуда вхідного композитного телевізійного відеосигналу..... 1В.
- Амплітуда вихідного композитного телевізійного відеосигналу1В.
- Аналого-цифрове перетворення вхідного РТС 12 біт.
- Цифро-аналогове перетворення вихідного сигналу 10 біт.
- Пам'ять 2 банки 512Kx16.

- Формат кадру 800x600.
- Кількість кадрів накопичення 16-512.
- Інверсія рентгенотелевізійного зображення (позитив-негатив).
- Автоматичне нормування вхідного відеосигналу по динамічному діапазону АЦП.
- Мікропроцесорне управління режимами роботи пристрою.
- 4 програмованих режиму роботи пристрою.
- Вбудована Flash-пам'ять 2000 рентгенограм.
- Стандартний USB-інтерфейс.
- Індикація параметрів і режимів обробки рентгенотелевізійного зображення за допомогою рідкокристалічного дисплея.
- Розміри пристрою. 100x170x30 мм.
- Живлення + 5В (450 мА).

Відеопроцесор має вбудований USB - інтерфейс для введення рентгенограми контрольованого виробу в персональний комп'ютер (PC). Ініціалізація цього режиму роботи відеопроцесора здійснюється через графічний інтерфейс спеціального програмного забезпечення «Direcon-S01», яке встановлюється на звичайний персональний комп'ютер. Взаємодія відеопроцесора зі спеціальним програмним забезпеченням реалізується за допомогою стандартного USB-драйвера

операційної системи сімейства Windows. Ця функція відеопроцесора відкриває можливість реалізації сучасних комп'ютерних технологій для обробки та архівування рентгенограм, а також забезпечує можливість реалізації

автоматизованих баз даних рентгентелевізійного контролю якості виробів. Відеопроцесор може поставлятися з програмним забезпеченням «Direcon-S01» для комп'ютерної обробки та архівування рентгенограм.

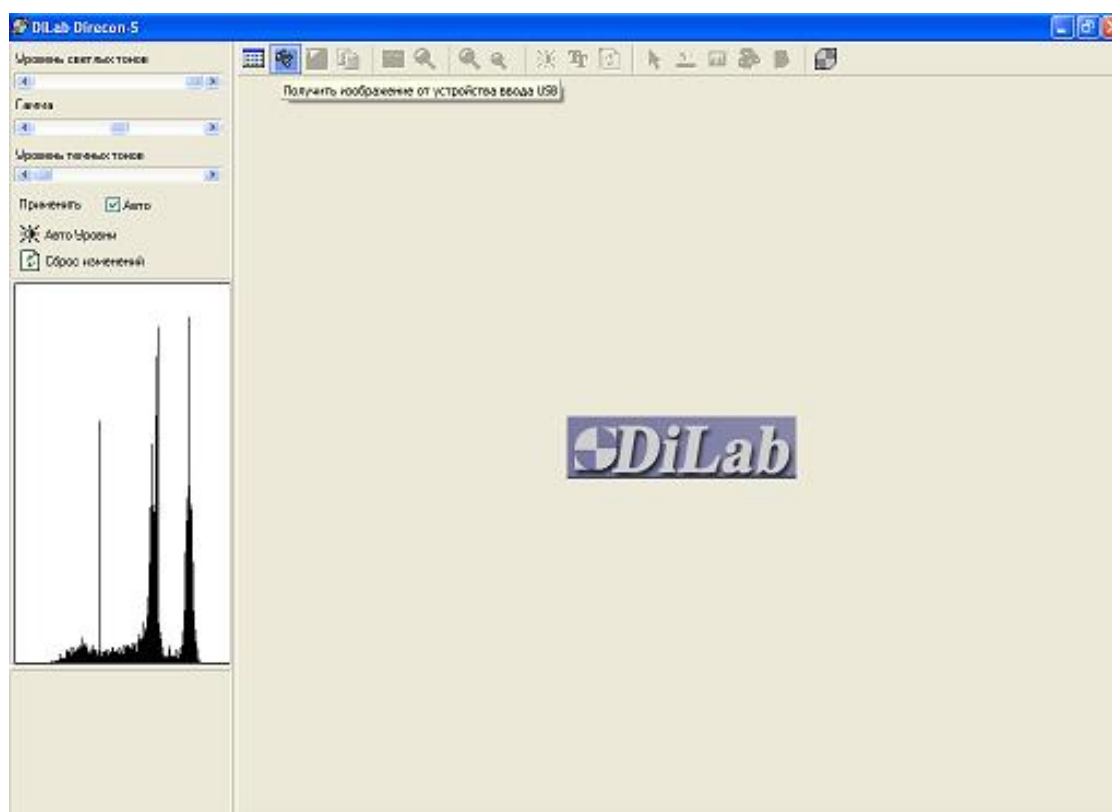


Рис.3. Графічний інтерфейс програмного забезпечення «Direcon-S01» для вводу цифрової рентгенограми в РС та її комп'ютерної обробки.

Відеопроцесор VP-063 може ефективно працювати у складі як стаціонарних, так і мобільних рентгентелевізійних установок (рис.3), що забезпечує можливість модернізації діючого парку рентгентелевізійної апаратури даного типу. Причому модернізація рентгентелевізійної дефектоскопічної установки шляхом

включення до її складу відеопроцесора не вимагає ніяких додаткових переробок штатного рентгентелевізійного каналу, так як вхідні кола відеопроцесора VP-063 розраховані на підключення стандартного композитного телевізійного сигналу рентгентелевізійної установки, а на виході відеопроцесора після обробки

формується такий же композитний телевізійний відеосигнал. Це забезпечує можливість виведення обробленого рентгенотелевізійного

зображення контрольованого виробу на штатний телевізійний монітор рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки (рис.4).

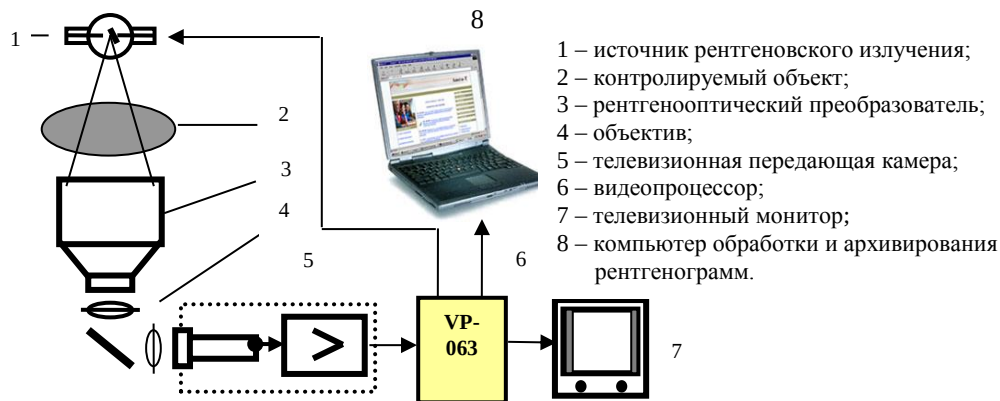


Рис.4. Схема підключення відеопроцесора у складі устаткування рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки.

На рис. 4 представлена структурна схема рентгенотелевізійної дефектоскопічної установки, до складу якої включено відеопроцесор VP-063. Телевізійний відеосигнал надходить на відеовхід відеопроцесора, який реалізує в цифровому вигляді на апаратному рівні алгоритми обробки рентгенотелевізійного зображення в процесі дефектоскопічного контролю якості виробу. Відеопроцесор реалізує два основних режими обробки рентгенотелевізійного зображення. Перший режим призначений для перегляду динамічних фрагментів рентгенотелевізійного зображення, а також використовується при позиціонуванні контрольованого виробу щодо детектора рентгеновського випромінювання. У цьому режимі вхідний відеосигнал автоматично нормується за амплітудою і рівнем, і передається

на відеоконтрольний пристрій без інтегрування. Другий режим роботи реалізує алгоритм цифрової регульованої експозиції тінювого рентгеновського 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 рентгенотелевізійного каналу і забезпечує підвищення чутливості дефектоскопічного контролю. При цьому мікропроцесорна система управління контролює процес інтегрування і автоматично визначає оптимальну для поточних умов контролю тривалість експозиції.

Дослідний зразок відеопроцесора пройшов попередні випробування в складі рентгенотелевізійної

дефектоскопічної установки, в якій в якості детектора рентгенівського випромінювання використовувався РЕОП, а в якості датчика телевізійного сигналу використовувалася телевізійна камера на основі ПЗС-сенсора зображення. Без цифрової обробки рентгенотелевізійного зображення рентгенотелевізійна дефектоскопічна установка при контролі алюмінію завтовшки 20 мм забезпечувала чутливість контролю 2.5%. При цьому зображення зварного шва і дефектометра спостерігалось на тлі шумів рентгенотелевізійного каналу, які значно перевершували за рівнем корисний сигнал. Обробка рентгенотелевізійного сигналу відеопроцесором 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.

У висновку можна відзначити, що представлений відеопроцесор, який реалізує алгоритм цифрової апаратної обробки рентгенотелевізійного зображення в реальному часі шляхом інтегрування рентгенотелевізійного зображення протягом регульованого часу експозиції, дозволяє досить просто модернізувати діючі рентгенотелевізійні дефектоскопічні установки з метою підвищення якості рентгенотелевізійного

зображення і чутливості радіаційних методів контролю якості виробів. Крім того, дуже корисним в реальних умовах проведення радіаційного контролю якості виробів є запис після обробки в ОЗУ рентгенотелевізійного зображення контрольованого об'єкта. При цьому може проводитися аналіз рентгенівського зображення 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. Можливість передачі записаного рентгенотелевізійного зображення контрольованого об'єкта в середовище персонального комп'ютера через стандартний USB - порт дозволяє реалізувати комп'ютерні технології обробки та автоматизованої розшифровки цифрових рентгенограм, а так само забезпечує вирішення дуже важливого завдання — створення електронної бази даних рентгенограм радіаційного контролю якості виробів.

Література

1. Національний стандарт України. Неруйнівний контроль. Радіоскопічний контроль. Частина 1. Кількісне вимірювання властивостей зображення (EN 13068-1:1999, IDT), ДСТУ EN 13068-1:2009. Переклад і науковотехнічне редагування: М.Білий,

- О.Терлецький, В.Троїцький,
Н.Троїцька. Київ,
Держспожтвстандарт України.
2009.
2. А.В.Терлецкий,
О.И.Кучеренко, А.С.
Подосельник. Видеопроцессор
для записи и обработки
фрагментов
рентгенотелевизионных
изображений. // Электроника и
связь. 2001, №13. - с. 40-43.
3. А.В.Терлецкий,
С.Н.Давиденко, А.А.Сушко.
Цифровая реализация
регулируемой экспозиции
рентгенотелевизионного
изображения. // Электроника и
связь. Тематический сборник
«Проблемы электроники» ,
часть 1, 2006. – с. 65-68.

УДК 537.525

Модулювання часу запалення розряду в імпульсній тріодній гарматі високовольтного тліючого розряду

Андріянов В.Ю., д.т.н. Мельник І.В.

Сьогодні технологічні джерела електронів на основі високовольтного тліючого розряду (ВТР) знаходять широке застосування у промисловості. Особливо перспективним є використання таких джерел електронів у електронній промисловості, у приладобудуванні, у машинобудуванні та у металургії. За їх допомогою можна виконувати такі термічні операції, як високошвидкісне зварювання тонкостінних виробів у низькому та середньому вакуумі, нанесення композитних покриттів у середовищі активних або інертних газів за умови низького тиску, високошвидкісне вакуумне переплавлення тугоплавких металів із метою їх рафінування, високошвидкісне відпалювання малогабаритних виробів.

Між моментом прикладення імпульсу напруги та запаленням розряду, проходить деякий час - час затримки, який складається з статистичного часу затримки імпульсу струму t_c після прикладення імпульсу напруги та часу формування імпульсу струму розряду t_ϕ до сталого значення, яке визначається параметрами електродної системи, газового

середовища та ланцюгу живлення. Тобто:

$$t_s = t_c + t_\phi \quad (1)$$

В дослідженнях тріодної електродної системи імпульсний режим потужного ВТР реалізовувався методом електричного керування, який значно зменшує інерційність процесів в розрядному проміжку (стала часу при такому способі керування залежить від інерційності процесів в анодній плазмі і становить менше однієї мілісекунди). При цьому для запалення несамотійного керуючого розряду необхідною є наявність постійного слабкострумового ВТР малої потужності.

У такому випадку t_c можна прийняти рівним нулю, оскільки в розрядному проміжку допоміжного розряду присутня плазма ВТР.

Що стосується часу формування імпульсу струму t_ϕ , він визначається двома головними процесами, які протікають у тріодному проміжку ВТР. Це процеси іонізації газу та процеси амбіполярної дифузії часток із плазми на катод допоміжного розряду.

Для визначення часових параметрів імпульсного ВТР, пов'язаних із дифузійними та іонізаційними процесами, в розрахунки вводиться віртуальний анод, який розташовується на відстані x_0 від катоду допоміжного розряду. Тоді загальний струм катоду визначається виразом:

$$i(t) \approx i_0 + \gamma \left(\exp(\eta_i U_p) - 1 \right) i(t - t_i) = i_0 + (G + 1) i(t - t_i) \quad (2)$$

де i_0 – струм у паузі між імпульсами; η_i – коефіцієнт іонізації; U_p – напруга горіння низьковольтного розряду; γ – узагальнений коефіцієнт іонно-електронної емісії; t_i – середній час руху позитивно зарядженого іону від віртуального аноду до катоду; G – коефіцієнт:

$$G = \exp \left(- \frac{\phi_i}{\frac{kT_e}{e} + U_{\text{кер}}} \right) \left[\gamma \left[\exp(\eta_i U_p) - 1 \right] - 1 \right] \quad (3)$$

де T_e – температура електронів в плазмі, ϕ_i – потенціал іонізації газу.

Часові параметри імпульсного режиму роботи тріодної електродної системи ВТР вибирались типовими для більшості технологічних процесів, тобто $t \gg t_i$, тому час запалювання ВТР не залежить від поперечного розміру проміжку. Головні геометричні параметри динамічної системи ВТР, яка моделюється, наведені на рис.1.

Згідно з моделлю розрядного проміжку, яка розглядається, загальний струм з катода дорівнює:

$$i(t) \approx i_0 + (G + 1) \left[i(t) - \frac{di(t)}{dt} t_i \right] \Rightarrow \int_{i_0}^{i(t)} \frac{di(t)}{i_0 + Gi(t)} = \int_0^t \frac{dt}{(1 + G)t_i} \Rightarrow \ln \left[\frac{i_0 + Gi(t)}{(1 + G)i_0} \right] \approx \ln \left[\frac{Gt}{(G + 1)t_i} \right] \quad (4)$$

Тоді струм основного розряду зростає від i_0 до I_p за такий час:

$$t_{\Phi} = \frac{t_i}{G} \ln \left(1 + \frac{GI_p}{i_0} \right) \quad (5)$$

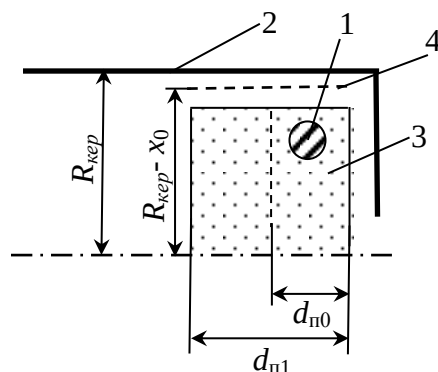


Рис. 1. Модель віртуального анода для допоміжного розряду

1 – кільцевий анод допоміжного розряду,

2 – катод допоміжного розряду, 3 – анодна плазма, 4 – віртуальний анод.

Тоді середній час формування потужного імпульсу струму ВТР в тріодній електродній

системою оцінюється з наступного виразу:

$$\overline{t_{\phi}} = \frac{9kT_e(d_{n1} - d_{n0})}{8(\pi e)^3 \mu_{io} \gamma R_{кер} \ln \left(1,5 - \sqrt{\frac{kT_e (eU_{кер})^3}{\pi P_{рп}}} \right)}$$

Де $R_{кер}$ - радіус керуючого електроду;

μ_{io} - рухомість іонів в анодній плазмі;

$P_{рп}$ - тиск газу в розрядному проміжку;

d_{n1} , d_{n0} - положення межі анодної плазми відносно катоду в імпульсі та у паузі відповідно,

або:

$$\overline{t_{\phi}} = \frac{K_{кер} (d_{n1} - d_{n0})}{\ln \left(1,5 - \sqrt{\frac{kT_e (eU_{кер})^3}{\pi P_{рп}}} \right)} \quad (6)$$

де $K_{кер}$ - коефіцієнт керування, який залежить від роду газу та матеріалів електродів і визначається через співвідношення:

$$K_{кер} = \frac{1,125kT_e}{(\pi e)^3 \mu_{io} \gamma G} \quad (7)$$

Приведені теоретичні оцінки показують, що час формування імпульсу залежить від прискорюючої напруги, струму розряду в паузі між імпульсами та напруги на керуючому електроді (рис.2) і буде зменшуватись при їх зростанні.

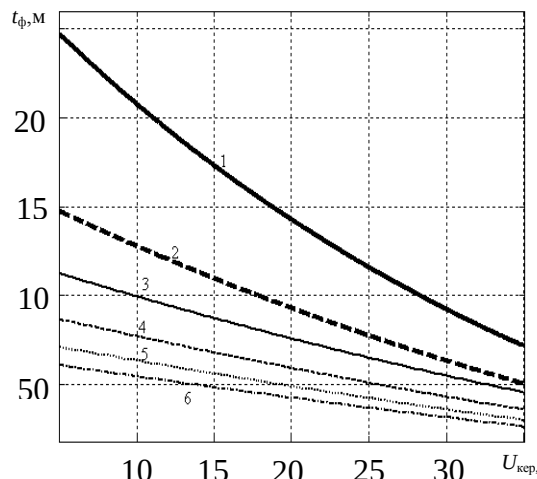


Рис. 2. Залежність часу запалювання ВТР від напруги допоміжного розряду та від робочого тиску джерела електронів:

1 – $P_{рп} = 0,2$ Па; 2 – $P_{рп} = 0,3$ Па;
 3 – $P_{рп} = 0,4$ Па; 4 – $P_{рп} = 0,5$ Па;
 5 – $P_{рп} = 0,6$ Па; 6 – $P_{рп} = 0,7$ Па;
 $U_p = 20$ кВ;

Висновки

Отримані аналітичні співвідношення для часу запалювання розряду у тріодних системах ВТР, які ґрунтуються на рівняннях балансу іонів у анодній плазмі та самостійності горіння ВТР і враховують вплив допоміжного розряду на концентрацію іонів анодної плазми та її об'єм.

Отримані співвідношення дозволяють оцінювати час перемикання струму розряду у технологічних джерелах електронів, який є одним із важливих параметрів сучасного швидкодіючого електронно-променевого обладнання.

Література

1. Аппроксимация положения и формы границы анодной плазмы в источниках электронов высоковольтного тлеющего разряда / [Денбновецкий С.В., Мельник В.И., Мельник И.В., Тугай Б.А.] // Электроника и связь, тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии», часть 1 (2009).
2. Каспер Э. Теоретические основы электронной оптики. Т. 2 / Каспер Э., Хокс К. // – М.: Мир, 1993
3. Мельник И.В. Аналитический расчет положения границы анодной плазмы в высоковольтном разрядном промежутке при зажигании вспомогательного разряда / Мельник И.В., Тугай С.Б. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника – Т. 55. - № 11 – 2012.

УДК 621.3.032.266

Моделирование транспортировки короткофокусных электронных пучков из низкого в высокий вакуум

Бигун О.В., д.т.н. Мельник И.В.

