

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ХІЛЬЧУК МИКОЛА ОЛЕКСАНДРОВИЧ

621.38

ДИСЕРТАЦІЯ

**ФУНКЦІОНАЛЬНЕ ІНТЕГРУВАННЯ В СИГНАЛЬНИХ
ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ФОТОВОЛЬТАЇЧНИХ СЕНСОРНИХ
ПРИСТРОЇВ З ОПТИЧНОЮ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЄЮ**

172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

17 «Електроніка, автоматизація та електронні комунікації»
(галузь знань)

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ / Хільчук Микола Олександрович /

Науковий керівник

Голяка Роман Любомирович, д.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

ЛЬВІВ – 2023

АНОТАЦІЯ

Хільчук М. О. Функціональне інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка. – Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2023.

З розвитком інформаційних технологій, зокрема в концепції Інтернету речей, вимоги до сенсорної електроніки суттєво підвищуються. Критичними параметрами сигнальних трактів сучасних сенсорів стають мініатюрність, можливість стабільного функціонування при низьковольтних малопотужних джерелах живлення, здатність до програмного реконфігурування та мультифункціональність. В сенсорній електроніці та електронних комунікаціях сформувалося поняття сигнального аналогового фронт-енду AFE (Analog Front-End) пристроїв Інтернету речей.

В дисертаційній роботі розв'язано науково-практичне завдання розширення функціональності та підвищення ефективності функціонування фотоелектронних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією, що передбачає структурно-схемний синтез та параметричний аналіз базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Front-end). Такі сенсорні пристрої відповідають критеріям сумісності з фотовольтаїчними колами живлення та керування; мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування, програмованого конфігурування та керування, мультифункціональності та реалізації в базисі систем на кристалі.

Основною відмінністю розглянутих в дисертаційній роботі засобів сигнального перетворення є функціональне інтегрування кіл фотоперетворювачів у відповідності до концепції злиття даних (Data Fusion). Іншими, спорідненими, термінами цієї концепції є злиття даних в сенсорних

пристроях (Sensor Data Fusion), чи в більш короткому формулюванні - злиття сенсорів (Sensor Fusion). В контексті дисертаційної роботи таке функціональне інтегрування передбачає використання єдиного фотоперетворювача, зокрема фотовольтаїчної панелі в поєднанні з відповідними мультифункціональними сигнальними перетворювачами, для реалізації декількох функцій – фотоосенсорики, фотовольтаїчного живлення та оптичної телекомунікації.

Метою дисертаційної роботи є розширення функціональності та підвищення ефективності сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією.

Об'єктом дослідження є процес сигнального перетворення та функціонального інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією.

Предметом дослідження є моделі, методи, алгоритми та структури сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв.

В процесі досліджень використано методи теорії електронних кіл, сигнального перетворення, імітаційного моделювання та об'єктно-орієнтованого програмування. Для підтвердження теоретичних результатів застосовано експериментальні методи досліджень.

В першому розділі «Тематика досліджень та огляд літератури» розглянуті тенденції розвитку методів та засобів сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях бездротових мереж WSN (Wireless Sensor Network) в концепції Інтернету Речей. З точки зору інфокомунікаційних систем такі пристрої називають сенсорними вузлами (Sensor Node) і визначаються поняттями «Розумних сенсорів» (Smart Sensor) з електронною комунікацією у відповідності до технологій безпроводного оптичного зв'язку (Optical Telecommunication). «Розумні сенсори» набувають все більшої популярності в поєднанні з технологією безпроводного зв'язку 5G. Можливості комунікації фотовольтаїчних сенсорних пристроїв за допомогою технології 5G між собою дозволяють створити інтелектуальну сенсорну мережу для отримання великих обсягів даних та їх обробки.

Показано, що в основі завдання з покращення параметричної оптимізації сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією лежить протиріччя щодо вимог до фотоперетворювачів фотовольтаїчних кіл живлення та перетворювачів оптичних трактів формування інформативних сигналів. З одного боку, фотофольтаїчні панелі та контролери живлення є принципово колами постійного струму з незначними низькочастотними коливаннями кіл зворотного зв'язку стабілізаторів напруги живлення. А з протилежного - кола формування сигналів оптичного зв'язку та інформативних сигналів сенсорики потребують відповідних динамічних характеристик, селективності, завадостійкості, лінійності функції перетворення тощо. На основі аналізу сучасного стану розвитку вбудованих системи змішаного сигнального перетворення, програмованих систем на кристалі та конверторів фотовольтаїчного живлення сформульовані задачі дисертаційних досліджень.