В настоящее время широкое применение в электронике и приборостроении находят технологические источники электронов на основе высоковольтного тлеющего разряда (ВТР). Эти источники электронов отличаются относительной простотой конструкции и стабильностью работы с активными газами [1]. Для промышленного применения источников электронов на основе ВТР необходимо исследовать процесс транспортировки короткофокусных электронных пучков в эквипотенциальном канале из низкого в высокий вакуум. Основными физическими процессами, которые необходимо анализировать при моделировании транспортировки электронных пучков в условиях низкого вакуума, являются учет влияния магнитного поля фокусирующих линз на траектории электронов, влияния ионизации остаточного газа, рассеяния электронов на атомах остаточного газа и пинч-эффекта. При моделировании транспортировки короткофокусных электронных пучков, формируемых источниками электронов ВТР, необходимо учитывать также тепловой разброс скоростей

электронов пучка. Поэтому при составлении математической модели транспортировки пучка использовались следующие уравнения.

1. Уравнения вакуумной техники для расчета распределения давления вдоль длины лучепровода.
2. Уравнения, описывающие распределение магнитного поля фокусирующих линз [2].
3. Уравнения, описывающие граничную траекторию пучка с учетом его взаимодействия с остаточным газом и разброса тепловых скоростей электронов пучка [2].
4. Уравнения, описывающие потери тока пучка в результате оседания электронов на стенках канала транспортировки [3].

Определение вакуумных характеристик канала транспортировки. Важной составляющей модели процесса транспортировки электронного пучка является определение распределения давления газа вдоль длины канала. Для решения этой задачи используется основное уравнение вакуумной техники и уравнение Кнудсена для молекулярного режима течения газа,

которые в общем случае имеют вид [3]:

$$p_k = \frac{p_p U}{U + S}; U = \frac{4\bar{v}}{3 \int_0^{l_{\text{лп}}} \frac{Hdl}{S_{\text{поп}}^2}}; \bar{v} = \sqrt{\frac{8R_0 T}{\pi M}},$$

где H — диаметр лучепровода в поперечном сечении, $S_{\text{поп}}$ — его площадь, R_0 — универсальная газовая постоянная, T — температура газа, M — его молекулярная масса, p_p и p_k — давление на входе канала в области формирования пучка и на его выходе в области обработки изделия соответственно, U — вакуумная проводимость канала, S_n — быстродействие вакуумного насоса, с помощью которого откачивается технологическая камера, $\bar{v}$ — средняя тепловая скорость движения молекул.

Для цилиндрического канала с диафрагмой и для конического канала получены аналитические соотношения, с помощью которых можно определить проводимость этих каналов в молекулярном режиме. Для общего случая, исходя из приведенной системы уравнений, можно аналитически определить значение давления газа на концах канала транспортировки и в любой его точке. Соотношения для длины канала $l_{\text{лп}}$ и для его проводимости $U(z)$ будут иметь вид:

$$l_m = \begin{cases} \frac{2\pi\bar{v}r_2^3(1-3\alpha)\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{1-\alpha}\right)}{3U\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{\frac{1-3\alpha}{\alpha}}\right)}, & \text{если } \alpha \neq 1/3, \\ \frac{2\pi\bar{v}r_2^3\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{1-\alpha}\right)}{3U\left(1-\ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)\right)}, & \text{если } \alpha = 1/3 \end{cases};$$

$$U(z) = \begin{cases} \frac{2\pi\bar{v}r_2^3(1-3\alpha)\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{1-\alpha}\right)}{3z\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{\frac{1-3\alpha}{\alpha}}\right)}, & \text{если } \alpha \neq 1/3, \\ \frac{2\pi\bar{v}r_2^3\left(1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^{1-\alpha}\right)}{3z\left(1-\ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)\right)}, & \text{если } \alpha = 1/3 \end{cases},$$

где r_1 и r_2 — входной и выходной радиусы канала соответственно, α — показатель степени. При сравнительно низких давлениях в канале транспортировки наблюдается промежуточный режим течения газа. В этом случае при вычислении длины канала и его вакуумной проводимости необходимо ввести поправочный коэффициент:

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

$$U_{\text{пр}} = JU_m; \quad l_{\text{пр}} = l_m / J,$$

где индекс m соответствует молекулярному, а индекс $пр$ — промежуточному режиму, $\bar{p}$ — среднее давление в канале, J — полуэмпирический коэффициент для пересчета значения проводимости.

Расчет магнитного симметричной линзы. распределения поля для фокусирующей линзы.

Для обеспечения компрессии пучка на входе системы

транспортировки устанавливается фокусирующая магнитная линза. Если немагнитный зазор такой линзы меньше ее диаметра, то для вычисления составляющих магнитной индукции B_r и B_z и магнитного потока $\Psi(r,z)$ можно использовать аппроксимацию Глазера:

$$B_i = \frac{\mu_0 I_\epsilon N_\epsilon}{L}; \quad d = 0,48L; \quad L = \sqrt{S^2 + 0,45D^2};$$

$$a = R_c + S/2; \quad c = \frac{z-a}{d};$$

$$B_{z0} = \frac{B_i^2}{1+c^2};$$

$$B_r = -\frac{r}{2} B'_{z0} + \frac{r^3}{16} B'''_{z0};$$

$$B_z = B_{z0} - \frac{r^2}{4} B''_{z0},$$

$$\Psi(r,z) = \int_0^r 2\pi r B_z dr,$$

где S — длина немагнитного зазора линзы, D — диаметр линзы, I_ϵ — ее ток, B_m — максимальное значение магнитного поля на оптической оси линзы, N_ϵ — число витков линзы, D — ее внутренний диаметр, R_c — расстояние от среза лучепровода до линзы, a , c , d , L — геометрические параметры линзы, связанные с величинами S и D , μ_0 — магнитная постоянная, r и z — радиальная и поперечная координаты, относительно которых рассматривается движение электронов. Для параметров длинных и несимметричных магнитных линз, применяемых в технологическом оборудовании,

существуют другие соотношения, которые могут быть использованы при моделировании транспортировки электронных пучков.

Определение граничной траектории электронного пучка.

Зная распределение давления вдоль длины канала, можно непосредственно перейти к решению задачи определения граничной траектории электронного пучка. При постановке задачи траекторного анализа необходимо учесть компенсацию объемного пространственного заряда ионами, магнитную фокусировку пучка в газе (пинч-эффект) и рассеяние на молекулах остаточного газа в соответствии с моделью Резерфорда. Учет пространственного заряда ионов проводился на основании теории Ленгмюра-Тонкса, согласно которой скорость образования ионов в области распространения пучка равна скорости ухода ионов в результате теплового движения, что соответствует стационарному режиму распространения пучка.

Теперь необходимо записать систему алгебро-дифференциальных уравнений для определения граничной траектории электронного пучка при его распространении в условиях среднего и низкого вакуума. Эта система уравнений должна включать дифференциальные уравнения для траекторий электронов, уравнения, описывающие механизм ионной компенсации пространственного

заряда, а также уравнения для описания процесса рассеяния электронов пучка на молекулах остаточного газа. Для рассматриваемых физических условий транспортировки пучка такую систему уравнений можно записать в виде:

$$n_i = \sqrt{\pi} r_{\pi}^2 B_i p n_e \left(\frac{M U_i}{m U_a} \right)^{1/2} \exp \left(\frac{U_0 - U_a}{U_i} \right);$$

$$\frac{dv_r}{dt} = \frac{C(1-f-\beta^2)}{r_{\pi}} - \frac{er_{\pi}}{m} \Psi(r, z) B_z(r, z);$$

$$\frac{dv_z}{dt} = \frac{er_z}{m} \Psi(r, z) B_z(r, z);$$

$$\frac{dr}{dt} = v_r; \quad \frac{dz}{dt} = v_z;$$

$$\operatorname{tg} \frac{\theta_{\min}}{2} = \frac{10^{-4} Z^{4/3}}{2 \gamma \beta^2};$$

$$\operatorname{tg} \frac{\theta_{\max}}{2} = \frac{e^2 Z}{m r_e \sqrt{v_r^2 + v_z^2}};$$

$$\overline{\theta^2} = 8 \pi Z (Z+1) r_e^2 \frac{\gamma^2}{(\gamma^2 - 1)^2} n_0 \ln \left(\frac{\theta_{\max}}{\theta_{\min}} \right),$$

где

$$U_i = k T_i / e;$$

$$C = \frac{I_i}{2 \pi \varepsilon_0 \sqrt{2 e U_a / m}};$$

$$f = n_i / n_e;$$

$$\beta = \frac{2 e U_a}{m c^2} \cos^2 \theta;$$

$$r_e = \frac{e^2}{4 \pi \varepsilon_0 m_e c^2},$$

n_i – концентрация ионов на оси пучка, B_i – удельная ионизация газа, определяемая как число ионов, создаваемых одним электроном на

длине пути 1 м при давлении остаточного газа 133,3 Па, $e U_i$ – средняя энергия теплового движения ионов, U_0 – потенциал на оси симметрии пучка, Z – заряд атомного ядра, $\beta = v/c$, γ – релятивистский фактор, l – длина траектории электронов на анализируемом участке, U_a – ускоряющее напряжение, ε_0 – электрическая постоянная, n_{i0} – концентрация ионов на оси пучка, p – давление газа на рассматриваемом участке канала, I_{π} – ток электронного пучка, θ – угол рассеяния, $\theta_{\min}$ и $\theta_{\max}$ – его минимальное и максимальное значения в соответствии с моделью Резерфорда, r_{π} – радиус пучка.

Определение потерь тока пучка при прохождении через канал транспортировки.

Потери тока пучка определялись для гауссовского распределения плотности тока. При формировании и транспортировке электронного пучка в условиях низкого и среднего вакуума это предположение будет справедливо из-за малой длины свободного пробега электронов. Если установить однозначную связь между параметрами распределения Гаусса и интегральными параметрами электронного пучка, то можно определить потери тока электронного пучка при его транспортировке через канал. Соответствующую систему нелинейных алгебраических уравнений можно записать в виде:

$$\beta_n = \sqrt{\frac{I_n}{2\pi\epsilon_0}}; \quad \frac{I_n}{\pi r_n^2} = j_0 \exp\left(\frac{r_n^2}{\beta_n^2}\right)$$

где β_n и j_0 - параметры распределения Гаусса.

Систему уравнений можно решить численно относительно β_n и j_0 . Однако численные эксперименты показали, что при произвольном начальном приближении задача сильно усложняется из-за ярко выраженной жесткости системы уравнений вследствие нелинейности функции $j_0(\beta_n)$. В частности, несмотря на то, что приравняв соотношения системы, производную $j_0'(\beta_n)$ легко определить аналитически, метод Ньютона, имеющий квадратичную скорость сходимости, и другие численные методы решения систем нелинейных уравнений, связанные с использованием производных, в данном случае не подходят. Это с тем, что итерационная процедура расходится вследствие погрешностей вычислений, возникающих при делении малых величин. Задача значительно упрощается, если в качестве начального приближения при решении системы взять значение $j_0 = \frac{I_n}{\pi r_n^2}$. Тогда для ее решения

можно использовать метод простой итерации или метод Стефенсона, причем для метода простой итерации достаточно 4-5 приближений и переходить к более сложному методу Стефенсона не имеет смысла.

Из теории распространения электронных пучков в низком и среднем вакууме известно, что коэффициент β_n характеризует разброс электронов пучка по скоростям и связывает его радиус с геометрическими параметрами, характеризующими степень расфокусировки пучка вследствие наличия у электронов радиальных составляющих начальных скоростей. Из проведенного авторами этих работ вероятностного анализа следует, что условием достижения электронами стенок канала является их расположение от стенок на расстоянии не более, чем β_n , причем радиальная составляющая их скорости должна быть направлена в сторону стенок. Потери тока пучка из-за оседания на стенках равны:

$$dI_n = \pi \beta_n^2 j_0 \left\{ \exp\left[-\left(\frac{r_{\text{ин}} - \beta_n}{2}\right)^2\right] - \exp\left[-\left(\frac{r_{\text{ин}}}{2}\right)^2\right] \right\}$$

Полученные результаты моделирования для разных углов влёта пучка для цилиндрического канала транспортировки с входной диафрагмой приведены на рис 1. При ускоряющем напряжении 10 кВ ток пучка составлял 1 А потери тока пучка не превышали $4 \cdot 10^{-5}$ А.

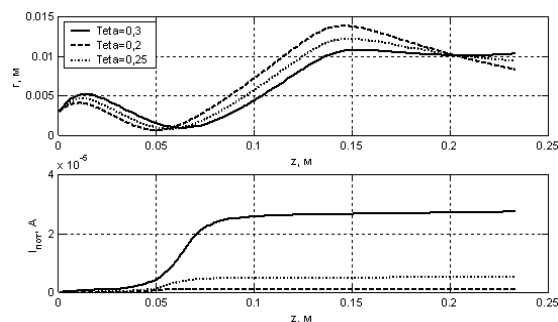


Рис. 1. Результаты моделирования транспортировки электронного пучка с учетом разброса тепловых скоростей электронов

Условия транспортировки пучка выбирались с учетом требуемого его диаметра на поверхности обрабатываемого изделия и необходимого угла наклона траекторий пучка относительно поверхности изделия.

Выводы.

Результаты моделирования процесса транспортировки пучка из низкого в высокий вакуум показали, что наибольшее влияние на траектории электронов пучка оказывает магнитная линза. Как видно, на начальном участке в области действия линзы наблюдается максимальное изменение кривизны граничной траектории. Кроме того, на начальном участке траекторий значительно выше влияние рассеяния электронов на молекулах остаточного газа. Фокусирующее действие ионного фона снижает влияние дефокусирующего действия пространственного заряда электронов, однако явление перекомпенсации для

анализируемых значений давлений не наблюдалось. Незначительным при рассмотренных энергиях электронов было и влияние пинч-эффекта. Рассмотренные в работе средства моделирования могут быть использованы для проектирования реальных систем транспортировки электронных пучков.

Литература

1. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. // Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. – М.: Атомиздат, 1989. – 256 с.
2. Молоковский С.И., Сушков А.Д. Интенсивные электронные и ионные пучки. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
3. Мельник И.В. Методика моделирования транспортировки короткофокусных электронных пучков в эквипотенциальном канале с учетом разброса тепловых скоростей электронов. / Электроника и связь, № 2 (55), 2010. – С. 38 – 44.

УДК 621

Лазерний маніпулятор для систем відображення і обробки інформації

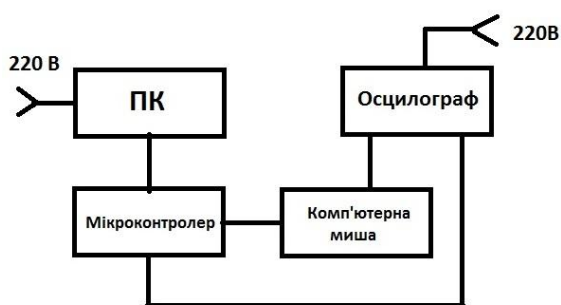
Бурима О.О., д.т.н. проф. Писаренко Л.Д., к.т.н. Жовнір М.Ф.

Приведено результати експериментальних досліджень отримання зображень за допомогою лазерної миші та мікропроцесора PIC18F4550. Розроблено програмний код, що передає інформацію з лазера миші на мікроконтролер і трансформує його на екран.

The experimental research to obtain images using laser mouse and microprocessor PIC18F4550. Developed the code that transfers information from the laser mouse on a microcontroller, and transforms it to the screen.

Вступ

В статті представлено результати розробки електронної системи, заснованої на спеціалізованому програмованому мікропроцесорі, який передає рух оптичної миші до персонального комп'ютера через інтерфейс USB (Рис.1).



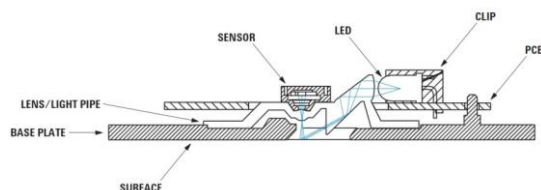


Рис.2. Функціональна схема оптичної миші

Оптична модель датчика миші ADNS-5020-EN має ПЗС матрицю 15 на 15 пікселів з 7-ми бітним розширенням, світлодіодний драйвер, цифровий сигнальний процесор і порт послідовного інтерфейсу, що використовує протокол послідовного периферійного інтерфейсу (SPI).

При обробці інформації використовується алгоритм оптичного потоку обробки зображення "від кадру до кадру", щоб оцінити рух миші.

Мікроконтролер під'єднаний до сенсора оптичної миші по заданим контактам (Рис.3). PIC18F4550 взаємодіє з мишею в напівдуплексному режимі з використанням лінії передачі даних SDIO і протоколу SPI, що реалізований в прошивці мікроконтролера.

Експериментальні результати

Потенціометр імітує аналоговий вхід для контролера, а датчик Microchip TC77 безперервно контролює температуру навколишнього середовища. Ця інформація передається на PIC18F4550 через 3-провідний SPI-інтерфейс і відображається на екрані

ПК в реальному часі за допомогою програмного забезпечення USB Demo Tool PICDEM™ FS (версія 1.0).



Рис.3. Зображення підключення оптичної миші до контактів мікроконтролера

Шість світлодіодів вмонтовані в плату: два світлодіоди показують наявність живлення, інші два - показують поточний стан USB. Ще 2 світлодіоди показують роботу кнопок скидання, котрі програмуються користувачем.

Демонстраційна плата має одну кнопку скидання - (S1) і дві кнопки, що обумовлені користувачем (S2 і S3) для імітації входів цифрового управління. Роз'єм USB (стандартний тип USB "B") є основним каналом для управління та зв'язку з демонстраційною платою. Живлення подається на плату від роз'єму USB.

Рух курсору миші на екрані ПК проводиться за допомогою відправки одного запиту до PIC мікроконтролера про поточні позиції курсора.

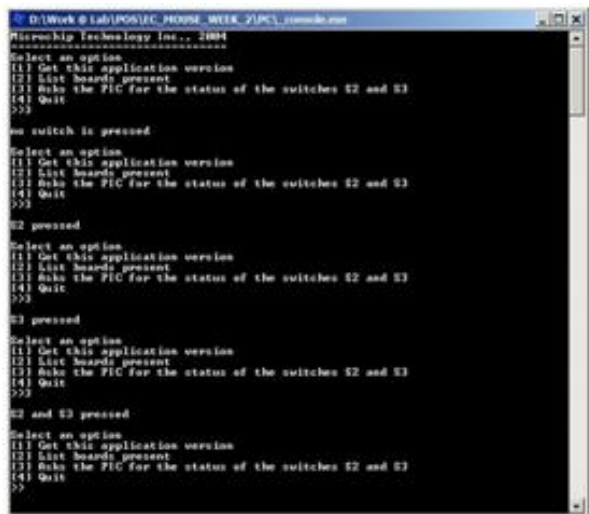


Рис.4. Вихідні дані при переміщенні миші

При виборі пункту 3 (Рис.4: GetDataFromPIC) і в той час як клавіша клавіатури не натиснута, хост-комп'ютер просить PIC отримати позицію курсору (GetCursorPos, Рис.5), а потім встановити нове положення курсора з функціональним параметром SetCursorPos.

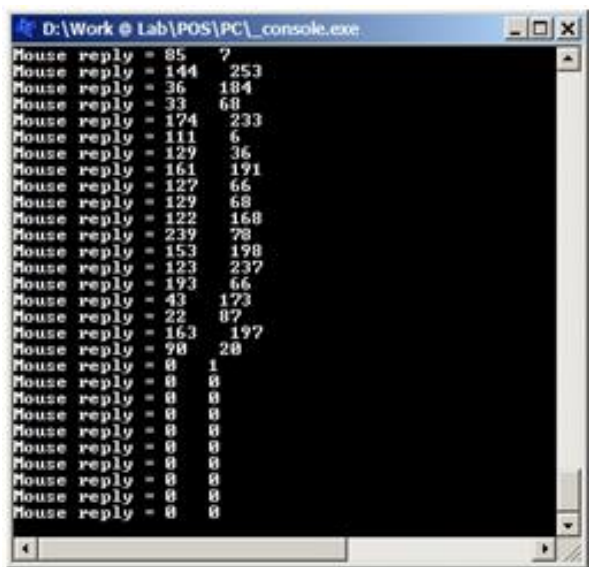


Рис.5. Консоль інтерфейсу користувача

Для реалізації цієї функції PIC зчитує з оптичного датчика миші інформацію про зміщення миші в регістрах 0x03 і 0x04. Нове положення курсору X встановлюється в якості поточної позиції курсору X мінус рух (Δx) і нової позиції курсору Y встановлюється в якості поточного становища курсору Y плюс рух (ΔY). Початкові координати X і Y встановлені на нуль і негативне значення X руху означає, що миша переміщується вправо, в іншому випадку миша переміщується вліво. Негативне значення Y руху означає, що миша переміщується вгору, в іншому випадку миша переміщується вниз.