У другому розділі «Функціональне інтегрування, енергоефективність та SPICE моделі компонентів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв» розглянуто принцип функціонального інтегрування в фотоелектронних сенсорах, проведена оптимізація режимів фотовольтаїчного живлення та режимів живлення сигнальних перетворювачів, розроблені SPICE моделі ефективності перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення, первинного перетворювача фотодіодного типу та компонентів сигнального тракту. Сформульовано принцип функціонального інтегрування LCPS (Light Communication & Powering & Sensing), що поєднує сигнальні перетворювачі фотосенсорики, фотовольтаїчного живлення та оптичного зв'язку.

Основними компонентами LCPS пристроїв є засоби: збору енергії (Energy harvesting) оптичного випромінювання, зокрема з використанням фотовольтаїчних панелей; конвертування енергії оптичного випромінювання в електричний струм джерела живлення електронної схеми (Energy conversion); селекції (Signal selection) та конвертування (Signal conversion) сигналів у відповідності до алгоритму керування; оптичної сенсорики, яка

реалізує первинне перетворення «світловий потік - електричний струм» (Primary sensor); сенсорного «фронт-енду», який реалізує вторинне перетворення сигналів у відповідності до вимог енергоефективної схемотехніки (Sensor Front-end); керування сенсорним пристроєм у відповідності до вимог вбудованих програмованих систем на кристалі (Control system); формування візуального образу інформативного сигналу технологіями LCD чи e-Ink (Image formation).

В розвиток методу трекінгу (відслідковування) точки максимальної енергії MPPT (Maximum Power Point Tracking) проведено аналіз втрат перетворення потужності фотовольтаїчного джерела живлення на робочу точку оптимального відбору енергії. Проведення такого аналізу забезпечує можливість підвищити ефективність фотовольтаїчного живлення з врахуванням втрат в DC-DC конвертерах понижувального чи підвищувального типів.

Показано, що основною проблемою сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв є значний паразитний вплив стороннього (неінформативного) оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Так, інтенсивність випромінювання сторонніх джерел світла (сонця, ламп освітлення тощо) у сотні раз перевищує корисну складову зміни оптичного сигналу від активного середовища, спектральна характеристика якого несе інформацію про досліджувану хімічну чи біохімічну речовину. Типове вирішення вказаної проблеми шляхом «затемнення» сторонніх джерел світла протирічить вимозі до «відкритості» активного середовища, яке передбачає ефективну взаємодію цього середовища з оточенням. Малоєфективним є вирішення проблеми на оптичних фільтрах. По-перше, ефективність спектральної селекції оптичних фільтрів не є високою, а по-друге, використання таких фільтрів обмежує інформативність корисного сигналу. Вирішення вищезгаданого завдання з покращення частотної селекції передбачає використання перетворювачів на основі гіраторів – схем конверсії реактивного імпедансу, що синтезують

реактивне навантаження індуктивного типу з використанням ємнісних компонентів.

У третьому розділі «Сигнальні перетворювачі фотоелектронних сенсорних пристроїв» проведено аналіз задач сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією, проведено параметричний аналіз перетворювачів на основі трансїмпедансних підсилювачів та гіраторів, дається порівняльний аналіз перехідних процесів в схемах підсилення та інтегрування сигналу, розроблено алгоритмічно-схемне рішення селектора керуючих імпульсів в колі фотовольтаїчного живлення.

Дано подальший розвиток сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв. Новизною цього розвитку є поєднання функцій трансїмпедансного підсилення та програмно-керованого сигнального інтегрування РТІС (Programmable Trans-Impedance Converter), що вирішує задачу підвищення швидкодії та точності процесу вимірювання. Задача вирішена у відповідності до концепції злиття даних, а основою її рішення є формування масиву результатів вимірювального перетворення при перемиканні режимів роботи РТІС з інверсією напруги на інтегруючому конденсаторі. Використовуючи цей масив та відповідні алгоритми корекції паразитних дрейфів схеми інтегрування, відділяють корисну та паразитну складові сигналу. На відміну від схеми елементарного інтегратора, відбувається модуляція вихідної напруги у всьому діапазоні напруг джерела живлення, що забезпечує підвищення роздільної здатності та точності подальшого аналого-цифрове перетворення.

Верифікація запропонованих в дисертаційній роботі рішень та апробація її результатів представлені у четвертому розділі «Реалізація та апробація сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв». Розроблено та створено макет реконфігурованої та програмно керованої платформи прототипування сигнальних перетворювачів LCPS. В склад цієї платформи входять: батареї фотовольтаїчного живлення, енергоощадний гнучкий дисплей на основі технології електронних чорнил e-Ink, набір

фотодіодів, модуль на основі PSoC 5LP, спеціалізовані вузли аналогового фронт-енду з мікропотужним споживанням та Rail-to-Rail функціонуванням, радіочастотний модуль Wi-Fi IEEE 802.11, модуль мікроконтролерів STM32 та AVR. Основним компонентом платформи є модуль на основі PSoC, в склад якого входять: вузли цифрових та аналогових систем, вузли мікропроцесора, матриці енергозалежної та енергонезалежної пам'яті, системні ресурси, а також вузли програмування та керування енергоспоживанням.