Оптичний датчик ADNS-5020-RU миші відправляє і отримує дані по синхронному послідовному інтерфейсу. Інтерфейс дуже схожий на SPI, але використовує тільки один (напівдуплекс) сигнал для передачі і прийому даних, тобто без використання окремих сигналів для входу і виходу. Мікроконтролер завжди ініціює зв'язок через інтерфейс.

Відображення рисунку на екрані монітора відбувається в 2 етапи:

- читання інформації про зображення, захоплене ПЗЗ-сенсором оптичного датчика миші;
- передавання цієї інформацію в ПК.

Перший крок управляється запрограмованим PIC за допомогою регістра "0x0b" для "Pixel_Grab".

Розмір кожного захопленого зображення 15x15 пікселів.

Щоб отримати повне зображення PIC приймає інформацію про 225 пікселів (Рис.6) від миші в пакетах даних по 45 байт кожен.

14	29	44	59	74	89	104	119	134	149	164	179	194	209	224	LAST PIXEL
13	28	43	58	73	88	103	118	133	148	163	178	193	208	223	
12	27	42	57	72	87	102	117	132	147	162	177	192	207	222	
11	26	41	56	71	86	101	116	131	146	161	176	191	206	221	
10	25	40	55	70	85	100	115	130	145	160	175	190	205	220	
9	24	39	54	69	84	99	114	129	144	159	174	189	204	219	
8	23	38	53	68	83	98	113	128	143	158	173	188	203	218	
7	22	37	52	67	82	97	112	127	142	157	172	187	202	217	
6	21	36	51	66	81	96	111	126	141	156	171	186	201	216	
5	20	35	50	65	80	95	110	125	140	155	170	185	200	215	
4	19	34	49	64	79	94	109	124	139	154	169	184	199	214	
3	18	33	48	63	78	93	108	123	138	153	168	183	198	213	
2	17	32	47	62	77	92	107	122	137	152	167	182	197	212	
1	16	31	46	61	76	91	106	121	136	151	166	181	196	211	
0	15	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165	180	195	210	FIRST PIXEL

Рис.6. Фізична мапа піксельних адресів

На другому етапі хост-комп'ютер запитує мікроконтролер щодо відправлення інформації про пікселі для отримання повного зображення. Кількість даних, які отримує хост-комп'ютер при кожному запиті становить 45 байт.



Рис. 7. Зображення на екрані

ПК в режимі реального часу, що зняте з оптичної миші.

Висновки

Дана стаття являється прикладом створення програми для мікроконтролера PIC18F4550 і хост-комп'ютера, налагодження та компіляції вихідних кодів для PIC з програмним забезпеченням MPLAB IDE і Borland C ++ Builder™ для відображення інформації через лазерний маніпулятор миші (Рис.7).

Розроблена система лазерного маніпулятора на базі мікропроцесора типу POS PIC18F4550 з використанням демонстраційної плати PICDEM™ FS USB, яка дозволяє відтворювати та обробляти відеозображення з високою роздільною здатністю в режимі реального часу.

Програмне забезпечення для даної системи дозволяє встановлювати різні режими мікроконтролера для фіксації положення курсору оптичної миші безпосередньо під час її руху.

Результати роботи можуть бути використані в системах обробки відеозображення з високою роздільною здатністю.

Література

1. Thomas L. Norman. Electronic Access control. 2011. – 457 с.
2. MPLAB® XC8 C Compiler User's Guide. 2012, - 518 с.

3. PICDEM™ 2 Plus Demonstration Board User's Guide. 2012. – 38 с.
4. Bob Swart. C++Builder 6 Developer's Guide. 2002. – 627 с.
5. Robin Michal Koontz. Computer mouse (How it works). 2014. – 126 с.
6. Andrezej Bartoszewicz. Robust Control, Theory and Applications. 2011 -692 с.

УДК 531.768

Безпровідний датчик магнітного поля на ПАХ

Гайдамака В.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

Елементи і пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) мають значну перевагу над їх аналогами завдяки не тільки високим електричним параметрам, малими габаритами, надійністю, але і можливістю їх масового виготовлення на основі мікроелектронної технології [1].

За допомогою інтелектуальних систем з вбудованими датчиками на ПАХ можна проводити моніторинг і вимірювання температури, тиску, концентрації газів, параметрів електричних чи магнітних полів навіть в екстремальних умовах, наприклад, в умовах підвищеної радіації або в агресивних середовищах.

У роботі описано конструкцію та принцип функціонування безпровідного датчика магнітного поля на ПАХ. Такі пристрої можуть застосовуватись у різних областях, зокрема у біомедицині, побутовій електроніці, системах безпеки, працювати в умовах, при яких неможлива заміна джерела живлення, оскільки вони є пасивними пристроями і не потребують додаткового живлення.

Пасивний датчик магнітного поля на основі ПАХ може бути реалізований шляхом нанесення додаткового шару матеріалу, чутливого до впливу магнітних полів на поверхню підкладки, або

шляхом навантаження вихідного зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП) магнітним датчиком. У першому випадку нанесений шар змінює параметри лінії затримки або резонансну частоту пристрою на ПАХ. У другому випадку датчик змінює характеристики відбитого від вихідного ЗШП сигналу [2,3].

Оскільки пристрої на поверхневих акустичних хвилях працюють за рахунок енергії радіохвиль, то відповідно і чутливий елемент повинен працювати на частоті роботи пристрою на ПАХ. Серед доступних магнітних датчиків, датчики ГМІ (на основі гігантського магнітного імпедансу – GiantMagnetoimpedance) найбільш задовольняють вимогам, оскільки вони мають високу магнітну чутливість, а також високу робочу частоту.

Ефект «гігантського магнітного імпедансу» є різновидом магнітного імпедансу (зміна комплексного опору феромагнітного провідника під дією зовнішнього магнітного поля), при якому відносна зміна імпедансу перевищує 100% у порівняно малих магнітних полях (1-10 Ерстед) при зміні взаємного напрямку намагніченості сусідніх магнітних шарів. В основі даного явища лежить зміна магнітної проникності феромагнетика μ у

магнітному полі, що призводить до зміни глибини скін-шару:

$$\delta = (2 / \mu \mu_0 \sigma \omega)^{1/2}, \quad (1)$$

де μ_0 - магнітна стала,

σ - електропровідність феромагнетика,

ω - частота змінного струму, що протікає по провіднику.

Зміна глибини скін-шару, в свою чергу, призводить до зміни дійсної і уявної складової імпедансу [4].

У металах електронні хвилі поширюються вільно, зазнаючи зіткнень лише одна з одною, в результаті яких виникає невеликий за величиною опір за рахунок розсіювання при електрон-електронних зіткненнях ρ_e . Теплові коливання атомів, що утворюють кристалічну решітку, призводять до порушення періодичного розташування цих атомів, внаслідок чого відбувається розсіювання електронів провідності на фононах - теплових коливаннях атомів і виникає фононний внесок в електричний опір $\rho_f(T)$, який зростає з температурою. Крім того існує залишковий опір ρ_0 , який зазвичай не залежить від температури і є наслідком розсіювання на дефектах кристалічної решітки, а також на атомах домішок.

У магнітовпорядкованих матеріалах (феромагнетиках, феромагнетиках і антиферомагнетиках) існує також значний за величиною магнітний внесок в електричний опір,

обумовлений розсіюванням електронів провідності на магнітній структурі, утвореної магнітними моментами атомів. У багатьох металевих магнетиках ці вклади адитивно додаються:

$$\rho(T) = \rho_e + \rho_0 + \rho_f(T) + \rho_m(T) \quad (2)$$

Магнітний внесок ρ_m в деяких матеріалах дуже великий і навіть перевищує інші складові. Розсіювання електронів провідності на магнітній неупорядкованості пропорційне середньому значенню квадрату спіна магнітного атома, що розсіює електрони провідності.

Розсіювання залежить від орієнтації спіну електрона по відношенню до магнітних моментів атомів. Для визначеності часто приймають, що електрони провідності мінімально взаємодіють з атомами, магнітний момент яких має паралельний їхньому спіну напрямку, і максимально - у випадку антипаралельних напрямків. Взаємодія також буде сильною у парамагнітному стані, коли всі магнітні моменти атомів напрямлені хаотично, без виокремленого напрямку намагніченості [5].

Для кількісної характеристики магнітного імпедансу використовують залежність модуля повного опору або відносної величини $\Delta Z / Z$ від напруженості зовнішнього магнітного поля:

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{Z(H) - Z(H_{\max})}{Z(H_{\max})} \cdot 100\% \quad (3)$$

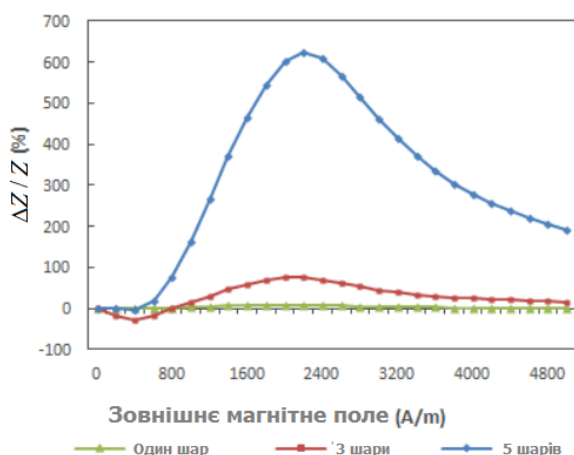


Рис.1. Залежність величини $\Delta Z/Z$ від зовнішнього магнітного поля

Зазвичай датчик ГМІ являє собою трьохшарову структуру (ферромагнетик–метал–ферромагнетик), але для отримання кращої чутливості застосовують і більшу кількість із використанням проміжних ізолюючих шарів. На рис. 1 представлено залежність відносної зміни комплексного опору від прикладеного магнітного поля для 3 різних структур: 1 – один шар із ферромагнітного матеріалу; 2 – трьохшарова структура ферромагнетик – метал – ферромагнетик); 3- п'ятишарова структура із проміжними ізолюючими шарами між металом і ферромагнетиком [6].

Основні переваги використання ПАХ-транспондера разом із датчиком на основі гігантського магнітного імпедансу:

- ГМІ-датчик можливо виготовити на тій самій підкладці, що і ПАХ-транспондер, що зменшить габарити та вартість пристрою;

- тонкі плівки ГМІ-датчика можна виготовити тими самими процесами металізації, що і електроди ЗШП;
- методи фотолітографії дають можливість забезпечити точне позиціонування елементів ПАХ-транспондера і самого датчика;
- тонкоплівкові ГМІ-датчики можуть працювати у широкому діапазоні частот, аж до 2 ГГц, що відповідає вимогам пристроїв на ПАХ;
- тонкі плівки таких датчиків мають невеликі габарити і забезпечують високу чутливість магнітного поля.

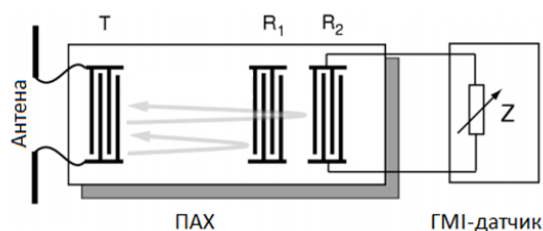


Рис.2. Функціональна схема ПАХ-транспондера

Система зв'язку включає ПАХ-транспондер разом з датчиком і пристрій опитування та оброблення інформації (ПООІ), взаємодія відбувається по радіоканалу. Сигнал радіозапиту приймається антеною пристрою на ПАХ і подається на зустрічно-штировий перетворювач (ЗШП). У вхідному ЗШП генерується поверхнева акустична хвиля, яка поширюється вздовж підкладки і відбивається від кожного відбивача. Відбиті хвилі приймаються вхідним ЗШП у різні

проміжки часу, і, відповідно, перетворюються у радіосигнал і передаються на ПООІ. При прикладенні магнітного поля імпеданс датчика змінюється, що викликає, відповідно, зміну амплітуди відбитого сигналу від другого вихідного ЗШП.

Оскільки п'єзоелектричний матеріал, з якого виготовлена підкладка, чутливий до навколишнього середовища, наприклад, температури, то перший відбивний ЗШП є опорним, і використовується для формування сигналу, що дозволить скоригувати отримані результати за допомогою ПООІ.

Також ззовні вхідного та вихідного зустрічно-штирових перетворювачів розміщені механічні поглиначі, щоб подавити подальші небажані відбиття ПАХ.

Результати дослідження показують, що використання ГМІ-сенсорів та ПАХ-транспондера дозволяє створити безпроводні високочутливі датчики, які можуть знайти широке застосування для контролю параметрів магнітного поля.

Література

1. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В., Шеремет Л.М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / Электроника и связь: Научно-технический журнал. – 2011. – 1(60). – с.153-157.
2. Bill Drafts, "Acoustic Wave Technology Sensors", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 4, pp. 795-802, April 2001
3. TUMANSKI S.: Thin Film Magnetoresistive Sensors. Institute of Physics, Bristol, 2001.
4. Морозов А.И. Магнитоэлектроника / Уч. пособие / Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики. – М., 2011. - 61 с
5. Никитин С. А. Гигантское магнитосопротивление // Соросовский обзорный журнал, 8 (2004) (2) С. 92—98.
6. Dong C, Chen S, Hsu T Y (Xu Zuyao) (2003) A modified model of GMI effect in amorphous films with transverse magnetic anisotropy. J. Magn. Mater. 263: 78-82

УДК 621.383

От фотоники к нанофотонике и наноплазмонике. хроника развития

Горбенко А.А., к.т.н. Кузьмичев А.И.

В соответствии с решением Ассамблеи ООН, принятым в 2013 году, 2015 год признан международным годом света и световых технологий. Инициатива была введена ООН для повышения осведомлённости граждан мира о важности света в их жизни, для улучшения общественного понимания того, как оптические технологии содействуют устойчивому развитию и обеспечивают решение проблем в области энергетики, образования, сельского хозяйства, связи и здравоохранения и для укрепления международного сотрудничества. Проведение такого мероприятия приурочено к ряду юбилейных дат, относящихся к науке о свете и отмечаемых в 2015 году. В проекте участвует более чем 100 партнёров из 85 стран.

При выборе дат, Ассамблея ООН руководствовалась тем, что 2015 год является юбилейным для ряда важных вех в истории науки о свете.

Проведение мероприятий в рамках Международного года света координируется Международным руководящим комитетом, действующим в сотрудничестве с Международной программой по

фундаментальным наукам ЮНЕСКО и секретариатом, находящимся в Международном центре теоретической физики имени Абдуса Салама в Триесте.

Научными партнерами года света и световых технологий являются Американское физическое общество, Американский институт физики, Европейское физическое общество, Немецкое физическое общество, Общество фотоники института инженеров электротехники и электроники, Международное общество оптики и фотоники, Оптическое общество, Институт физики, Международный центр теоретической физики [1].

В течение 2015 года, ЮНЕСКО совместно с партнерами будет добиваться освоения новых световых технологий, признанных улучшить качество жизни в развитых и развивающихся странах. Эти технологии призваны принести преобразования в 21 веке, подобные тем, которые принесла электроника в 20 веке.

Оптика предшествовала открытию квантования света (фотоэлектрический эффект был объяснен Альбертом Эйнштейном в 1905 г.) и используется для описания свойств света и объяснения

связанных с ним явлений [1]. Оптика – раздел физики, рассматривающий явления, связанные с распространением электромагнитных волн видимого, инфракрасного и ультрафиолетового диапазонов света. Оптика оказалась одним из первых разделов физики, где появилась ограниченность классических представлений о природе. Была установлена двойственная природа света: корпускулярная теория света, берущая начало от Ньютона, и волновая теория света, берущая начало от Гюйгенса [1].

В одной плоскости с оптикой находится и фотоника. Эта наука, по сути, является аналогом электроники, использующей вместо электронов кванты электромагнитного поля – фотоны. То есть, она занимается фотонными технологиями обработки сигналов, которые связаны с существенно меньшими энергопотерями, а значит имеют большую возможность миниатюризации. Фотоника – дисциплина, занимающаяся фундаментальными и прикладными аспектами работы с оптическими сигналами, а также созданием на их базе устройств различного назначения [1].

Фотоника охватывает широкий спектр оптических, электрооптических и оптоэлектронных устройств и их разнообразных применений. Коренные области исследований фотоники включают в себя волоконную и интегральную оптику, в том числе нелинейную оптику,

физику и технологию полупроводниковых соединений, полупроводниковые лазеры, оптоэлектронные устройства, высокоскоростные электронные устройства.

По некоторым данным, новый обобщённый термин «фотоника» постепенно вытесняет термин – «оптика».

Фотоника сродни ещё одному разделу электроники – оптоэлектронике. Оптоэлектроника – раздел электроники, связанный главным образом с изучением эффектов взаимодействия между электромагнитными волнами оптического диапазона и электронами вещества и охватывающий проблемы создания оптоэлектронных приборов, в которых эти эффекты используются для генерации, передачи, обработки, хранения и отображения информации [1].

Известно, что прогресс в микроэлектронике связан с непрерывным повышением рабочих частот и уменьшением размеров микроэлементов; в итоге это привело к появлению субмикронной электроники (см. рис. 1) [2]. Следующая стадия в развитии электроники – исследование и освоение области нанoeлектроники, где уже достигли определённого успеха в создании приборов с наноразмерными элементами (<100 нм). Однако наивысшие рабочие частоты в электронике соответствуют гигагерцовому диапазону, что намного ниже

терагерцовых частот в фотонике. С другой стороны, минимальный размер обычных фотонных элементов порядка рабочей длины волны λ , т.е. составляет единицы-десятки-сотни микрон, и даже миллиметры, что приводит к относительно низкому уровню интеграции и миниатюризации оптических схем. Из-за этого затруднено сопряжение электронных и фотонных компонентов в электронно-фотонных системах и замещение электронных элементов их более быстрыми фотонными аналогами. Отсюда неотложной задачей является продвижение фотоники в субволновой наноразмерный диапазон и преодоление дифракционных ограничений. Необходимо найти способы связи наноэлектронных элементов с нанопотонными. Последняя задача является жизненно важной для современной электроники, но её можно решить, если использовать плазмонные эффекты, позволяющие связывать свет с наноэлектронными элементами и реализовать плазмонную нанопотонику (рис. 1) [2].

Использование плазмонных эффектов в наноразмерной области позволило объединить наноэлектронику и нанопотонику и создать то, что сейчас называют наноплазмоникой, либо просто плазмоникой. Наноплазмоника одновременно использует электроны, генерирующие плазмоны и фотоны, взаимодействующие с электронами и, соответственно, с

плазмонами. Благодаря плазмонам мы получаем электромагнитную волну оптического диапазона частот, но с наноразмерной длиной, характерной для рентгеновских лучей [2].

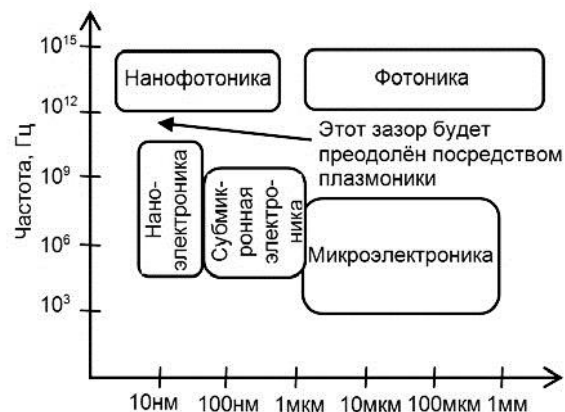


Рис. 1. Диаграмма
«Минимальный размер элементов –
диапазон рабочих частот» для
электроники и фотоники [2]

Что же такое наноплазмоника?

Наноплазмоника, или просто плазмоника – это составляющая часть нанооптики, то есть оптики на нанометровых масштабах [3]. Предметом наноплазмоники являются оптические свойства металлических наноструктур, которые обусловлены колебаниями электронов проводимости относительно кристаллической решетки.

Возникновение интереса к наноплазмонике связано, в первую очередь, с тем, что современные нанотехнологии позволяют синтезировать и изготавливать

наночастицы фактически произвольной формы и состава [3].

Во-вторых, современная диагностическая техника позволяет детально характеризовать свойства отдельных наночастиц и наноструктур [3].

В третьих, развитие вычислительной техники позволяет предсказывать и оптимизировать свойства наночастиц и основанных на них устройствах [3].

Полное понимание развития фотоники невозможно без ключевых понятий, таких как: мазер, лазер и SPASER.

Лазер, или оптический квантовый генератор – это устройство, преобразующее энергию накачки (световую, электрическую, тепловую, химическую и др.) в энергию когерентного, монохроматического, поляризованного и узконаправленного потока излучения [1].

Мазер – квантовый генератор, излучающий когерентные электромагнитные волны сантиметрового диапазона (микроволны). Первый созданный мазер использовал трехуровневую схему накачки, по которой рабочее тело излучателя накачивается энергией при помощи другого источника микроволнового излучения. В результате атомы водорода или других веществ переходят из состояния покоя на новый энергетический уровень [1].

После изобретения, астрономами, было установлено, что некоторые из далёких галактик работают как исполинские мазеры. В огромных газовых облаках, размером в миллиарды километров, возникают условия для генерации, а источником накачки служит космическое излучение [1].

Термин «SPASER» представляет собой сокращение от «surface plasmon amplification by stimulated emission of radiation», и является аналогией к названиям других квантовых генераторов – «мазер» и «лазер». Таким образом, можно сконструировать наноустройство, в котором создаётся когерентное поле в пространственной области гораздо меньшей, чем длина волны. При этом надо понимать, что SPASER не является лазером, а есть его аналог, и на его основе можно построить нанолазер [4].

Из всего выше сказанного можно выделить три главные идеи:

Генеральная Ассамблея ООН признала 2015 год международным годом света для повышения осведомлённости граждан мира о важности света в их жизни. В течение года, ЮНЕСКО совместно с партнерами будет добиваться освоения новых световых технологий, признанных улучшить качество жизни в развитых и развивающихся странах.

Оптика предшествовала открытию квантования света и используется для описания свойств света и связанных с ним явлений.

Близко с оптикой связана фотоника. Фотоника, по сути, является аналогом электроники, использующим вместо электронов кванты электромагнитного поля – фотоны.

Использование плазмонных эффектов в наноразмерной области позволило объединить наноэлектронику и нанофотонику и создать то, что сейчас называют наноплазмоникой, либо просто плазмоникой. Благодаря плазмонам мы получаем электромагнитную волну оптического диапазона частот, но с наноразмерной длиной.

Литература

1. Материалы информационного сайта «Википедия» [Электронный ресурс]. –

Режим доступа:
<https://ru.wikipedia.org/wiki>

2. Наноразмерные электронно-фотонные устройства на основе поверхностных плазмонных поляритонов / О.Д. Вольпян, А.И. Кузьмичёв // Электроника и связь. – 2011. – В. 1. – с. 5–12.
3. Климов В.В. Наноплазмоника / В.В. Климов. – М.:Физматлит, 2009. – 482 с.
4. Наноразмерные электронно-фотонные устройства на основе локализованных плазмонов / О.Д. Вольпян, А.И. Кузьмичёв // Электроника и связь. – 2011. – В. 4. – с. 26–31.

УДК 531.768

Акустоелектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень

Дербанов Є.П., Коротков М.І., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

Вимірювальні перетворювачі (ВП) фізичних та механічних величин на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) при застосуванні частотного або фазового методів вимірювання забезпечують велику чутливість і точність перетворення інформації в широкому динамічному діапазоні [1-5]. В основі більшості таких ВП лежить високостабільний ПАХ-генератор, що складається з регульованої під впливом фізичних або механічних величин лінії затримки на ПАХ, яка ввімкнена в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача. Застосування частотного метода вимірювання дозволяє отримувати високу роздільну здатність і точність.

Однак, у випадку необхідності вимірювання лінійних або кутових переміщень в динамічному діапазоні до 100 мм (360 кут.град.) необхідно застосовувати фазовий метод вимірювання. Для усунення багатозначності фазових вимірювань доцільно застосування метода вимірювання на основі використання фазового набігання кількох поверхневих акустичних хвиль, що збуджуються в звукопроводі на різних частотах, на яких вимірюються інформаційні параметри, що визначають

положення рухомого приймача ПАХ [1-2].

В цій роботі проведена оцінка роздільної здатності та точності 3-х частотного ВП лінійних та кутових переміщень на ПАХ, що поширюються по поверхні п'єзоелектричного звукопроводу, з рухомим приймачем ПАХ.

На рис.1 представлена функціональна схема ВП на ПАХ при збудженні хвилі у вигляді суперпозиції 3-х поверхневих акустичних хвиль з частотами $f_2 < f_1 < f_3$. Первинний перетворювач складається із п'єзоелектричного звукопроводу (хвилеводу) 1 з поглиначами ПАХ 2 та 3, необхідних для створення режиму біжучих хвиль, вхідного та контрольного зустрічно-штирових перетворювачів (ЗШП) 4 і 5, сформованих на п'єзоелектричному звукопроводі, над яким на відстані X , не більшій довжини поверхневих акустичних хвиль, переміщується приймач ПАХ 6, виконаний у вигляді ЗШП, сформованого на діелектричній пластині.

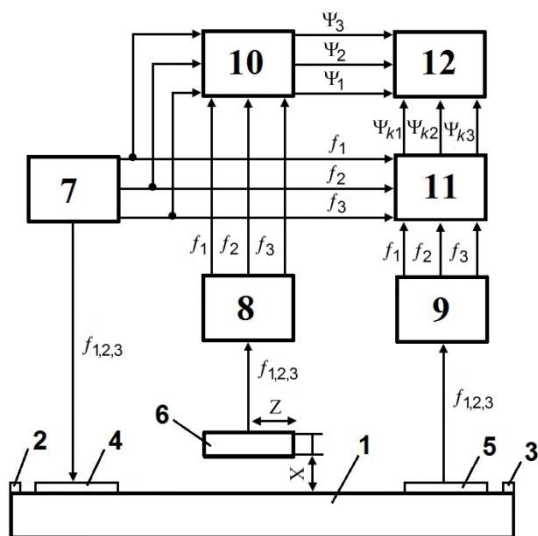


Рис.1. Функціональна схема ВП на ПАХ

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

Одночасно в блок 12 поступають результати вимірювання

фаз сигналів $\psi_{k1}, \psi_{k2}, \psi_{k3}$ при дії дестабілізуючих факторів на звукопровід.

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

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

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

де $\Delta\Phi_{1,2,3}$ – початкові фази ПАХ, для спрощення подальшого опису метода приймаємо $\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_3 = 0$; $\beta_{1,2,3}$ і $\lambda_{1,2,3}$ – відповідно хвильові числа і довжини ПАХ на частотах $f_{1,2,3}$, що визначаються співвідношеннями:

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

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

де $\delta_{1,2,3} = (f_1 - f_{1,2,3})/f_1$ – частотне розстроювання; $\lambda_1 = V/f_1$ – довжина ПАХ на частоті f_1 ; $N_{1,2,3}$ – кількість довжин хвиль (число циклів фази) на відповідних частотах на довжині звукопроводу Z ; $\Psi_{1,2,3}$ – дробні частки фазового набігання на частотах $f_{1,2,3}$ фіксуються фазометрами, що дозволяють однозначно визначати положення рухомого приймача ПАХ в межах відповідних довжин хвиль $\lambda_{1,2,3}$, які в високоточних перетворювачах

переміщень можуть приймати значення $\lambda = 10 \dots 100$ мкм.

При вимірюванні кутових переміщень звукопровід (хвилевід) виконується кільцевим, а переміщення приймача здійснюється по дузі $Z = R \cdot \varphi$, де R – радіус хвилевода і приймача; φ – кут обертання в радіанах.

Чутливість перетворювача на точній шкалі визначається співвідношеннями:

- лінійних переміщень:

$$S_{1z} = d\Psi_1/dZ = 2\pi/\lambda_1;$$

- кутових переміщень:

$$S_{1\varphi} = d\Psi_1/d\varphi = 2\pi R/\lambda_1.$$

Гранично допустиме значення переміщення, що може однозначно визначатися на точній шкалі, обмежується значенням $Z_{1m} = \lambda_1$ ($\varphi_{1m} = \lambda_1/R$).

Розширення діапазону можливо при використанні різниці повних фазових набігань ПАХ, які представляються системою рівнянь:

$$\Phi_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \beta_{12}Z = 2\pi N_{12} + \Psi_{12};$$

$$\Phi_{13} = \Phi_1 - \Phi_3 = \beta_{13}Z = 2\pi N_{13} + \Psi_{13},$$

$$\text{де } \beta_{12} = \beta_1 - \beta_2 = 2\pi/\Lambda_{12} = 2\pi F_{12}/V;$$

$$\beta_{13} = \beta_1 - \beta_3 = 2\pi/\Lambda_{13} = 2\pi F_{13}/V;$$

$$\Lambda_{12} = \lambda_1/\delta_1 = P_2\lambda_1; \quad \Lambda_{13} = \lambda_1/\delta_3 = P_3\lambda_1;$$

$$F_{12} = \delta_2 f_2; \quad F_{13} = \delta_3 f_1; \quad P_2 = 1/\delta_2; \quad P_3 = 1/\delta_3;$$

Λ_{12} та Λ_{13} – ефективні довжини хвиль на частотах биття F_{12} та F_{13} ; $N_{12} = N_1 - N_2$ та $N_{13} = N_1 - N_3$ – кількість довжин хвиль Λ_{12} та Λ_{13} на ділянці звукопровода Z ; P_2 та P_3 –

коефіцієнти редукції фаз проміжних шкал (число циклів точної шкали, що розміщуються в одному циклі проміжних шкал), для формування яких використовуються результати вимірювання різниць дробних часток фазових набігань $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$ та $\Psi_{13} = \Psi_1 - \Psi_3$, алгоритм визначення яких можна представити наступним чином:

$$\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2 \text{ при } \Psi_1 - \Psi_2 \geq 0;$$

$$\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2 + 2\pi \text{ при } \Psi_1 - \Psi_2 < 0;$$

$$\Psi_{13} = \Psi_1 - \Psi_3 \text{ при } \Psi_1 - \Psi_3 \geq 0;$$

$$\Psi_{13} = \Psi_1 - \Psi_3 + 2\pi \text{ при } \Psi_1 - \Psi_3 < 0.$$

Для формування проміжної шкали використовуємо результати вимірювання різниці дробних часток фазових набігань $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$, а гранично допустиме переміщення, що може однозначно визначатися на проміжній шкалі, обмежується значенням

$$Z_{2m} = P_2\lambda_1 \quad (\varphi_{2m} = P_2\varphi_{1m} = P_2\lambda_1/R)$$

при чутливості перетворювача:

$$S_{2z} = d\Psi_{12}/dZ = S_{1z}/P_2;$$

$$S_{2\varphi} = d\Psi_{12}/d\varphi = S_{1\varphi}/P_2.$$

Подальше розширення діапазону можливо при формуванні третьої (грубої) шкали перетворювача, для цього скористаємося різницею різниць повних фазових набігань, що можна представити у вигляді:

$$\Phi_{123} = \Phi_{12} - \Phi_{13} = \beta_{123}Z = 2\pi N_{123} + \Psi_{123},$$

$$\text{де } \beta_{123} = \beta_{12} - \beta_{13} = 2\pi/\Lambda_{123} = 2\pi F_{123}/V;$$

$$\Lambda_{123} = P_{123}\lambda_1 = P_{12}\Lambda_{12} = P_{13}\Lambda_{13};$$

$$F_{123} = (\delta_2 - \delta_3)f_1 = f_1/P_{123};$$

$$P_{12} = \delta_2 / (\delta_2 - \delta_3); \quad P_{13} = \delta_3 / (\delta_2 - \delta_3);$$

$$P_{123} = 1 / (\delta_2 - \delta_3) = P_2 P_{12} = P_3 P_{13} = P_2 P_3 / (P_3 - P_2),$$

де β_{123} і Λ_{123} – ефективні хвильове число та довжина ПАХ на частоті биття F_{123} ; P_{12} і P_{13} – число циклів проміжних шкал, що розміщуються в одному циклі грубої шкали; N_{123} – кількість довжин хвиль Λ_{123} на ділянці звукопроводу z ; P_{123} – коефіцієнт редукції фази третьої (грубої) вимірювальної шкали (число циклів точної шкали, що розміщується в одному циклі грубої шкали), для формування якої використовуються результати вимірювання різниць дробних часток фазових набігань $\Psi_{123} = \Psi_{13} - \Psi_{12}$, алгоритм визначення яких має вигляд:

$$\Psi_{123} = \Psi_{13} - \Psi_{12} \text{ при } \Psi_{13} - \Psi_{12} \geq 0;$$

$$\Psi_{123} = \Psi_{13} - \Psi_{12} + 2\pi \text{ при } \Psi_{13} - \Psi_{12} < 0.$$

Для формування грубої шкали використовуємо результати вимірювання різниць дробних часток фазових набігань $\Psi_{123} = \Psi_{13} - \Psi_{12}$, а гранично допустиме переміщення, що може однозначно визначатися по грубій шкалі, обмежується значенням

$$Z_{3m} = P_{123} \lambda_1 \quad (\varphi_{3m} = P_{123} \varphi_{1m})$$

при чутливості перетворювача:

$$S_{3Z} = d\Psi_{123} / dZ = S_{1Z} / P_{123};$$

$$S_{3\varphi} = d\Psi_{123} / d\varphi = S_{1\varphi} / P_{123}.$$

Необхідно відмітити, що при реалізації описаного позиційного перетворювача необхідно забезпечити жорстке спряження

трьох вимірювальних шкал, що можливо

при виконанні умови:

$$P_{123} = P_2 P_{12} = P_3 P_{13}.$$

Результати розрахунків показують, що при роздільній здатності $\psi_{\min} = 0,1$ ел.град. та похибці $\Delta\psi = \pm 0,5$ ел.град. промислових фазометрів 3-х частотний ВП на ПАХ лінійних та кутових переміщень при $f_1 = 70$ МГц, $\delta_2 = 1/64$ і $\delta_3 = 31/2048$ має потенційні параметри:

- діапазон переміщень: 0...100 мм (0...360 кут.град.);
- роздільна здатність на точній шкалі: 0,013 мкм (0,175 кут.сек.);
- похибка на точній шкалі: $\pm 0,065$ мкм ($\pm 0,87$ кут.сек.).

Література

1. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Дідківський А.А. та інш. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщення на поверхневих акустичних хвилях // Електроніка и связь. – 2004, № 23. – С.5-8.
2. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В. та інш. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях // Електроніка и связь. – 2011, № 1(60). – С.153-157.

3. Поляков П.Ф., Хорунжий В.А., Поляков В.П. Акустоэлектроника. Физико-технологические основы и применение: Справ. пособие: Том1.- Харьков:ООО «Компания СМІТ», 2007. – 552 с.
4. Черненко Д.В., Кузьменко О.М., Жовнір М.Ф. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль // Вісник Кременчукського національного університету імені МихайлаОстроградського. – Кременчук: КрНУ. – 2013. – Вип. 1(78). – С. 62-66.
5. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures //35thInternational Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). –Bad Aussee (Austria). – 2012. – P. 424 – 428.

УДК 621.362

Система енергозабезпечення на ефекті Пельтьє

Дранговський Є.В., Бевза О.М.

У статті розглянуто питання розробки та експлуатації термоелектричного генератора, принцип дії якого заснований на використанні зворотного ефекту Пельтьє.

Вступ

Безпосереднє перетворення теплової енергії в електричну без застосування сучасних генераторів, рухливі частини яких порівняно складні в виготовленні і зношуються в роботі, мало б значні переваги. Термоелектричні генератори енергії мають ряд привабливих властивостей. Серед них – відсутність рухомих частин, які можуть зношуватися – звідси висока надійність, можливість функціонування без обслуговування, незалежність роботи від орієнтації у просторі та за умови відсутності земного тяжіння, практично необмежений ресурс роботи, стійкість до екстремальних навантажень. Загалом термоелектричні генератори мають 20-річний гарантійний безвідмовний період роботи. Основний недолік термоелектричних генераторів – низький ККД. Термоелектричні джерела енергії використовують для живлення лабораторних установок, і для забезпечення енергією споживачів, які знаходяться у

важкодоступних віддалених районах.

Мета роботи: розробка малогабаритного мобільного термоелектричного електрогенератора для живлення та підзарядки мобільних пристроїв.

Аналіз термоелектричних перетворювачів

Принцип роботи термоелектричного генератора – пряме перетворення теплової енергії в електричну через використання зворотного ефекту Пельтьє

Зворотній ефект Пельтьє - в електричному колі, що складається із послідовно з'єднаних різних провідників, виникає термо ЕРС, якщо в місцях контактів підтримується різниця температур. ТЕГ(термоелектричні генератори) можна застосовувати при різних перепадах температур, хоча часто вважають, генератор буде економічно ефективним, якщо різниця температур буде не нижчою за 50 градусів.

Генератори, створені на основі термоелектричного ефекту, використовують не лише для перетворення сонячного тепла в електрику, але й тепла, яке виділяється від багатьох інших джерел, як наприклад,

автомобільних відпрацьованих газів, термальних вод, промислових процесів агрегатів, навіть людського тіла чи окремих його органів. З іншого боку, термоелектричні модулі можуть бути використані для систем охолодження, в тому числі, холодильників. Також можна зазначити низьку вартість експлуатації термогенераторних систем в порівнянні з фотоелектричними системами.

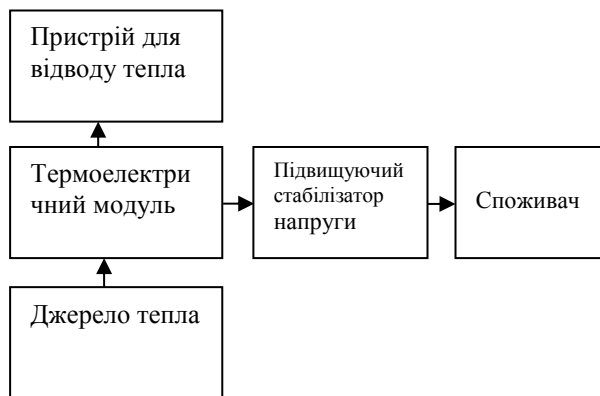


Рис. 1. Структурна схема пристрою

Структурна схема пристрою

Термоелектричний генератор (ТЕГ) складається з джерела тепла, термоелектричного модуля (ТЕМ), пристрою для відводу тепла, і

стабілізатора. При нагріванні однієї сторони термоелектричного модуля і охолодженні іншої, то внаслідок різниці температур виникне струм. Струм проходить через стабілізатор, і надходить до споживача. Споживачем може бути, наприклад, акумулятор будь-якого пристрою.