З метою розширення функціональності фотоелектронних сенсорних пристроїв розроблено та апробовано сигнальний перетворювач PIT (Programmable Impedance Transducer), в якому синтезуються програмовані вузькосмуговий NBT (Narrow Band Transducer) та широкосмуговий WBT (Wide Band Transducer) сигнальні тракти трансїмпедансного типу. Вузькосмуговими трактами забезпечуються вимоги частотної селективності інформативного сигналу, а відтак, високої завадостійкості. Широкосмуговими трактами забезпечуються висока лінійність перетворення в широкій смузі частот, що вирішує такі задачі, як дослідження спектральних характеристик досліджуваних речовин, калібрування сенсорів чи інтегрування в такі сенсори інтелектуальних функцій самодіагностики.

З метою підвищення роздільної здатності та точності аналого-цифрового перетворення розроблено та апробовано фронт-енд змішаного сигнального перетворення PTIC (Programmable Trans-Impedance Converter), що поєднує функції трансїмпедансного підсилення та програмно керованого інтегрування. У відповідності до концепції злиття даних (Data Fusion) забезпечується формування масиву результатів вимірювального перетворення при перемиканні режимів роботи PTIC з інверсією напруги на інтегруючому конденсаторі. Використовуючи цей масив та відповідні алгоритми корекції паразитних дрейфів схеми інтегрування, відділяють корисну та паразитну складові сигналу. На відміну від схеми елементарного інтегратора, відбувається модуляція вихідної напруги у всьому діапазоні напруг джерела живлення, що забезпечує підвищення роздільної здатності та точності

подальшого аналого-цифрове перетворення

Висновки до дисертації включають узагальнені результати дослідження та рекомендації щодо їх практичного застосування. Теоретичне значення роботи полягає в тому, що її результати дають змогу підвищити ефективність сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією.

Наукові та практичні результати проведених досліджень використані в навчальному процесі кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій Національного університету «Львівська політехніка», зокрема в ході модернізації курсу лекцій з дисциплін «Вимірювальні перетворювачі в біомедичній інженерії», «Електроніка Інтернету речей» та «Технології Інтернету речей».

Ключові слова: фотоелектронний сенсорний пристрій, сигнальний перетворювач, вбудовані система, програмована система на кристалі

Список публікацій здобувача:

Наукові праці, у яких опубліковані основні результати дисертації

1. Gryhoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Helzhynskyy, Roman Holyaka, Mykola Khilchuk, Tetyana Marusenkova. Embedded system for supply voltage converter of organic lightemitting diode with extended functionality // - Przegląd elektrotechniczny. – 2021. No. 12. - PP. 68-72. doi:10.15199/48.2021.12.11. http://pe.org.pl/abstract_pl.php?nid=12792&lang=1 (Scopus)
2. Роман Голяка, Микола Хільчук, Ольга Шпур. Сигнальні перетворювачі сенсорних пристроїв із функціональним поєднанням фотовольтаїчного живлення та оптичного зв'язку // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія. – 2023, Випуск 3, Номер 1: 132-145. <https://doi.org/10.23939/ict2023.01.132>
3. Г.І. Барило, І.І. Гельжинський, Р.Л. Голяка, Т.А. Марусенкова, М.О. Хільчук. Вбудована система конвертера напруги живлення органічних

світлодіодів // Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2021 (295). – С. 151-155. <http://journals.khnu.km.ua/vestnik/wp-content/uploads/2021/06/VKNU-TS-2021-N2-295.pdf>

4. Барило Г.І., Гельжинський І.І., Марусенкова Т.А., Кривенчук Ю.П., Хільчук М.О., Голяка Р.Л., Оксана Бойко. Апаратно-програмна вбудована система частотної селекції сигналу на основі гіратора // Вимірювальна техніка та метрологія. Вип. 82, №1, 2021. - С. 37-42. <https://doi.org/10.23939/istcmtm2021.01.037>

5. Grygoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Gelzynskyy, Roman Holyaka, Zenon Hotra, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Magdalena Michalska. Hardware and software means for electronic components and sensors research // IAPGOŚ Informatyka, Automatyka, Pomiaru W Gospodarce I Ochronie Środowiska – 2020. -No. 10(1). – PP. 66-71. <http://doi.org/10.35784/iargos.1513> (журнал EU)

6. Голяка Р. Л., Марусенкова Т. А., Хільчук М. О. Пристрої та моделі магнітного трекінгу для систем доповненої реальності // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія (Information and communication technologies, electronic engineering). Том 1. № 2 – 2021. <http://ictee.arleons.com/?journal=ictee&page=issue&op=view&path%5B%5D=ictee-1-2&path%5B%5D=ictee-1-2-21-st9>