Термоелектричний модуль:

В основі термоелектричного модуля (Рис. 2) лежить безліч пар контактів двох різних матеріалів з різними рівнями енергії електронів в зоні провідності. При нагріванні однієї сторони електрони поглинають теплову енергію і переходять на більш високоенергетичну зону. Тому при створенні різниці температур виникає електричний струм. Так само тепло виділяється через проходження електричного струму. Найбільш сильний перепад температур досягається при використанні напівпровідників. Термоелектричні перетворювачі мають, на жаль, низький ККД.

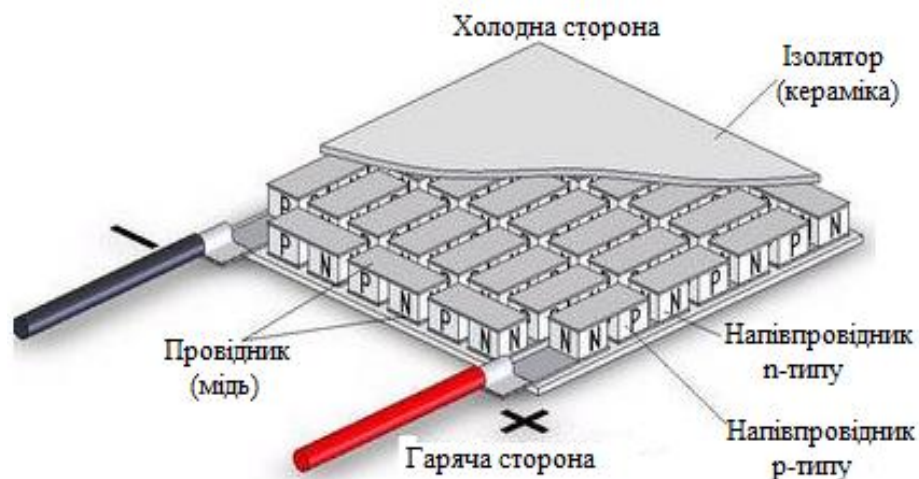


Рис.2. Термоелектричний модуль

Підвищуючий стабілізатор.

Для того щоб була певна стабільна напруга і пристрої

заряджалися безпечно, потрібен підвищуючий стабілізатор.

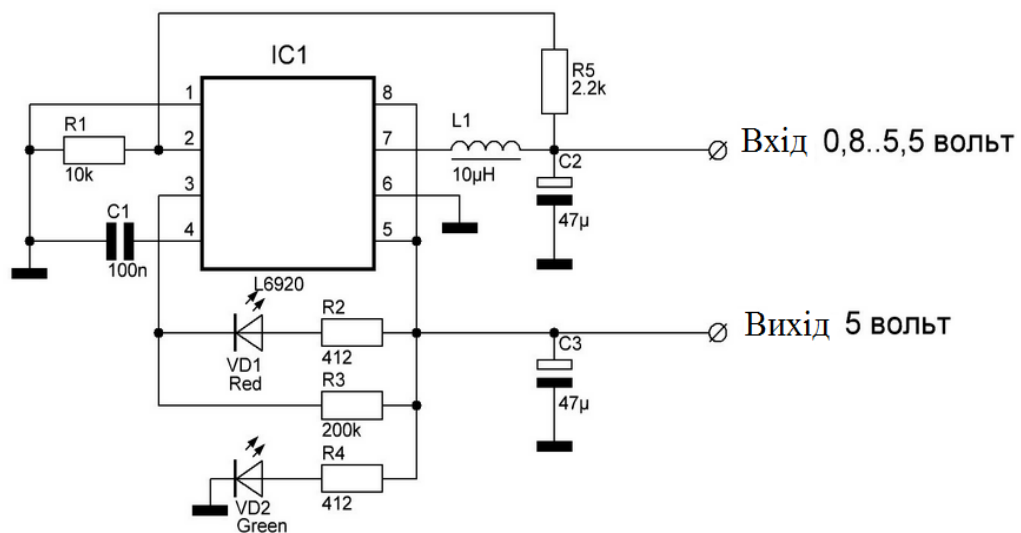


Рис.3. Принципова схема підвищуючого стабілізатора

На виході підвищуючого стабілізатора буде стабільна напруга в 5 вольт, що дає можливість додати USB вихід. Це пристосування дозволить заряджати всі мобільні

пристрої, оскільки USB вихід універсальний. Світлодіоди у цьому перетворювачі напруги служать індикаторами напруг на вході і на виході. Зелений світло діод світиться

коли є 5 вольт на виході, а червоний коли є напруга на вході.

Даний термоелектричний генератор може використовуватися для мобільних пристроїв в польових умовах, джерелом тепла в даному випадку може бути вогонь. Термоелектричний генератор такого типу має ряд переваг: відсутність рухомих частин, висока надійність, функціонування без обслуговування, простота конструкції.

Недолік: низький ККД.

Література

1. Берштейн А.С.
”Термоэлектрические генераторы” Москва, 1956
2. О.М. Карпаш, В.С. Цих, А.В. Яворський ”Використання термоелектрики для перетворення сонячної та теплової енергії в електричну для умов України”
3. Д.М. Фреїк, Л.І. Никируй, О.С. Криницький ”Досягнення і проблеми термоелектрики”
4. Регель А.Р.
”Термоэлектрические генераторы.”
5. Охотин А.С., Ефремов А.А., Охотин В.С., Пушкарский А.С.
”Термоэлектрические генераторы” М., Атомиздат, 1971 г.
6. L6920 datasheet.

УДК 531.768

Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях

Зайцев М.С., Бурима О.О., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

На основі досягнень акустoeлектроніки сформувався новий напрямок у вимірюванні фізичних величин - сенсори на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [1]. В сучасних системах вимірювання все більшого поширення набувають радіосенсори на ПАХ, принцип дії яких базується на впроваджені технології ідентифікаційної мітки на ПАХ та поєднанні її з традиційними конструкціями сенсорів на ПАХ [2-5].

У роботі представлено результати розроблення та дослідження фізико-математичних моделей безпровідних пасивних сенсорів на ПАХ. Описано нові методи поліпшення параметрів ПАХ сенсорів, а саме: радіусу дії, чутливості та точності, забезпечення множинного доступу.

Радіосенсори на ПАХ можуть бути поділені на: активні сенсори, що живляться від джерела живлення; напівактивні сенсори – живляться через індуктивний зв'язок або від потужного вхідного радіосигналу; пасивні сенсори – ретрансляційні пристрої без джерел живлення. Саме останній вид сенсорів привертає найбільшу увагу дослідників, адже на їх базі можна створювати вимірювальні системи з мережею сенсорів, що розміщені у

важкодоступних місцях (в елементах несучих конструкцій будівель, на роторах електродвигунів, в автомобільних шинах, в агресивних середовищах і т.д.).

В загальному випадку система з пасивними радіосенсорами складається з пристрою опитування та оброблення інформації (ПООІ) та одного або декількох дистанційно віддалених сенсорів. Радіоопитування складається з радіозапиту та радіовідгуку та оцінки їх стану. Сигнал радіозапиту передається від передавальної системи ПООІ до сенсору. Радіочастотний відгук сенсора поступає на приймач ПООІ, після чого відбувається його аналіз та оброблення вимірювальної інформації.

Функціональна схема безпровідної вимірювальної системи зображена на рис.1. Вимірювальна система включає в себе опитувальний пристрій та пасивний сенсор, що складається з вхідного/вихідного перетворювача зі змінними періодами та відбивачів. Вхідний/вихідний перетворювач включає в себе групи електродів з різними періодами. Кількість груп електродів (частот кодування) та порядок їх слідування може змінюватись, при цьому забезпечується стиснення вхідного

сигналу, унікальність адреси сенсора та режим множинного доступу. Опитування кожного окремого сенсора проводиться узгодженим для нього сигналом радіозапиту у вигляді набору сигналів з різною частотою, тривалість яких однакова, а порядок слідування визначається топологією вхідного/вихідного перетворювача ПАХ. При надходженні такого сигналу на перетворювач відбувається його стиснення з коефіцієнтом k , що дорівнює кількості частот.

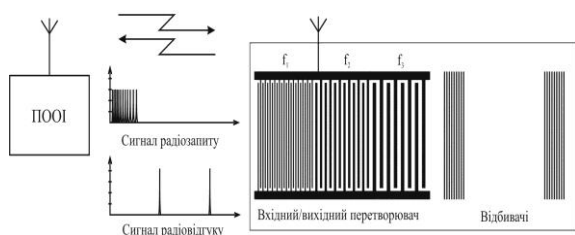


Рис.1. Функціональна схема радіосенсора

Ширина смуги пропускання та форма амплітудно-частотної характеристики кожної групи електродів головним чином визначається півперіодом слідування електродів та їх шириною, кількістю електродів в кожній групі та апертурою перетворювача. Півперіод електродів вибирається рівним половині довжини хвилі ПАХ, кількість електродів визначається з умови рівності акустичної та електричної добротностей перетворювача, а апертура з умови узгодження перетворювача з навантаженням.

Для забезпечення синхронної роботи кожної групи електродів та перетворювача в цілому необхідно забезпечити ортогональність частот кодування. На практиці часто використовується все в доортогональне кодування, яке забезпечує кращий захист від інтерференції, яка може виникати в результаті багатопроменевого поширення поверхневих акустичних хвиль.

Робота сенсору на ПАХ базується на зміні умов поширення ПАХ в зоні взаємодії між відбивачами w , що призводить до додаткового набігання часу затримки t_x .

Час затримки опорного сигналу відносно сигналу радіозапиту [2]:

$$t_f = 2 \left(t_R + \frac{L_1}{V} \right), \quad (1)$$

де t_R - час поширення сигналу по радіоканалу від ПООІ до сенсору на ПАХ; L_1 - відстань між центрами вхідного/вихідного перетворювача та першого відбивача; V - швидкість ПАХ.

Час затримки контрольного сигналу відносно сигналу радіозапиту:

$$t_k = 2 \left(t_R + \frac{L_1 + W}{V} \right) + t_x, \quad (2)$$

З рівняння (1) та (2) отримаємо співвідношення для часу затримки контрольного сигналу відносно опорного:

$$\Delta t = t_K - t_O = 2 \frac{W}{V} + t_x. \quad (3)$$

Із співвідношення (3) випливає, що час затримки не залежить від відстані між ПООІ та сенсором на ПАХ, а визначається довжиною зони взаємодії та додатковим набіганням часу, що викликається дією вимірювальної фізичної величини в зоні взаємодії.

Результати експериментальних досліджень [2] відрізняються від розрахункових не більше ніж на 20 %, що підтверджує придатність розроблених фізико-математичних моделей та методик для розрахунку безпровідних сенсорів на поверхневих акустичних хвилях.

Розроблені математичні моделі пасивних сенсорів на поверхневих акустичних хвилях, які враховують конструктивні та електричні параметри, дозволяють визначати перспективність їх при побудові безпровідних вимірювальних систем. Обґрунтована можливість застосування еквідистантно-групових перетворювачів з ортогонально частотним кодуванням (ОЧК) для забезпечення множинного доступу до сенсорів на ПАХ. Технологія ОЧК передбачає залежність базового набору частот та їх смуг пропускання, що повинні відповідати умові ортогональності. При цьому передбачається використання окремої ортогональної частоти для кожного розряду коду, що дозволяє отримати вихідний сигнал з рівномірною амплітудою імпульсів в кожному розряді. Таким чином, ОЧК технологія дозволяє

збільшити радіус дії сенсорів на ПАХ та збільшити кількість сенсорів, що можуть одночасно працювати з одним ПООІ.

Література

1. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Черненко Д.В., Шеремет Л.М. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях / *Електроника и связь: Научно-технический журнал*. – 2011. – 1(60). – С.153-157.
2. Chernenko D., Zhovnir M., Oliinyk O., Tsyganok B. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures //35th International Spring Seminar on Electronics Technology „Power Electronics” (ISSE 2012). –Bad Aussee (Austria). – 2012. – P. 424 – 428.: 10.1109/ISSE.2012.6273174.
3. Пат. № UA77113, Україна. Сенсор на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску / Черненко Д.В., Жовнір М.Ф., опубл.25.01.2013, бюл.№ 2.
4. Пат. № UA77735, Україна. Вхідний / вихідний перетворювач для сенсорів на поверхневих акустичних хвилях/ Черненко Д.В., Жовнір М.Ф., опубл.25.02.2013, бюл.№ 4.
5. Пат. № UA77898, Україна. Пасивна радіомітка на

поверхневих акустичних
хвилях / Черненко Д.В.,
Жовнір М.Ф.,
опубл.25.02.2013, бюл.№ 4.

УДК 621.375.4

Твердотільні підсилювачі с-діапазону

Ігнатюк А.В., к.т.н. доц. Кобак М.М.

Перспективи розвитку твердо- тільних підсилювачів.

Твердотільні НВЧ підсилювачі потужності та широкосмугові підсилювачі є важливою ланкою апаратури радіолокаційних систем для різного роду застосувань, тому до них пред'являють особливо високі вимоги. СВЧ підсилювачі потужності, побудовані на основі потужних транзисторів або модулів, - це пристрої, що визначають найважливіші параметри системи, такі як випромінювана і споживана потужність, ширина смуги робочих частот, габарити і маса, довговічність, надійність і вартість.

В 90-х роках ХХ століття вирішення вище перерахованих проблем бачили в застосуванні нових типів транзисторів, що дозволили б значно покращити характеристики та параметри підсилювачів НВЧ.

Транзистор на гарячих електронах з n-базою.

Відрізняється від звичайного планарного біполярного транзистора тим, що тут виключена інжекція неосновних носіїв заряду в n - базу – дірок – з емітера та колектора, останні виготовляються двошаровими $n-p^+$ та p^+-n

відповідно. При цьому дуже тонкі p^+ повністю збіднені шари зовсім не мають дірок, а електрони пролітають їх за рахунок балістичного прольоту (Рис. 1.).

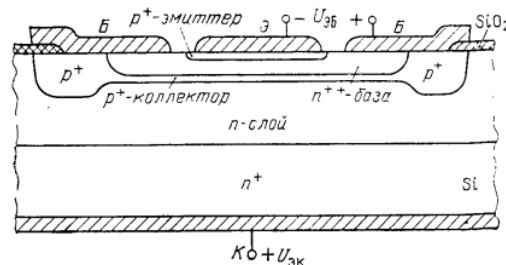


Рис. 1. Структура транзистора на гарячих електронах.

Гетероструктурний біполярний транзистор.

Відрізняється від звичайного біполярного транзистора тим, що ширина забороненої зони емітера більше ширини забороненої зони бази (Рис. 2.). Саме цим забезпечується близька до ідеальної одностороння інжекція носіїв в базу. Максимальна частота близько 60 ГГц в перспективі до 200 ГГц.

Транзистор з проникною базою.

Має вертикальну структуру. Монокристал GaAsn- типу має омичний контакт колектора та емітера, між ними розміщена база, тонка (0,03 мкм) вольфрамова сітка з

кроком 0,32 мкм, що утворює бар'єр Шотки з напівпровідником.

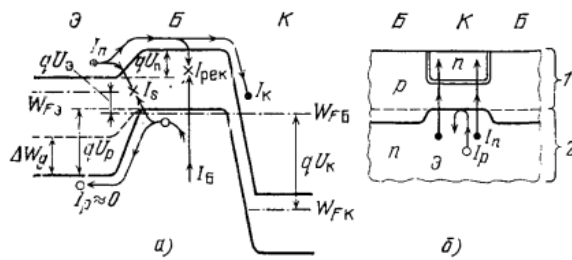


Рис. 2. Гетероструктурний біполярний транзистор. а – діаграма енергетичних зон; б – гетероструктурний біполярний транзистор з оберненою структурою.

Потік електронів що рухається з п-емітера до колектора під дією його позитивного потенціалу, керуються від'ємним потенціалом бази (як у вакуумному тріоді) (Рис. 3.).

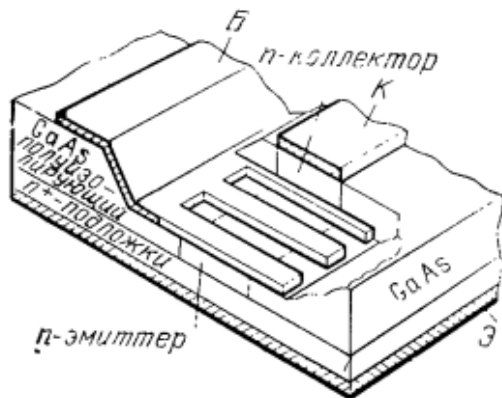


Рис. 3. Транзистор з проникною базою.

Один з найпоширеніших сьогодні типів НВЧ-транзисторів – НВТ-транзистори на основі GaAs. За даними дослідницької фірми iSupply, 47,1% транзисторів, що використовуються в стільникових телефонах, представляли собою

GaAs НВТ. Основні причини цього – одно полярне живлення (у порівнянні з необхідністю в негативній напрузі на затворі для MESFET), а також менша займана площа кристала, оскільки структура транзистора – вертикальна.

Розглянемо типовий GaAs НВТ. Його структура формується на GaAs-підкладці з високим опором (порядку 10^7 Ом / см). Колектор утворює n-GaAs-шар з концентрацією домішків $3 \cdot 10^{16}$ см⁻³. База являє собою сильнолегованих p⁺-GaAs область з концентрацією домішків (як правило, берилій або вуглець) близько $5 \cdot 10^{18}$ - 10^{19} см⁻³. Емітер – це слаболегований шар AlGaAs n-типу, ширина забороненої зони якого вища, ніж в GaAs-базі. В області омичних контактів колектора і емітера формують додаткові високолеговані шари. Зрозуміло, наведена структура – максимально спрощена.

Не вдаючись глибоко в фізику роботи приладу, відзначимо, що в силу різної ширини заборонених зон в базі і емітері в районі переходу утворюється розрив кордону валентної зони і зони провідності. В результаті висота потенційного бар'єра для дірок і електронів виявляється різною. Це призводить до збільшення інжекції електронів з емітера в базу і одночасно – до скорочення потоку дірок з бази в емітер. Зростає коефіцієнт ефективності емітера, а разом з ним – і посилення транзистора. Найважливішим наслідком даного ефекту – НВТ-транзистори можна

виготовляти з високолегованої базою і слаболегованим емітером.

Переваги кремнієвих приладів очевидні - це і низька вартість пластин, і відпрацьованість технології, і відносна простота інтеграції аналогових і цифрових схем на одному кристалі. Причому у зв'язку з мінімізацією розмірів елементів частотні характеристики Si-транзисторів в останні 10 років підвищилися настільки, що, володіючи рухливістю електронів (у власному напівпровіднику) $1350 \text{ cm}^2 / (\text{V} \cdot \text{s})$ проти $8500 \text{ cm}^2 / (\text{V} \cdot \text{s})$ для GaAs, вони сьогодні успішно конкурують з останніми в діапазонах до 3 ГГц.

Біполярні транзистори з гетеропереходів на основі напівпровідників.

Одним з найбільш активно освоєваних сьогодні напрямків СВЧ-електроніки - потужні прилади на основі напівпровідникових матеріалів з широкою забороненою зоною. Широка заборонена зона - це великі значення пробивної і робочої напруги, висока робоча температура переходу. У гетероструктурах вона забезпечує значний розрив меж зони провідності.

Перспективними виявились саме пристрої з гетеропереходами, що утворюються на границі розділу двох напівпровідників, що мають різні по ширині заборонені зони. Гетеро переходи дозволяють, наприклад, суттєво підвищити коефіцієнт корисної дії та частотну границю роботи пристрою.

Нітрид галію є найбільш перспективним широкозонним напівпровідниковим матеріалом, як і вся група III-нітридів. Сукупність властивостей широкозонного матеріалу і можливості формування на основі GaN гетеропереходів дозволяють домогтися унікальних характеристик транзисторів. Як приклад розглянемо параметри транзистора на GaN НЕМТ з вихідною потужністю понад 176 Вт, робочою напругою 63 В, ККД 54% при посиленні 12,9 дБ на частоті 2,1 ГГц. Рекордне на сьогодні значення питомої потужності GaN НЕМТ - 32,2 Вт / мм при ККД 54,8%, робочій напрузі 120 В і частоті 4 ГГц.