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації

1. Roman Holyaka, Grygoriy Barylo, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Oksana Boyko. Programmable Mixed Signal Front-End for Sensor Applications // IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). - Lviv. - 2022. DOI: 10.1109/TCSET55632.2022.9766863. (*Scopus*)

2. Grygoriy I. Barylo, Oksana V. Boyko, Ihor I. Gelzynskyy, Roman L. Holyaka, Zenon Y. Hotra, Oleksandra Z. Hotra, Tetyana A. Marusenkova, and Mykola O. Khilchuk. Software complex for optoelectronic-electronic components and sensors research. Proc. SPIE 12126, Fifteenth International Conference on Correlation

Optics, 121262K (20 December 2021). <https://doi.org/10.1117/12.2617390>
(Scopus)

3. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М. О. Програмований аналоговий фронт-енд сенсорних мереж в концепції злиття даних // XII Міжнародна науково-технічна конференція “Інформаційно-комп’ютерні технології – 2021 (ІКТ-2021)” 01-03 квітня 2021 р. м. Житомир. Тези конференції. С. 103-104

4. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М.О. Фронт-енд сенсорних пристроїв Інтернету Речей на основі програмованих систем // Розвиток наукової думки постіндустріального суспільства: сучасний дискурс: матеріали міжнародної наукової конференції (Т. 2), 13 листопада, 2020 рік. Миколаїв, Україна: МЦНД. ISBN 978-617-7171-46-0.
<https://doi.org/10.36074/13.11.2020.v2.04>

ABSTRACT

Khilchuk M. O. Functional integration in signal converters of photovoltaic sensor devices with optical telecommunication. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Philosophy in specialty 172 – Telecommunications and radio engineering. - Lviv Polytechnic National University of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2023.

With the development of information technologies, in particular in the concept of the Internet of Things, the requirements for sensor electronics are increasing significantly. The critical parameters of the signal paths of modern sensors are miniaturization, the possibility of stable operation with low-voltage, low-power power sources, the ability to program reconfiguration, and multi-functionality. In sensor electronics and electronic communications, the concept of signal analog front-end AFE (Analog Front-End) of Internet of Things devices.

In the dissertation work, the scientific and practical task of expanding the functionality and increasing the efficiency of the operation of photoelectronic sensor

devices with optical telecommunication is solved, which involves the structural and schematic synthesis and parametric analysis of the basic nodes of the front-end of the mixed signal conversion (Mixed Signal Fron-end). Such sensor devices meet the criteria for compatibility with photovoltaic power and control circuits; micropower consumption and Rail-to-Rail operation, programmable configuration and control, multi-functionality and implementation in the basis of systems on a crystal.

The main difference between the signal conversion tools considered in the dissertation is the functional integration of photoconverter circuits in accordance with the concept of data fusion (Data Fusion). Other, related, terms of this concept are data fusion in sensor devices (Sensor Data Fusion), or in a shorter wording of -fusion of sensors (Sensor Fusion). In the context of the dissertation work, such functional integration involves the use of a single photoconverter, in particular, a photovoltaic panel in combination with the corresponding multifunctional signal converters, for the implementation of several functions - photosensory , photovoltaic power supply and optical telecommunication.

The aim of the dissertation work is to expand the functionality and increase the efficiency of signal conversion in photoelectronic sensor devices with optical telecommunications.

The object of research is the process of signal conversion and functional integration in signal converters of photovoltaic sensor devices with optical telecommunications.

The subject of research are models, methods, algorithms and structures of signal converters of photoelectronic sensor devices.

In the process of research, the methods of the theory of electronic circuits, signal transformation, simulation modeling and object-oriented programming were used. Experimental research methods were used to confirm the theoretical results.

In the first chapter "Research topics and literature review" trends in the development of methods and means of signal conversion in photoelectronic sensor devices of wireless networks WSN (Wireless Sensor Network) in the concept of

the Internet of Things. From the point of view of information communication systems, such devices are called sensor nodes (Sensor Node) and are defined by the concepts of "Smart sensors" (Smart Sensor) with electronic communication in accordance with wireless optical communication technologies (Optical Telecommunications). "Smart sensors" are gaining more and more popularity in combination with 5G wireless communication technology. The communication capabilities of photovoltaic sensor devices using 5G technology allow to create an intelligent sensor network for obtaining and processing large amounts of data.

It is shown that the basis of the task of improving the parametric optimization of signal converters of photovoltaic sensor devices with optical telecommunication lies in the contradiction regarding the requirements for photoconverters of photovoltaic power circuits and converters of optical paths for the formation of informative signals. On the one hand, photovoltaic panels and power controllers are essentially DC circuits with minor low-frequency oscillations of the feedback circuits of the power voltage stabilizers. And from the opposite -circle, the formation of optical communication signals and informative signals of sensors require appropriate dynamic characteristics, selectivity, immunity, linearity of the conversion function, etc. Based on the analysis of the current state of development of embedded systems of mixed signal conversion, programmable systems on a crystal and photovoltaic power converters , the tasks of dissertation research are formulated .