В кінці статті наведена таблиця 1 в якій приведені електронні властивості напівпровідникових матеріалів.

Чим більше ширина забороненої зони, тим вище допустима робоча температура і тим більше зсунеться в короткохвильову область спектра робочий діапазон приладів, виготовлених на основі відповідних напівпровідникових матеріалів. Наприклад, максимальна робоча температура для приладів на основі GaN досягає 350-400 ° С, для приладів на основі С (алмаз - diamond) досягає 500-600 ° С і вище. Ширина забороненої зони добре корелює з температурою плавлення матеріалу. Обидві ці величини зростають із зростанням енергії зв'язку атомів у кристалічній решітці, тому для широкозонних напівпровідникових матеріалів характерні високі температури плавлення, що створює певні

труднощі на шляху створення чистих і структурно досконалих монокристалів таких напівпровідникових матеріалів.

Рухливість носіїв струму значною мірою визначає частотні характеристики напівпровідникових приладів. Для створення приладів НВЧ застосовуються напівпровідникові матеріали, що володіють високими значеннями рухливості носіїв заряду і здатні працювати при високих температурах і високому рівні радіації, що дуже важливо для космічної промисловості.

Таким чином, чим більше ширина забороненої зони, тим стійкіше робота НВЧ транзистора (див. табл. 1) при високих температурах і високому рівні радіації, і чим більше концентрація електронів тим вище щільність струму в перетині каналу

транзистора, що обумовлює високий коефіцієнт його посилення. Чим вище максимальна критична напруженість електричного поля напівпровідникового матеріалу (див. табл. 1), тим вище максимальна напруга стоку НВЧ транзистора (50-100 В) і його пробивна напруга (від 100 до 300 В), що збільшує надійність і термін експлуатації виробу. НВЧ транзистори, виконані по GaN-технології, мають високу питому потужність - до 10 В ті більше на 1 мм ширини затвора, що на порядок підвищує питому вихідну потужність. Все ще проблемними, але поступово вирішуваними завданнями GaN-технології залишаються забезпечення тепловідводу від активної структури кристала і вирощування епітаксійних структур GaN.

Таблиця 1.

Основні електронні параметри напівпровідників.

Властивості матеріала	Одиниці вимірювання	Si	GaAs (AlGaAs/InGaAs)	InP (InAlAs/InGaAs)	3C-SiC*	4H-SiC*	6H-SiC*	GaN (AlGaN/GaN)	C (Diamond)
Ширина забороненої зони, E_g	еВ при 300К	1,12	1,42	1,34	2,4	3,26	3	3,39	5,47
Рухливість електронів, μ_n	300 К, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	1500	8500	4600	1000	950	500	2000	2800
Рухливість дірок, μ_p	300 К, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	600	400	150	40	120	80	200	2100
Швидкість дрейфу електронів при насиченні, $v_{sat} \times 10^7$	см/с	1,0	2,1	2,3	2,5	2,0	2,0	2,7	1,5-2,0
Критичне електричне поле, E_c	МВ/см	0,025	0,4	0,5	2,0	2,2	2,5	5,0	20,0
Коефіцієнт теплопровідності, K	Вт/см 2 *К при 300 К	1,5	0,55	0,7	3,0-4,0	3,0-4,0	3,0-4,0	1,3	24,0

Діелектрична проникність, ϵ	-	11,68	12,8	12,5	9,7	10	10	9,5	5,7
CFoM**	-	1	8,5	21	-	250	-	660	75000

* 3C, 4H, 6H – пропоновані кристалічні структури SiC матеріалів;

** CFoM (Combined Figure of Merit) – коефіцієнт якості матеріалу по відношенню до кремнію (Si-Silicon) для потужності та частоти

Раніше для радарів з активною фазованою антенною решіткою АФАР (APAR - Active Phased Array Radars або AESA - Active electronically scanned array) твердотільні підсилювачі виготовлялися на базі GaAs-технології. Алена сьогодні вона має більш низку щільністю потужності (0.5-1.5 Вт /мм, див. табл. 2) у порівнянні з високою щільністю потужності GaNHEMTs технології (4.0-8.0 Вт / мм ширини затвора НВЧ транзистора). Висока щільність потужності НВЧ транзисторів, виконаних за GaN технології дозволяє істотно зменшити габарити і вагу твердотільного підсилювача радара, що дуже важливо для авіаційних і космічних галузей застосувань, де необхідна мінімізація ваги і габаритів радарів, в т. ч. і радарів з АФАР. Наприклад, замість п'яти GaAs LDMOS-підсилювачів можна застосувати тільки один GaN підсилювач, що забезпечує набагато кращі технічні характеристики виробу в цілому. Коефіцієнт теплопровідності матеріалу GaN в 8-

10 разів вище, ніж у GaAs, що дозволяє забезпечити краще і швидке відведення тепла від чіпа MMIC більш високу щільність потужності, (Див. Табл. 2). Актуальним є вирішення задачі виробництва систем зв'язку і радарів на базі нових продуктів GaN для частотних діапазонів C, X, Ku.

Твердотільні підсилювачі та інші вироби на базі GaN-технології відкривають широкі перспективи для виробництва новітніх пристроїв і модернізації вже працюючих виробів важливих частотних діапазонах 1-4 ГГц, 2-6 ГГц, 4-12 ГГц, 6-18 ГГц, 2-20 ГГц, які можуть стати конкурентами для ламповим приладів НВЧ (тріоди, тиратрони, магнетрони, клістри і т. д.). по вихідній потужності, ККД, габаритним розмірам, надійності та ціною. GaN-технологія поступово займає своє місце на ринку військових і космічних систем і зможе замінити частину GaAs MMIC продуктів в прийомно-передаючих модулів АФАР сантиметрового і міліметрового діапазонів.

Таблиця 2.
Порівняльна характеристика
основних параметрів GaAs та GaN

Параметр	Одиниц і вимірю вання	Ga As	GaN
Густина вихідної потужност і	Вт/мм	0,5 - 1,5	4,0-8,0
Робоча напруга	В/мм	5- 20	28-48
Зворотня напруга	В/мм	20- 40	>100
Максимальна густина напруга	А/мм	~0, 5	~1,0
Коефіцієнт теплопровідності	Вт/м*К	47	390(z)/490(SiC)

Висновки

Подальше покращення характеристик та параметрів підсилювачів НВЧ можливе тільки за умови використання всіх досягнень напівпровідникової та функціональної електроніки НВЧ.

Досягнення напівпровідникової електроніки пов'язані з покращенням частотних та шумових властивостей дискретних пристроїв, особливо транзисторів. Також як і в будь якій іншій галузі електроніки не припиняється пошук та дослідження нових матеріалів, фізичних ефектів та явищ що значно підвищують ефективність пристроїв

Література

1. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи/ Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, Н.А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988 г.
2. Шахнович И. Твердотельные СВЧ-приборы и технологии. Состояние и перспективы. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005, №5, с.58–64.
3. Данилин В., Жукова Т. и др. Транзистор на GaN. Пока самый "крепкий орешек". – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005, №4, с.20–29.
4. Олег Колотун, Усилители СВЧ на основе технологий GaN и GaAs, эволюция технологии Diamond FETs /CHIP NEWS Украина, #2 (122), март, 2013

УДК 621.314.58

Пристрій для заряду електронних мобільних засобів

Казьмірук Г.С., д.т.н. Денбновецький С.В.

Сучасна техніка знаходиться у стані постійного пошуку альтернативних джерел енергії[1]. Одним із варіантів такого джерла є сонячна енергія[2]. Сонячна батарея виступає посередником між сонцем та споживачем, який надає нам можливість перетворювати сонячне світло на електричний струм. Ефективність перетворення залежить від багатьох факторів: матеріал сонячної батареї, її

конструкція, розмір та розташування, особливості клімату, природних умов та інше. Основними технічними параметрами сонячних батарей є: потужність, напруга, коефіцієнт корисної дії, кількість фотоелементів, розміри панелі і вага[3]. Параметри сучасних доступних матеріалів сонячних батарей наведені у таблиці 1.

Таблиця 1

Параметри доступних типів сонячних батарей

Параметри	Типи сонячних батарей		
	Монокристалічна	Полікристалічна	Аморфна
Колір елементів	Темно-синій	Синій	Синій
Форма елементів	Прямокутна з округленими кутами	Прямокутна	Будь-яка
ККД (орієнтовне), %	17-22	12-18	5-6
Температура, °С - при експлуатації - для оптимальної потужності	Від -40 до 80 Від 15 до 30	Від -50 до 90 Від 20 до 40	Від -40 до 55 Відсутні данні
Зниження ефективності при високих температурах (50~60°), %	До 25	До 17	Відсутні данні
Зниження ефективності при хмарності і сутінках, %	Від 50 до 70	Від 40 до 50	Від 5 до 10
Залежність від прямих сонячних променів	Так	Так	Ні
Деградація продуктивності сонячної панелі на рік, %	Від 5	До 10	Від 50 до 75

Таблиця 2

Параметри	Типи сонячних батарей	
	Монокристалічна	Полікристалічна
Розмір, мм	156x156	156x156
Товщина, нм	210	210
ККД, %	20,9 - 21	19,1 - 20
Потужність, W	5,06	4,56
Напруга, V	0,557	0,541
Струм, A	9,077	8,598
Напруга холостого ходу, U	0,653	0,639
Струм короткого замикання, A	9,68	9,168
Коефіцієнт заповнення, %	79,96	79,35
Температурний коефіцієнт, %/K		
- Потужності	-0,36	-0,42
- Струму	+0,04	+0,06
- Напруги	-0,36	-0,35

Аналіз основних переваг та недоліків сучасних типів сонячних батарей дозволяє зробити висновки, що оптимальним варіантом є полікристалічна сонячна батарея, яка задовольняє своєю стабільністю роботи, меншою залежністю від

прямих сонячних променів, менш затратним виробництвом, відносно тривалим строком служби та високим рівнем ККД на тлі доступних сонячних фотоелементів.



Рис. 1. Загальна структурна схема пристрою заряду мобільних приладів

Загальна структурна схема пристрою заряду мобільних приладів складається з сонячної батареї, пристрою заряду акумулятора, акумуляторної батареї та перетворювача рис.1. Полікристалічна сонячна батарея перетворює сонячну енергію в постійний електричний струм.

Пристрій заряду акумулятора, стабілізує цю енергію до заданого номіналу відповідного акумуляторній батареї. Напруга на виходах перетворювача складає 5 і 12В. Розгорнута структурна схема пристрою заряду мобільних приладів зображена на рис.2.

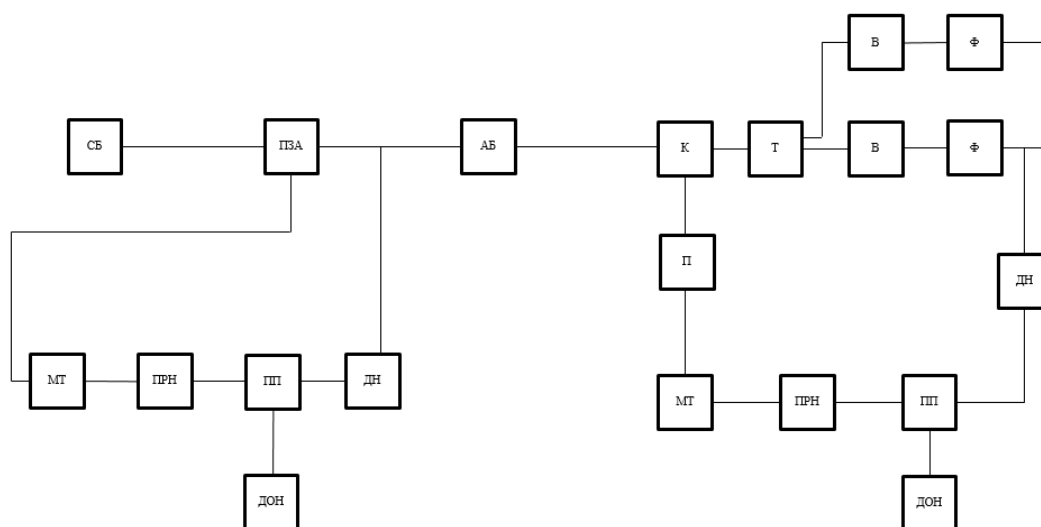


Рис.2 Розгорнута структурна схема пристрою заряду мобільних приладів.

СБ–сонячна батарея; ПЗА–пристрій заряду акумулятора; АБ–акумуляторна батарея; К–ключ; Т–трансформатор; В–випрямляч; Ф–фільтр ДН–датчик напруги; ПП–пристрій порівнянь; ДОН–джерело опорної напруги; ПРН–підсилювач різницевої напруги; МТ–модулятор тривалості.

Система керування працює за принципом зворотного зв'язку. На вхід датчика напруги подається напруга, з сонячної батареї, яка порівнюється з джерелом опорної напруги, після чого відбувається сигнал помилки, цей сигнал підсилює підсилювач різницевої напруги та передає на модулятор

тривалості у якому реалізовано широтно імпульсний принцип регулювання напруги. Такий принцип роботи триває, доки напруга сонячної батареї не буде дорівнювати номінальному значенню напруги акумуляторної батареї.

Таблиця 3

Параметри сонячної і акумуляторної батареї

Сонячна батарея		Акумуляторна батарея	
Матеріал	Полікристал	Матеріал	Літій-Полімер
Напруга, В	5	Напруга, В	3,7-4,2
Струм, А	0,8	Струм, А	0,5
Потужність, В	4,2	Ємність, А/год	8,8
Вага, г	190	Вага, г	180

Аналізуючи данні у[4] було обрано літій-полімерну акумуляторну батарею, за рахунок великої енергоємності та кількістю циклів заряд/розряд. Також суттєвою перевагою є малі товщина і вага та гнучкий форм-фактор, завдяки чому виробники мають можливість розробляти акумуляторні батареї будь-якої форми та товщини.

В якості пристрою заряду акумулятора використано

імпульсний стабілізатор напруги, який має можливість зменшувати вхідну напругу до заданого рівня, що реалізується за допомогою схеми понижуючого імпульсного перетворювача, силова частина якого зображена на рис.3. Система керування на базі ШІМ-контролера TL494 представлена у структурній схемі пристрою заряду мобільних приладів Рис.2.

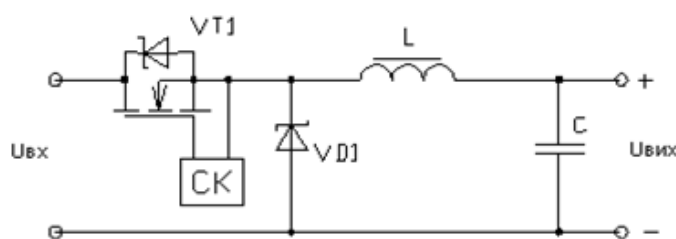


Рис. 3 Імпульсний стабілізатор напруги

Таблиця4

**Параметри імпульсного
стабілізатора напруги**

-вихід	5
Струм, А	
-вхід	0,8
-вихід	0,5

Частота, кГц	100
Напруга, В	
-вхід	>5

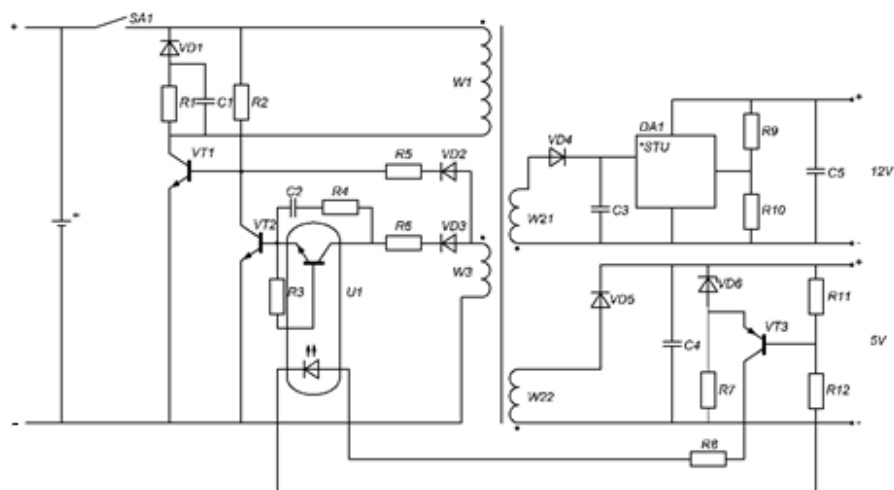


Рис.4 Принципова схема одноканального зворотно-ходового перетворювача

Через залежність потужності сонячної батареї від погодних умов на зарядний пристрій не завжди подається стабільне значення напруги і не завжди це значення може задовольняти мобільний прилад або акумуляторну батарею, які живляться від сонячної батареї. Завдяки універсальному перетворювачі ми маємо можливість стабілізувати напругу, тим самим отримати на виході напругу, що знаходиться в заданих межах при значно більших коливаннях вхідної напруги і опору навантаження. В залежності від мобільного приладу і ємності акумуляторної батареї, прилад споживає напругу з певним номінальним значенням. Виходячи з цих значень у зарядному пристрої встановлюється набір з найпоширенішим серед мобільних приладів номіналом вихідних напруг.

Таблиця 5

Параметри одноканального зворотно-ходового перетворювача

Частота, кГц	20
Напруга, В	
1 канал	12
2 канал	5
Струм навантаження, А	
1 канал	0,1-0,15
2 канал	1-1,5

Висновки

Розроблено пристрій живлення мобільних приладів на основі полікристалічної сонячної батареї, імпульсного стабілізатора напруги, літій-полімерної акумуляторної батареї та одноканального зворотно-ходового перетворювача. Пристрій дозволяє використовуючи енергію сонячної батареї

забезпечити живленням мобільні прилади. За рахунок практичності використаного перетворювача, стабільності імпульсного стабілізатора вихідна напруга залежить тільки від підключеного мобільного приладу. Такі пристрої можуть застосовуватись військовими, членами геологічних, археологічних та інших експедицій, туристам. Подальший розвиток таких пристроїв дозволить використовувати більше приладів одночасно та реалізувати інші корисні функції.

Література

1. Кашкаров А. П. “Ветрогенераторы, солнечные батареи и другие полезные конструкции”, ДМК Пресс, 2011, 144 с.;
2. Плачков І.В. “Електроенергетика та охорона навколишнього середовища Функціонування енергетики в сучасному світі”, ТОВ "Енергетика: історія, сучасність, майбутнє", 2011, 392 с.;
3. Казьмірук Г.С., Попов В.А “Огляд сонячних батарей для живлення мобільних пристроїв в експедиційних умовах”, “Перспективні напрямки сучасної електроніки” 2014, 114 с.;
4. Казьмірук Г.С., Попов В.А “Порівняльні характеристики акумуляторних батарей для живлення мобільних пристроїв”, “Перспективні напрямки сучасної електроніки” 2014, 114 с.

УДК 621

Широкополосные аттенюаторы для монолитных интегральных схем СВЧ диапазона

Олейник М. В., к.т.н. доц. Кобак М.М.

Арсенид галлиевый (GaAs) полевой транзистор (MESFET) (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) и арсенид галлиевый (GaAs), и фосфит - индиевый (InP) транзистор с высокой подвижностью электронов (HEMT) (High electron mobility transistor) успешно используются для аттенюаторов, показывающих отличные высокочастотные характеристики, небольшое рассеивание мощности на постоянном токе, и высокую скорость переключения [1, 2, 3, 4]. Однако, мощностные возможности СВЧ монолитных интегральных схем на традиционных соединениях A3B5 ограничены малой электрической прочностью этих материалов ($F_B = 0,4 - 0,5$ МВ/см).