In the second chapter " Functional integration, energy efficiency and SPICE models of components of photovoltaic sensor devices" the principle of functional integration in photoelectronic sensors is considered, optimization of photovoltaic power modes and power modes of signal converters is carried out, SPICE models of energy conversion efficiency of photovoltaic power source, primary photodiode-type converter and signal path components. The principle of functional integration of LCPS (Light Communication & Powering & Sensing), combining signal converters of photosensors , photovoltaic power and optical communication.

The main components of LCPS devices are means of: energy collection (

Energy harvesting) of optical radiation, in particular with the use of photovoltaic panels; converting the energy of optical radiation into electric current of the power source of the electronic circuit (Energy conversion); selection (Signal selection) and converting (Signal conversion) of signals in accordance with the control algorithm; of optical sensors , which implements the primary transformation "light flow -electric current" (Primary sensor); sensor "front- end ", which implements the secondary conversion of signals in accordance with the requirements of energy-efficient circuitry (Sensor Front-end); control of the sensor device in accordance with the requirements of built-in programmable systems on the crystal (Control system); formation of a visual image of an informative signal by LCD or e- Ink technologies (Image formation).

In the development of the method of tracking the point of maximum energy MPPT (Maximum Power Point Tracking) an analysis of power conversion losses of the photovoltaic power source to the operating point of optimal energy selection was carried out. Carrying out such an analysis provides an opportunity to increase the efficiency of photovoltaic power, taking into account losses in DC-DC converters of step-down or step-up types.

It is shown that the main problem of signal conversion of photoelectronic sensor devices is the significant parasitic influence of extraneous (non-informative) optical radiation and electromagnetic interference. Thus, the radiation intensity of extraneous light sources (the sun, light bulbs, etc.) is hundreds of times higher than the useful component of the change in the optical signal from the active medium, the spectral characteristic of which carries information about the investigated chemical or biochemical substance. A typical solution to the specified problem by "darkening" external light sources contradicts the requirement for "openness" of the active environment, which involves effective interaction of this environment with the environment. Solving the problem using optical filters is ineffective. Firstly, the efficiency of spectral selection of optical filters is not high, and secondly, the use of such filters limits the informativeness of the useful signal. Solving the above-mentioned task of improving frequency selection involves the use of converters

based on gyrators - reactive impedance conversion schemes that synthesize an inductive reactive load using capacitive components.

In the third chapter "Signal converters of photoelectronic sensor devices", an analysis of the problems of signal conversion in photoelectronic sensor devices with optical telecommunication is carried out, a parametric analysis of converters based on transimpedance amplifiers and gyrators is carried out, a comparative analysis of transient processes in signal amplification and integration circuits is given, an algorithmic schematic solution of the control pulse selector in the photovoltaic power supply circuit.

The further development of signal converters of photoelectronic sensor devices is given. The novelty of this development is the combination of functions of transimpedance amplification and program-controlled signal integration PTIC (Programmable Trans-Impedance Converter), which solves the problem of increasing the speed and accuracy of the measurement process. The problem is solved in accordance with the concept of data fusion, and the basis of its solution is the formation of an array of measurement transformation results when switching PTIC operating modes with voltage inversion on the integrating capacitor. Using this array and corresponding algorithms for the correction of parasitic drifts of the integration scheme, the useful and parasitic components of the signal are separated. In contrast to the elementary integrator circuit, the output voltage is modulated in the entire voltage range of the power source, which provides an increase in the resolution and accuracy of the subsequent analog-to-digital conversion.

Verification of the solutions proposed in the dissertation and testing of its results are presented in the fourth chapter "Implementation and testing of signal converters of photovoltaic sensor devices". A reconfigurable and software-controlled prototyping platform for LCPS signal converters was designed and prototyped. This platform includes: photovoltaic power batteries, an energy-saving flexible display based on e-Ink electronic ink technology, a set of photodiodes, a module based on PSoC 5LP, specialized analog front-end nodes with micro-power consumption and Rail-to-Rail operation, a radio frequency module Wi-Fi IEEE

802.11, STM32 and AVR microcontroller module. The main component of the platform is a module based on PSoC , which includes: nodes of digital and analog systems, microprocessor nodes, matrices of volatile and non-volatile memory, system resources, as well as nodes of programming and power consumption management.

In order to expand the functionality of photoelectronic sensor devices, a signal converter PIT (Programmable Impedance Transducer), in which programmable narrowband NBT (Narrow Band Transducer) and broadband WBT (Wide Band Transducer) signal paths of the transimpedance type. Narrowband paths meet the requirements of frequency selectivity of the informative signal, and therefore, high immunity. Broadband paths provide high linearity of conversion in a wide frequency band, which solves such tasks as researching the spectral characteristics of the substances under investigation, calibrating sensors, or integrating intelligent self-diagnostic functions into such sensors.