Последние достижения в области технологии широкозонных полупроводников предполагают возможность использования GaN – транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) для микроволновых монолитных интегральных схем (MMIC) для осуществления функций управления и усиления СВЧ сигналов [5]. Использование приборов с высоким уровнем пробоя позволяет улучшить управление мощности аттенюаторов [6]. При использовании AlGaIn/GaN транзисторов с высокой

подвижностью электронов (HEMT) возможно увеличение выходной мощности при сохранении высокой частоты и широких динамических характеристик из-за высокой электрической прочности нитрида галлия ($F_b = 2$ МВ/см) и хороших транспортных свойств электронов. СЭМ – фото (сканирующая монолитная микроскопия) AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) (длина затвора 1мкм) представлена на рис. 1

В работе [7] впервые продемонстрирован широкополосный GaN - MMIC аттенюатор (π -конфигурации) на AlGaIn/GaN HEMT с высокими динамическими и мощностными характеристиками, состоящий из одного AlGaIn/GaN HEMT, подсоединенного последовательно к компланарной (когда 3 вектора лежат в одной плоскости) передающей линии и двух AlGaIn/GaN HEMT, соединенных шунтом. (Рис.2).

Все три прибора имели затворы 1 мкм длины и 100 мкм ширины, а площадь СВЧ – монолитной интегральной схемы составляла ~ 1 мм². Независимые цепи смещения с переменными резисторами (RF-дроссели) также интегрированы на

чипе, так что напряжение смещения, управляющее импедансом НЕМТ транзисторов, может подаваться непосредственно к контактным площадкам смещения без нарушения высокочастотных характеристик микроволновых монолитных интегральных схем (ММИС). Смещающие резисторы (750 Ом каждый) формировались на AlGaIn/GaN активных слоях, которые имели поверхностное сопротивление от 300 Ом/кв. см.

Формирование монолитных интегральных схем завершалось осаждением Ti/Au слоев, формирующих межсоединения, компланарно-волноводные линии передачи, земляные шины и площадки для СВЧ-тестирования.

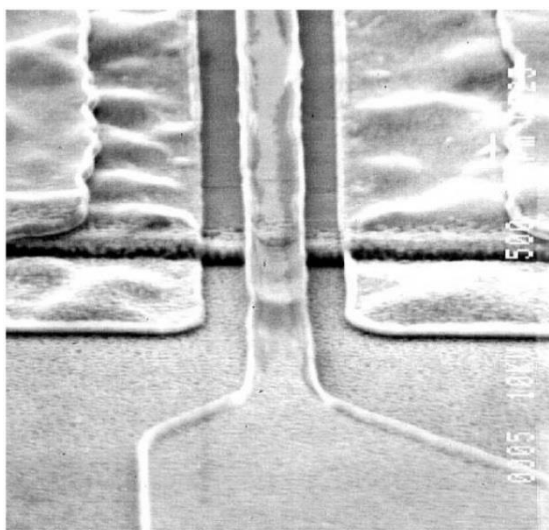


Рис. 1: СЭМ - фото AlGaIn/GaNHEMT (AlGaIn/GaN гетеро-эпитаксиальные слои формировались на сапфировой подложке методом газовой эпитаксии с использованием металлоорганических соединений. Межа-структура формировалась

сухим травлением при использовании реактивно-ионного травления (CCl_2F_2) с помощью фоторезистивной маски с обеспечением пологости наружных стенок. Металлизация Ti/Al/Au/Pt использовалась для омических контактов истока и стока. Быстрый термический отжиг при температуре 900°C в азотной среде использовался для уменьшения контактного сопротивления до 1 Ом . мм. 1 мкм затвор формировался оптико-контактной литографией. Слои Pt/Ti/Au использовались для металлизации затворов.)

При нахождении ММИС п-аттенюатора в режиме «минимального затухания», канал последовательно соединённого НЕМТ открыт ($V_{G1} = 0$), в то время, как каналы шунтирующих транзисторов полностью обеднены ($V_{G2,G3} = -15\text{В}$). В состоянии «максимального затухания», канал последовательно соединённого НЕМТ обеднён ($V_{G1} = -15\text{В}$) в то время как импеданс шунтирующих транзисторов поддерживается на низком уровне ($V_{G2,G3} = 0$), чтобы обеспечить дополнительное ослабление.

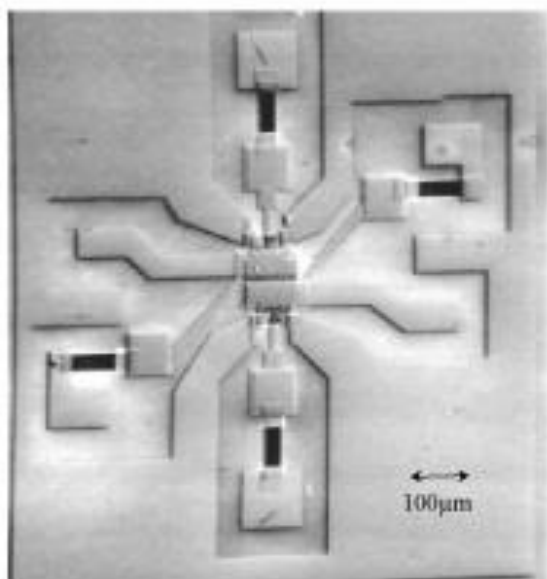


Рис. 2: СЭМ-фото GaN-микроволновых монолитных интегральных схемах (MMIC) π -аттенюатора.

Вносимые потери и согласование «минимального затухания» и «максимального ослабления» показаны на рис. 3. Минимальные потери составляли 4 дБ, и оставались меньше, чем 5 дБ до 18 ГГц. Исследованные схемы демонстрировали «максимальное ослабление» более 35 дБ до 22.5 ГГц.

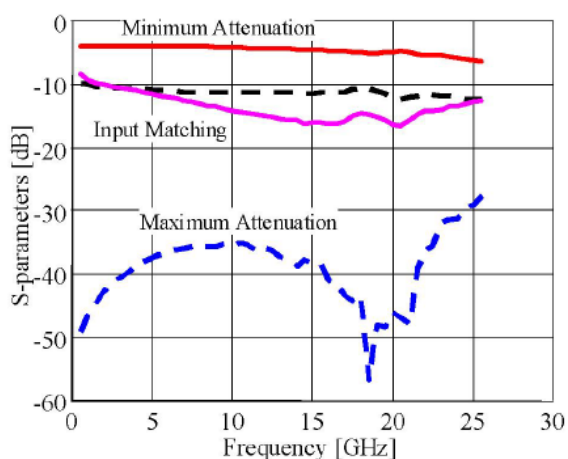


Рис. 3. Измеренные СВЧ -

характеристики MMIC π -аттенюатора на AlGaIn/GaN HEMT.

На основании измеренных малосигнальных S-параметров (параметров рассеивания) были получены значения элементов эквивалентных схем для 1 мм $\times$ 100 мкм AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT). Сопротивление открытого канала (R_{CH}) было 35 Ом, в то время как сопротивление полностью обеднённого канала (R_{DS}) было 600 Ом.

Согласование на входе было лучше 10 дБ для всех тестируемых частот и условий. Использование 100 мкм ширины затвора AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) обеспечило малое изменение входного импеданса Z_{IN} для всех состояний аттенюации (между 33 и 72 Ом).

Высокий динамический диапазон сигнала ослабления (> 30 дБ) в широкой полосе пропускания (18 ГГц) стал возможен в GaN-микроволновых монолитных интегральных схемах (MMIC) из-за хороших высокочастотных характеристик AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT). Измеренные СВЧ - характеристики, эквивалентны тем, которые были получены для InP-HEMTMMICs [3], но обладают улучшенными мощностными характеристиками за

счет большей электрической прочности III - нитридов.

На рис.4. представлены мощностные характеристики AlGaIn/GaNHEMT MMIC π -аттенюатора. Работа MMIC была возможна при 1.6 Вт входной мощности в режиме непрерывного сигнала входной мощности, соответствующей плотности мощности более 15 Вт/мм на каждый транзистор. Это представляет собой 15-20 дБ улучшение возможности управления мощностью по сравнению с InP - микроволновых монолитных интегральных схемах (MMIC)[3].

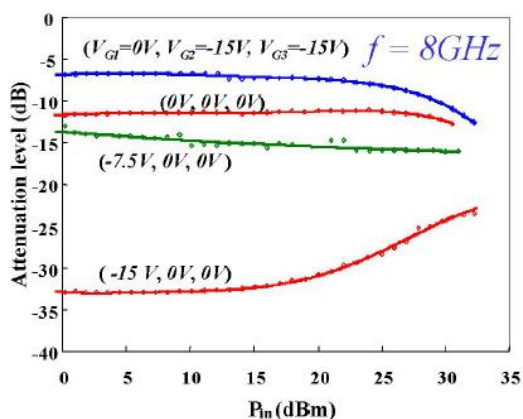


Рис. 4. Мощностные характеристики AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) микроволновых монолитных интегральных схем (MMIC) π -аттенюатора.

Таким образом, можно сделать вывод, что монолитные аттенюаторы, реализованные с использованием AlGaIn/GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT),

как элементов управления показывают широкополосность до 18 ГГц и высокий динамический диапазон (> 30 дБ) сопоставимый с InP- и GaAs- микроволновых монолитных интегральных схемах (MMIC), но обеспечивают значительно более широкие возможности управления мощностью (15Вт/мм).

Литература

1. D.Pavlidis, Y.Archambault, J.Magarshack, «Simple Voltage Controlled Phase Shifters and Attenuators for MMICs», IEEE GaAs IC Symposium, 1981.
2. J.L.Cazaux, D.Pavlidis, G.I.Ng, and M.Tutt, «AHEMT Monolithic Double Channel Attenuator with Broadband Characteristics and Wide Dynamic Range», 18th EuropMicrow. Conf, pp. 999-1004, Sep 1988.
3. G.Barta, K.Jones, G.C.Herrick, E.W.Strid, «A 2 to 8GHz leveling loop using a GaAs MMIC active splitter and attenuator», Proceedings of GaAs IC Symposium, pp 75-78, 1986.
4. M.Weiss, D.Pavlidis and G.I.Ng, «HEMT Control Circuits for Monolithic InP Applications», Proceedings of the 20th European Microwave Conference, Budapest, Hungary, pp. 429-434, Sep.1990.

5. [J.C.Zolper, «Progress towards ultra-wideband AlGa_N/Ga_N MMICs», Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics, Solid-State-Electronics.v.43, n.8; p.1479-82, Aug. 1999.
6. M. Shifrin, Y. Ayasli, P.J.Katzin, «Monolithic Control Components Handle 27W of RF Power», Microwave Journal, p 119-122, December 1989.
7. Alekseev, Egor, et al. "Broadband AlGa_N/Ga_N HEMT MMIC attenuators with high dynamic range." Microwave Conference, 2000. 30th European. IEEE, 2000.

УДК 621.311.68

Системи резервного живлення для мобільних пристроїв

Поздняков Д.С., Бевза О.М.

Розвиток мобільної електроніки призвів до збільшення потужності мобільних електронних пристроїв. Але при прагненні зберегти мінімальні розміри мобільної техніки це призвело до зменшення часу роботи від вбудованих елементів живлення. Тому виникла потреба в мобільних резервних блоках живлення.

На даний момент існує велика кількість приладів даного типу. Для підзарядки вони використовують промислову мережу, сонячні батареї, мобільні вітро- вело- та гідрогенератори. В таблиці 1 наведено короткий огляд типових систем резервного живлення [1-7].

Табл. 1.

Існуючі системи резервного живлення

	KV-10, «КВАЗАР»	iconBIT, FTB6000S	Duracell	AMPY	Запропонована система живлення
Тип акумулятора та його ємність	Li-Ion (4200мАг)	Li-Pol (6000мАг)	Li-Ion (1800мАг)	1000мАг	NiMH LSD (~4800мАг)
Вбудована сонячна панель	+	+	-	-	+
Використання іншої альтернативної енергії	-	-	-	Кінетична енергія	Механічна енергія, енергія вітру
Можливість заряджатися від мережі	-	+	+	-	+
Вихідні напруга та струм	5В,1А	5В,1А	5В,0,5А	-	5В, 1А

Запропонована система резервного живлення має можливість живити споживача та заряджати акумулятори від декількох джерел енергії, а саме від

промислового джерела змінного струму, вбудованої сонячної батареї, вітро- та ручного електрогенератора.

Порівняно невелика вихідна потужність (~ 5 Вт), що достатньо

для живлення сучасних мобільних пристроїв, дозволяє зробити систему відносно малогабаритною та легкою.

На Рис. 1 приведена структурна схема даної системи.

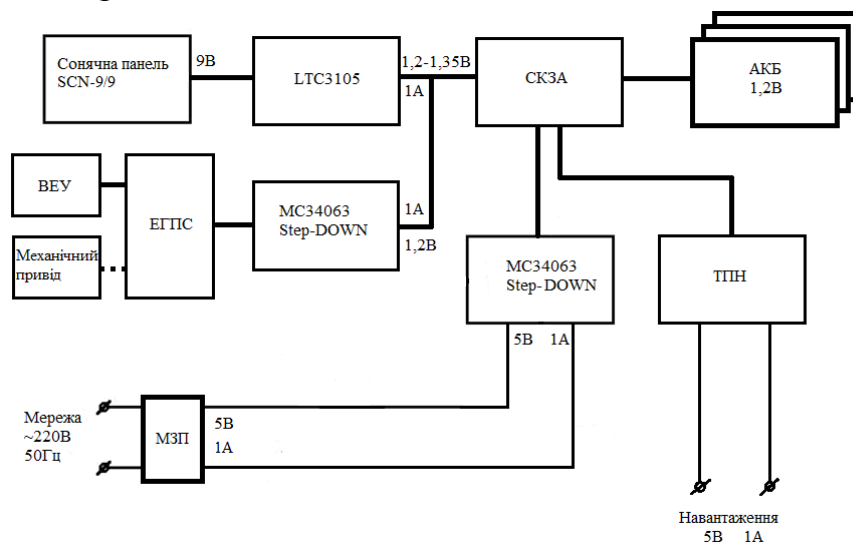


Рис. 1. Структурна схема резервного живлення для мобільних пристроїв.

Структурна схема резервного живлення для мобільних пристроїв (рис.1.) складається з системи контролю заряду акумуляторів (СКЗА), модуль LT3105, що забезпечує узгодження роботи сонячної батареї та СКЗА, сонячної панелі, вітроенергетичної установки (ВЕУ), механічного приводу, електричного генератора постійного струму (ЕГПС); блоку акумуляторних батарей (АКБ), модуль узгодження роботи ЕГПС і СКЗА (MC34063 Step-DOWN). Такий же модуль встановлено для узгодження роботи СКЗА та мережевого зарядного пристрою (МЗП). На виході системи встановлено транзисторний перетворювач напруги (ТПН), що забезпечує напругу для живлення мобільних пристроїв.

Центральним блоком системи є СКЗА – система контролю заряду акумулятора. Дана система

контролює рівень заряду акумуляторів та їх заряд від джерел енергії, що є в системі резервного живлення.

LT3105 інтегральна мікросхема, яка знижує напругу сонячної батареї до рівня робочої напруги акумулятора, а також обмежує споживаний від сонячної батареї струм, захищаючи її від режиму короткого замикання.

ЕГПС може приводитись в рух ВЕУ або механічним ручним приводом. Можливість отримувати електроенергію не тільки від сонячних батарей а і від ВЕУ та механічного ручного приводу значно поширює універсальність даної системи.

Важливим елементом представленої системи є АКБ. Вона складається з окремих акумуляторів. В таблиці 2 представлено основні параметри найбільш поширених

акумуляторів. Зазвичай в існуючих системах резервного живлення застосовують LiIon або LiPol акумулятори. Такий вибір ґрунтується на високій питомій щільності енергії цього типу акумуляторів. Але суттєвим недоліком даних акумуляторів є те, що вони не призначені для роботи при низьких температурах.

Вибір акумуляторів для системи здійснювався, враховуючи даний

недолік іонних акумуляторів, а також з максимально можливою питомою щільністю енергії, з максимальним температурним діапазоном та можливістю максимально довго зберігати електричну енергію. Максимально відповідають вказаним вимогам NiMH LSD акумулятори.

Табл. 2.

Основні параметри акумуляторів

Параметр	Свинцево-кислотні	NaS	NiCd	NiMH	NiMH LSD	Li Ion			Li Pol	Alkaline	Суперконденсатор
						Кобальт літій	Літій марганцеві	Літій ферофосфатні			
Питома щільність енергії, Вт·г/кг	30-50	80-150	45-80	60-120	60-72	150-190	100-150	90-120	130-200	65-90	3-10
Внутрішній опір, мОм	<100 акум. Блок 12В	300-400 акум. Блок 12В	100-200 акум. Блок 6В	200-300 акум. Блок 6В	<100 акум. Блок 6В	150-300 акум. Блок 7,2В	25-75 на елеме нт	25-50 на елеме нт	200-300 акум. Блок 7,2В	200-2000 акум. Блок 6В	
Життєвий цикл (80% розряду)	200-300	200-1000	1000	300-500	1500	500-1000	500-1000	1000-2000	500-1000	50 (до 50%)	10000-100000
Час швидкої зарядки	8-16г		~1г	2-4г	~1г	2-4г	~1г	~1г	2-4г	2-3г	
Терпимість до перезарядки	Висока		Середня	Низька	Висока	Низька. Не витримує постійної підзарядки			Низька	Середня	
Саморозряд/місяць (за кімнатної температури)	5%		20%	30%	1%	~10%			~5%	0,3%	300%
Напруга на елементі (номінальна)	2В	2,1В	1,2В	1,2В	1,2В	3,6В	3,8В	3,6В	3,6В	1,5В	

Для забезпечення генерації електроенергії за умов низької освітленості в системі передбачено електричний генератор постійного

струму з приводом від вітрогенератора або ручного приводу.

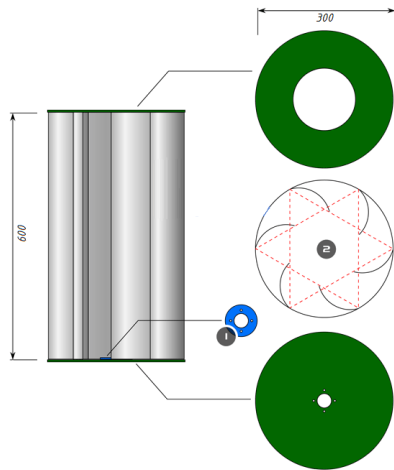


Рис. 2. Конструкція вітрогенератора із вертикальною віссю обертання.

На Рис. 2 приведена конструкція вітрогенератора з вертикальною віссю обертання. Дана конструкція, в порівнянні з вітроустановками з горизонтальною віссю обертання, не зважаючи на менший ККД, не потребують орієнтації на вітер, мають простішу конструкцію і знижуються гіроскопічні навантаження, обумовленні додатковим напруженням в лопатях, системі передачі та інших елементах установки, а також з'являється можливість встановлення редуктора з генератором в основі башти. Дана конструкція також не критична до висоти встановлення системи.



Рис. 3. Ручний генератор.

Ручний генератор (Рис. 3) призначений для живлення системи за відсутності вітру та сонця.

В якості генератора постійного струму в системі використовується велосипедна динамо-втулка. Даний вибір пояснюється тим, що велосипедні динамо-втулки мають електричні характеристики, які задовольняють вимоги. Даний тип електричних генераторів постійного струму має відповідне кліматичне та механічне виконання і може експлуатуватися в похідних умовах.

Було розраховано елементи принципової схеми системи резервного живлення для мобільних пристроїв. На Рис. 4 приведена розрахована принципова схема.