In order to increase the resolution and accuracy of analog-to-digital conversion, the front- end of mixed signal conversion PTIC (Programmable Trans-Impedance Convertor), which combines the functions of transimpedance amplification and software-controlled integration. In accordance with the concept of data fusion (Data Fussion) provides the formation of an array of measurement transformation results when switching PTIC operating modes with voltage inversion on the integrating capacitor. Using this array and corresponding algorithms for the correction of parasitic drifts of the integration scheme, the useful and parasitic components of the signal are separated. In contrast to the scheme of an elementary integrator, the output voltage is modulated in the entire voltage range of the power source, which provides an increase in the resolution and accuracy of the subsequent analog-to-digital conversion

Conclusions to the dissertation include generalized research results and recommendations for their practical application. The theoretical significance of the work is that its results make it possible to increase the efficiency of signal conversion in photoelectronic sensor devices with optical telecommunications.

The scientific and practical results of the conducted research were used in the educational process of the department of electronic means of information and computer technologies of the National University "Lviv Polytechnic", in particular during the modernization of the course of lectures on the disciplines "Measuring transducers in biomedical engineering", "Electronics of the Internet of Things" and "Technologies Internet of Things".

Keywords : photoelectronic sensor device, signal converter, embedded system, programmable system on a crystal

List of publications of the acquirer:

Scientific works in which the main results of the dissertation are published

1. Gryhoriy Barylo , Oksana Boyko , Ihor Helzhynskyy , Roman Holyaka , Mykola Khilchuk , Tetyana Marusenkova . Embedded system for supply voltage converter of organic light-emitting diode with extended functionality //- Przegląd elektrotechniczny _ – 2021. No. 12. -PP. 68-72. doi:10.15199/48.2021.12.11. http://pe.org.pl/abstract_pl.php?nid=12792&lang=1 (*Scopus*)
2. Roman Golyaka, Mykola Khilchuk , Olga Shpur. Signal converters of sensor devices with a functional combination of photovoltaic power and optical communication // Information and communication technologies and electronic engineering. – 2023, Issue 3, Number 1: 132-145. <https://doi.org/10.23939/ictee2023.01.132>
3. G.I. Barylo, I.I. Gelzhynskyy , R.L. Goliaka, T.A. Marusenkova , M.O. Khilchuk . Built-in converter system voltage feeding organic LEDs // Visnyk Khmelnytskyi national of the University , No. 2, 2021 (295). - C. _ 151-155 . http://journals.khnu_km.ua/vestnik/wp-content/uploads/2021/06/VKNU-TS-2021-N2-295.pdf
4. Barilo G.I., Gelzhynskyy I.I., Marusenkova T.A., Krivenchuk Y.P., Khilchuk M.O., Golyaka R.L., Oksana Boyko. Hardware and software built-in frequency

- system signal selection based on gyrator // Measuring technique and metrology . issue _ 82, No. 1, 2021. -P. 37-42. <https://doi.org/10.23939/istcmtm2021.01.037>
5. Grygoriy Barylo , Oksana Boyko , Ihor Gelzynskyy , Roman Holyaka , Zenon Hotra , Tetyana Marusenkova , Mykola Khilchuk, Magdalena Michalska _ Hardware and software means for electronic components and sensors research // IAPGOŚ Informatyka , Automatyka , Pomiar y W Gospodarce I Ochronie Środowiska – -2020. No. 10(1). - PP. 66-71. <http://doi.org/10.35784/iapgos.1513> (*EU magazine*)
6. Golyaka R. L., Marusenkova T. A., Khilchuk M. O. Devices and models of magnetic tracking for augmented reality systems // Information communication technologies and electronic engineering (Information and communication technologies , electronics engineering). Volume 1. No. 2 - 2021 . <http://ictee.arleons.com/?journal=ictee&page=issue&op=view&path%5B%5D=ictee-1-2&path%5B%5D=ictee-1-2-21-st9>

Scientific works certifying the approval of the dissertation materials

1. Roman Holyaka , Grygoriy Barylo , Tetyana Marusenkova , Mykola Khilchuk, Oksana Boyko . Programmable Mixed Signal Front-End for Sensor Applications // IEEE 16th International Conference the Advanced Trends in Radioelectronics , Telecommunications and Computer Engineering (TCSET).- Lviv . -2022. DOI: 10.1109/TCSET55632.2022.9766863. (*Scopus*)
2. Grygoriy I. _ Barylo , Oksana V. _ Boyko , Ihor I. _ Gelzynskyy , Roman L. _ Holyaka , Zenon Y. _ Hotra , Oleksandra Z. _ Hotra , Tetyana A. _ Marusenkova , and Mykola O. _ Khilchuk . Software complex for optoelectronic-electronic components and sensors research. Proc. SPIE 12126, Fifteenth International Conference on Correlation Optics, 121262K (20 December 2021). <https://doi.org/10.1117/12.2617390> (*Scopus*)
3. Golyaka R.L., Marusenkova T.A., Khilchuk M.O. Programmable analog front - end of sensor networks in the concept of data fusion // XII International Scientific

and Technical Conference "Information and Computer Technologies - 2021 (ICT-2021)" April 01-03, 2021, Zhytomyr. Abstracts of the conference. P. 103-104

4 . Goliaka R.L., Marusenkova T.A., Khilchuk M.O. Front- end sensor devices of the Internet of Things based on programmable systems // Development of scientific thought of the post-industrial society: modern discourse: materials of the international scientific conference (Vol. 2), November 13, 2020. Mykolaiv, Ukraine: MCND. ISBN 978-617-7171-46-0. <https://doi.org/10.36074/13.11.2020.v2.04>

ЗМІСТ

ВСТУП	23
РОЗДІЛ 1. ТЕМАТИКА ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ.....	30
1.1. Тематика досліджень дисертаційної роботи.....	30
1.2. Сигнальні перетворювачі фотоелектронних сенсорів.....	40
1.3. Системи змішаного сигнального перетворення.....	50
1.4. Фотовольтаїчне живлення та DC-DC конвертери.....	57
1.5. Висновки до розділу 1.....	64
РОЗДІЛ 2. ФУНКЦІОНАЛЬНЕ ІНТЕГРУВАННЯ, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ТА SPICE МОДЕЛІ КОМПОНЕНТІВ ФОТОВОЛЬТАЇЧНИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ.....	66
2.1. Принцип функціонального інтегрування в фотоелектронних сенсорах.....	66
2.2. Оптимізація режимів фотовольтаїчного живлення.....	70
2.3. Оптимізація режимів живлення сигнальних перетворювачів.....	75
2.4. SPICE модель ефективності перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення.....	87
2.5. SPICE модель первинного перетворювача фотодіодного типу.....	91
2.6. SPICE моделі компонентів сигнального тракту.....	98
2.7. Висновки до розділу 2.....	102
РОЗДІЛ 3. СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ФОТООЛЕКТРОННИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ.....	104
3.1. Аналіз задач сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією.....	104
3.2. Аналіз задачі селекції сигналів у фотоприймачах.....	106
3.3. Параметричний аналіз перетворювачів на основі трансімпедансних підсилювачів.....	111
3.4. Параметричний аналіз перетворювачів на основі гіраторів.....	115
3.5. Порівняльний параметричний аналіз перехідних процесів в схемах підсилення та інтегрування сигналу.....	121
3.6. Селектори керуючих імпульсів в колі фотовольтаїчного живлення.....	133
3.7. Висновки до розділу 3.....	137
РОЗДІЛ 4. РЕАЛІЗАЦІЯ ТА АПРОБАЦІЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФОТОВОЛЬТАЇЧНИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ.....	139

4.1. Платформа прототипування LCPS пристроїв	139
4.2. Сигнальний перетворювач з керованою функціональністю.....	146
4.3. Сигнальний перетворювач з програмно-керованим інтегруванням...	155
4.4. Висновки до розділу 4.....	163
ВИСНОВКИ	165
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	169
ДОДАТОК А. Акт впровадження.....	194
ДОДАТОК Б . Програмний код.....	195
ДОДАТОК В. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	200

ПЕРЕЛІКУМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- WSN - Wireless Sensor Network, бездротова сенсорна мережа.
- OWC - Optical Wireless Communications, оптичні бездротові комунікації.
- FSO – Free Space Optical communication, технологія оптики вільного простору.
- FOC - Fiber Optic Communication. волокно-оптичний зв'язок.
- VLC - Visible Light Communication, технологія зв'язку в видимому діапазоні.
- Li-Fi - Light Fidelity, швидка бездротова система комунікації, що є оптичною версією Wi-Fi.
- LAN – Локальна безпроводна мережа.
- PAN – Персональна безпроводна мережа.
- DFQ - Dynamic Fluorescence Quenching, динамічне гасіння флуоресценції.
- LDO - Luminescence Dissolved Oxygen, люмінесценція розчиненого кисню.
- АЦП – Аналого-цифровий перетворювач.
- WPT - Wireless Power Transfer, бездротова передача енергії.
- NFC - Near Field Communications, комунікація ближнього поля.
- LEH - Light Energy Harvesting, збір енергії світлового випромінювання.
- TIA - Transimpedance Amplifier, трансімпедансний підсилювач.
- FT - Front Transducer, фронтальний перетворювач.
- A & SD - Amplifier and Synchro-Detector, підсилювач і синхродетектор.
- ADC - Analog to Digital Converter, аналого-цифровий перетворювач.
- MC – Microcontroller, мікроконтролер.
- АЧХ - Амплітудно-частотна характеристика
- ФЧХ - Фазово-частотна характеристика
- SPICE - Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, симулятор електронних схем загального призначення з відкритим початковим кодом.
- AFE – Analog Front-End, аналоговий фронт-енд пристроїв.
- AMS - Reconfigurable Analog/Mixed Signal, реконфігурований аналоговий/змішаний сигнал.
- FPAА - Field-Programmable Analog Arrays, програмовані аналогові масиви.
- PANDA - Programmable ANalog Device Array, програмований масив

аналогових пристроїв.