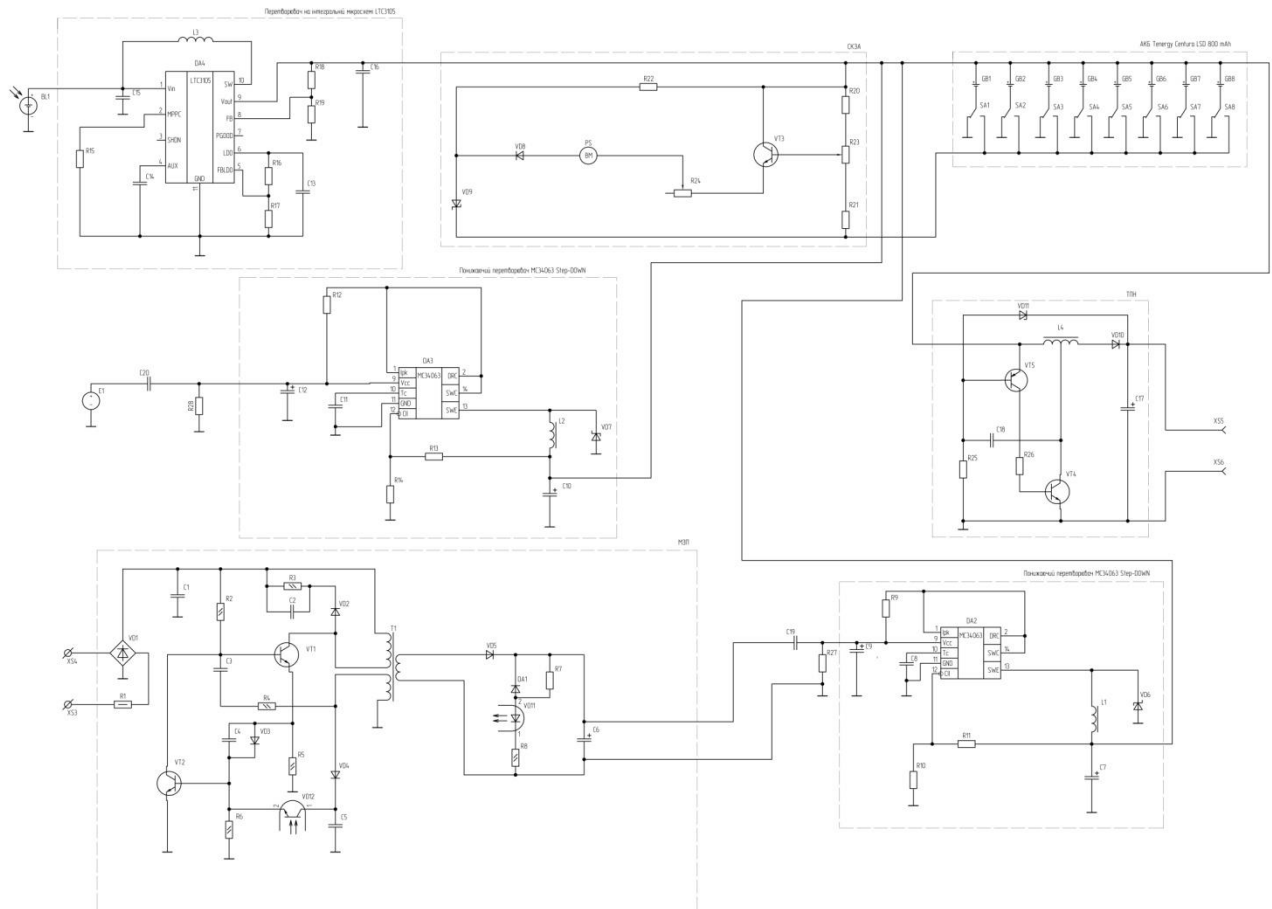


Рис. 4. Принципова схема системи резервного живлення для мобільних пристроїв.

Розроблена система резервного живлення для мобільних пристроїв має універсальний характер і дозволяє їх живити від промислової мережі змінного струму, сонячних батарей, вітрогенератору, а при відсутності вищенаведених, від ручного генератора. Така універсальність є відмінною від інших систем резервного живлення особливістю розробленої системи. Іншою характерною особливістю даної системи є застосування NiMH LSD акумуляторів, що дозволяє застосовувати її при температурах значно нижче нуля, на відміну від переважної більшості аналогічних

систем, які містять LiIon або LiPol акумулятори.

Література

1. Українська радянська енциклопедія. В 12-ти томах / За ред. М. Бажана. — 2-ге вид. — К.: Гол. редакція УРЕ, 1974-1985;
2. Куликов И. Г. Аккумуляторы. М., 1958;
3. Тютрюмов О. С. Автомобильные щелочные аккумуляторные батарей. М., 1958;

4. Crompton T. R. (2000). Battery Reference Book (вид. 3-те). Newnes. ISBN 07506-4625-X; цепи: Основы электротехники. — Л.: Энергоатомиздат, 1982. — 216 с.;
5. Г. Д. Бурдун, В. А. Базакуца. Единицы физических величин. Справочник — Харьков: Вища школа, 1984;
6. Жеребцов И. П. Электрические и магнитные
7. Хрусталёв Д. А. Аккумуляторы. М: Изумруд, 2003.

УДК 621.391

Конвольвери на поверхневих акустичних хвилях

Скочок Д.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.

Функціональні пристрої на ПАХ широко застосовуються для формування та оброблення інформаційних сигналів [1, 2].

В даній роботі представлено результати дослідження конвольверів на ПАХ, в яких використовуються нелінійні властивості матеріалу підкладки, на поверхні якої поширюються поверхневі акустичні хвилі.

За своєю структурою акустичний конвольвер на ПАХ складається із звукопроводу з напиленими зустрічно-штировими перетворювачами (ЗШП), між якими розташований параметричний електрод у вигляді однорідної металевої плівки на поверхні звукопроводу, на зворотній стороні якого напилена шина (рис.1)[2]. Такі конвольвери мають нескладну конструкцію і забезпечують кореляційне оброблення широкосмужових сигналів, при цьому накладаються обмеження тільки на тривалість сигналу і ширину смуги пропускання. Крім цього, вони менш чутливі до змін параметрів оточуючого середовища, ніж більшість пристроїв на ПАХ.

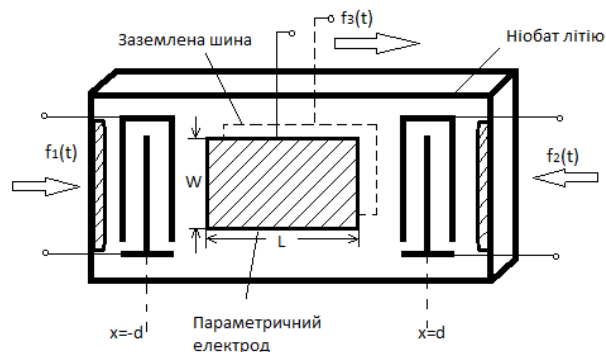


Рис.1.

При вхідних гармонічних сигналах з частотами ω_1 та ω_2 і низьких рівнях потужності поверхневі акустичні хвилі, що збуджуються за допомогою ЗШП можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} a_1(t, x) &= A_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 x); \\ a_2(t, x) &= A_2 \cos(\omega_2 t - \beta_2 x), \end{aligned} \quad (1)$$

де A_1 і A_2 — амплітуди; $\beta_1 = \omega_1/v$ і $\beta_2 = \omega_2/v$ — хвильові числа; v — швидкість ПАХ.

Однак, в результаті нелінійності виникають складові $a_1^2(t, x)$ і $a_2^2(t, x)$, що пропорційні квадратам основних, а також складова ПАХ

$$\begin{aligned} a_1(t, x)a_2(t, x) &= \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_2 - \beta_1)x] + \\ &+ \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - (\beta_1 + \beta_2)x] \end{aligned} \quad (2)$$

Кожному із цих складових рівняння (2) відповідає електричне поле на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу. Параметричні електроди конвольвера дозволяють селективно зчитувати електричне поле, відповідне кожному з цих складових.

Якщо частоти $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, то параметричний електрод зчитує сигнал з частотою 2ω згідно співвідношення (2), а амплітуда вихідного сигналу пропорційна добутку амплітуд вхідних сигналів. Такий параметричний перетворювач називається виродженням конвольвером, в якому змішування сигналів найбільш ефективно при однакових частотах вхідних сигналів.

Якщо частоти вхідних сигналів різні, то просторовий період складової з сумарною частотою $\omega_1 + \omega_2$ згідно співвідношення (2) дорівнює $2\pi/(\beta_2 - \beta_1)$. Цю складову можна селективно зчитувати параметричним електродом, який має вигляд решітки електродів з кроком $2p$, подібної до ЗШП, а конвольвер називається невиродженням (рис.2)[2]. Тоді, при $\omega_1 - \omega_2 = \pm \pi v/p$, частота вихідного сигналу дорівнює $\omega = \omega_1 + \omega_2$.

Оцінюючи можливості використання конвольверів для оброблення сигналів, необхідно розглянути вхідні сигнали більш загального вигляду.

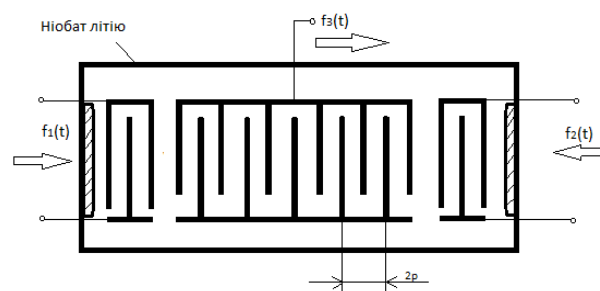


Рис.2

В такому випадку сигнали $f_1(t)$ і $f_2(t)$ подаються на вхідні перетворювачі конвольвера. Як і у випадку гармонічних сигналів, вихідний сигнал конвольвера буде визначатися головною складовою, пропорційною добутку миттєвих значень. Вихідний сигнал $f_3(t)$ на параметричному електроді конвольвера пропорційний інтегралу від добутку:

$$f_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t - x/v) f_2(t + x/v) dx. \quad (3)$$

Тут передбачається, що тривалість вхідних сигналів кінцева. Отже, добуток відмінний від нуля тільки в кінцевій області x , причому границі параметричного електрода знаходяться, принаймні, в цьому інтервалі. При $\tau = t - x/v$ співвідношення (3) приймає вигляд:

$$f_3(t) = v \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(2t - \tau) d\tau \quad (4)$$

Це рівняння визначає згортку функцій $f_1(t)$ і $f_2(t)$ з точністю до коефіцієнта 2, який вказує на стиснення в часі. Якщо не враховувати цього стиснення, то

вихідний сигнал конвольвера формально буде збігатися з вихідним сигналом лінійного фільтра, незважаючи на те, що робота останнього заснована на нелінійному ефекті. Вихідний сигнал лінійного фільтра представляє собою згортку вхідного сигналу з імпульсною характеристикою. В конвольвері роль імпульсної характеристики виконує один із вхідних сигналів, що називається опорним, який поступає від керованого генератора. Так, конвольвер спільно з генератором опорного сигналу може виконувати функцію узгодженого фільтра у широкосмугових системах зв'язку.

Ефект стиснення сигналу у часі, що спостерігається в конвольвері, фізично пояснюється тим, що відносна швидкість поширення двох поверхневих акустичних хвиль дорівнює $2v$, а не v , як в лінійних пристроях на ПАХ. У разі такого застосування опорний сигнал повинен збігатися з оберненим у часі ідеальним вхідним сигналом. Конвольвери особливо зручні для узгодженої фільтрації сигналів та дозволяють довільно змінювати систему кодування, ширину смуги і центральну частоту.

Ефективна дія змішування двох хвиль відбувається в виродженому конвольвері. Його конструкція дозволяє змішувати хвилі різних частот. В невиродженому конвольвері параметричний електрод виготовляється з врахуванням частоти.

Оскільки конвольвер працює фактично як лінійний фільтр, то його можна використовувати в якості узгодженого фільтра. Так, конвольвер разом з генератором опорного сигналу може замінювати узгоджений фільтр. У випадку такого використання опорний сигнал повинен співпадати з оберненим у часі ідеальним вхідним сигналом. Незважаючи на нелінійний механізм функціонування, конвольвер обробляє вхідний сигнал в лінійному режимі, як впливає із виразу (4). У цьому випадку, одночасного існування на вході сигналу і шуму, відношення на виході яких буде таке ж, як і у лінійному узгодженому фільтрі. Обмеженням є те, що сигнал оброблюється належним чином тільки тоді, коли він подається одночасно з опорним сигналом і відповідно два сигнали перекриваються в параметричній області. Але якщо час приходу сигналу не відомий, то опорний сигнал потрібно періодично повторювати. Результати показують, що з точністю до спотворень, викликаних стисненням у часі, ідеальний конвольвер може забезпечити точно такий самий вихідний сигнал, як і узгоджений фільтр, незалежно від моменту приходу сигналу, якщо вважати, що на цей сигнал накладається шум. Для цього затримка в параметричній області конвольвера повинна перевищувати в два рази тривалість опорного сигналу. Таким чином конвольвер дозволяє довільно змінювати систему кодування та за

необхідності змінювати ширину смуги і центральну частоту.

Було з'ясовано, що для гармонічних вхідних сигналів з однаковою частотою ω вихідна напруга холостого ходу на частоті 2ω може бути представлена у вигляді [2].:

$$U = \sqrt{P_{s1} P_{s2}} M / W \quad (5)$$

Потужності P_{s1} і P_{s2} поверхневих хвиль вважаються малими, а ширина параметричного електрода W припускається рівною апертурам перетворювачів. Постійна величина M залежить тільки від властивостей матеріалу і орієнтації підкладки і зазвичай вибирається такою, щоб дане рівняння давало середньоквадратичне значення напруги холостого ходу. Вихідна напруга не залежить від частоти вхідного сигналу і від довжини параметричного електрода. Значення M необхідно визначати експериментально, змінюючи вихідні напруги конкретних пристроїв і результати теоретичних розрахунків значень M для ніобат-літію задовільно узгоджуються з експериментальними даними. Для виготовлення підкладки вибирають саме той матеріал з вказаним зрізом, оскільки, маючи сильну нелінійність, він забезпечує невелике затухання ПАХ і дозволяє зменшити дифракційне розширення пучка. Єдиний матеріал який забезпечує велике значення M , є кераміка PZT, однак цей матеріал не знайшов широкого застосування через великі втрати ПАХ.

Величиною, яка б показувала ефективність приладу є коефіцієнт білінійності C , який зв'язує потужності сигналів, що підводяться до приладу, з потужністю вихідного сигналу. При розрахунку P_1 , P_2 і P_0 , де P_1 і P_2 нормальні потужності генераторів гармонічних сигналів, підключених до входів, а P_0 вихідна потужність, потрібно враховувати наявність узгоджених кіл, за допомогою яких забезпечують максимальну ефективність конвольвера. То ж, якщо прилад є білінійним, то коефіцієнт білінійності можна представити наступним чином:

$$C = 10 \lg(P_0 / P_1 P_2). \quad (6)$$

Цю формулу можна використовувати до будь-якого білінійного приладу, включаючи деякі типи конвольверів без акустичної нелінійності та до приладу, характеристики якого залежать від ефектів розповсюдження ПАХ.

Можна реалізувати ще один метод оброблення сигналів, якщо один вхідний сигнал подати на ЗШП, а другий – на параметричний електрод. У цьому випадку, при відповідному виборі частот вхідних сигналів, в результаті нелінійності конвольвера збуджується друга ПАХ, напрямок поширення якої протилежний напрямку поширення падаючої ПАХ. Ця хвиля може бути прийнята вхідним ЗШП або додатковим ЗШП, розміщеним на тому же кінці звукопроводу. Якщо на параметричний електрод подати

короткий імпульс, то вихідний сигнал буде відповідати зворотному у часі сигналу вхідного ЗШП. Таким чином, кореляційне оброблення кодованого сигналу можна здійснити, використавши опорний сигнал такої же форми, якщо перед цим в іншому конвольвері здійснити перетворення у часі опорного сигналу.

Література

1. Поляков П.Ф., Хорунжий В.А.,
Поляков В.П.

Акустоэлектроника. Физико-технологические основы и применение: Справ. пособие: В 2 т. –Харьков: ООО «Компания СМІТ», 2007. – том.1. – 552 с.

2. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1990.-416с.

ЗМІСТ

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ	2
ГРАФІК РОБОТИ КОНФЕРЕНЦІЇ	3
ПРОГРАМА КОНФЕРЕНЦІЇ.....	4
МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ	8
Мемристор. Стан та перспективи Артюхова О.В., Бабаков А.І., к.т.н. Артюхов В.Г., д.т.н. Писаренко Л.Д.	8
Построение синтезатора частоты с использованием СВЧ коммутатора и расчёт средней мощности выходного сигнала Грамарчук Ю.А., к.т.н. Кобак Н.Н., ст. пр. Слесаренко С.С.	12
Методика математичного моделювання КМОН- та ПЗЗ-сенсорів зображення Старинська А.Й., к.т.н. Терлецький О.В.	17
Відношення сигнал/шум рентгенотелевізійних систем непрямого перетворення типу “ЕКРАН – ОБ’ЄКТИВ – ПЗЗ” Шило Д.С., Селивон С.В., к.т.н. Михайлов С.Р.	22
Відбивні решітки для сенсорних панелей на поверхневих акустичних хвилях Шостак О.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.	26
Плазменные осветительные устройства на основе СВЧ разряда Перевертайло В.В., доц., к.т.н. Кузьмичёв А.И.	31
СЕКЦІЯ: «ЕЛЕКТРОНІКА ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ»	37
Дослідження шумових характеристик КМОП- та ПЗЗ сенсорів зображення Дягілев Ю.П., к.т.н. Терлецький О.В.	37
Програмно-апаратний комплекс забезпечення голосування вчених рад Єршов В.В., д.ф.м.н. Буй Д.Б.	42
Використання теорії гри для оптимального вирішення проблеми під час створення та розгляду питань щодо якості та собівартості приладів Ксенофонтова А.А., д.т.н. Мельник І.В.	46
Система автоматичного моніторингу параметрів приміщення Майкут С.О., Перевертайло В.В., к.т.н. Артюхов В.Г.	50
Світлодіодна інформаційна панель Пузь Б.Ю., с.в. Недашківська Л.М.	54
Преобразование формата телевизионного изображения Сотула О.П., к.т.н. Терлецький А.В.	57
СЕКЦІЯ: «ЕЛЕКТРОНІКА ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ»	62
Аппаратная реализация средств обеспечения безопасности локальных вычислительных сетей Каут М.С., доц. к.т.н. Терлецький А.В.	62
Апаратна обробка рентгенотелевізійних зображень в системах дефектоскопічного контролю якості виробів Козлюк М.І., доц. к.т.н. Терлецький О.В.	69

Модулювання часу запалення розряду в імпульсній тріодній гарматі високовольтного тліючого розряду Андріянов В.Ю., д.т.н. Мельник І.В.....	79
Моделирование транспортировки короткофокусных электронных пучков из низкого в высокий вакуум Бигун О.В., д.т.н. Мельник И.В.	83
Лазерний маніпулятор для систем відображення і обробки інформації Бурима О.О., д.т.н. проф. Писаренко Л.Д., к.т.н. Жовнір М.Ф.....	89
Безпроводний датчик магнітного поля на ПАХ Гайдамака В.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.	94
От фотоники к нанофотонике и наноплазмонике. хроника развития Горбенко А.А., к.т.н. Кузьмичев А.И.....	98
Акустoeлектронний перетворювач лінійних та кутових переміщень Дербанов Є.П., Коротков М.І., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.....	103
Система енергозабезпечення на ефекті Пельт'є Дранговський Є.В., Бевза О.М.	108
Радіосенсори на поверхневих акустичних хвилях Зайцев М.С., Бурима О.О., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.....	112
Твердотільні підсилювачі с-діапазону Ігнатюк А.В., к.т.н. доц. Кобак М.М.	116
Пристрій для заряду електронних мобільних засобів Казьмірук Г.С., д.т.н. Денбновецький С.В.....	122
Широкополосные аттенюаторы для монолитных интегральных схем СВЧ диапазона Олейник М. В., к.т.н. доц. Кобак М.М.....	128
Системи резервного живлення для мобільних пристроїв Поздняков Д.С., Бевза О.М.	133
Конвольвери на поверхневих акустичних хвилях Скочок Д.В., к.т.н., с.н.с. Жовнір М.Ф.....	139