SoC - System-on-Chip, система на чіпі.

IP - Internet Protocol, інтернет протокол.

ФАПЧ - фазове автопідлаштування частоти.

УЦБ, UDB – Універсальні цифрові блоки.

PWM - Pulse Width Modulator, широтно-імпульсна модуляція.

PGA – Programmable gain amplifier, програмований трансімпедансний підсилювач.

PV – Фотовольтаїка.

MPPT - Maximum power point tracking, метод відслідковування точки максимальної потужності.

LCPS - Light Communication & Powering & Sensing, концепція розширеної структури сенсорних пристроїв.

QR – Quick Response Code, матричний код з візуальним відображенням на дисплеї.

LCD - Liquid Crystal Display, рідкокристалічний дисплей.

CC - Current Controller, обмежувач струму в схемі.

DMA - Direct Memory Access, прямий доступ до пам'яті мікросхеми.

GBP - Gain Bandwidth Product, є добутком смуги пропускання підсилювача на коефіцієнт підсилення.

NR - Emission coefficient, коефіцієнт емісії.

SRP - Maximum Positive Slew Rate, максимальна позитивна швидкість наростання.

SRN - Maximum Negative Slew Rate, максимальна негативна швидкість наростання.

OER - Opto Electronic Receiver, оптоелектронний приймач.

OET - Opto Electronic Transmitter, оптоелектронний передавач.

OLED - Organic Light Emitted Diode, органічний світловипромінюючий діод.

NBT - Narrow Band Transducer, вузькодіапазонний перетворювач.

WBT - Wide Band Transducer, широкодіапазонний перетворювач.

ВСТУП

Актуальність теми. Дисертаційна робота направлена на вирішення завдання модифікації методів та засобів сигнального перетворення (Signal Processing) фотоелектронних сенсорних пристроїв бездротових мереж WSN (Wireless Sensor Network) до подальшого розвитку в концепціях Інтернету Речей IoT (Internet of Things) та Індустріального Інтернету Речей IIoT (Industrial Internet of Things). З точки зору інфокомунікаційних систем такі пристрої називають сенсорними вузлами (Sensor Node, Sensor Mote) і визначаються поняттями «Розумних сенсорів» (Smart Sensor), «Розумного пилу» (Smart Dust), «Лабораторії на чіпі» (Lab-on-Chip) з комунікацією у відповідності до технологій безпроводного оптичного зв'язку (Optical Telecommunication): OWC (Optical Wireless Communications), FSO (Free Space Optical communication), VLC (Visible Light Communication) та Li-Fi (Light Fidelity). Ці типи комунікації мають значний потенціал в локальних LAN та персональних PAN мережах IoT та IIoT.

«Розумні сенсори» набувають все більшої популярності в поєднанні з технологією безпроводного зв'язку 5G. Використання технології 5G чи комунікації фотовольтаїчних сенсорних пристроїв за допомогою технології Li-Fi дозволяє створити інтелектуальну сенсорну мережу для отримання великих обсягів даних та їх обробки.

Основною відмінністю розглянутих в дисертаційній роботі сигнальних перетворювачів є функціональне інтегрування кіл фотоперетворювачів у відповідності до концепції злиття даних (Data Fusion). Іншими, спорідненими, термінами цієї концепції є злиття даних в сенсорних пристроях (Sensor Data Fusion), чи в більш короткому формулюванні - злиття сенсорів (Sensor Fusion). В контексті дисертаційної роботи таке функціональне інтегрування передбачає використання єдиного фотоперетворювача, зокрема фотовольтаїчної панелі в поєднанні з відповідними мультифункціональними сигнальними перетворювачами, для реалізації декількох функцій – фотоосенсорики, фотовольтаїчного живлення та оптичної телекомунікації.

Аналіз недоліків щодо функціонального інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв виявляє протиріччя щодо вимог до фотоперетворювачів фотовольтаїчних кіл живлення та перетворювачів оптичного тракту формування інформативних сигналів. Так, фотовольтаїчні панелі та контролери живлення є принципово колами постійного струму з незначними низькочастотними коливаннями кіл зворотного зв'язку стабілізаторів напруги живлення. Натомість, кола формування сигналів оптичного зв'язку та інформативних сигналів сенсорники потребують відповідних динамічних характеристик, селективності, завадостійкості, лінійності функції перетворення тощо. Крім того, розроблення фотовольтаїчних сенсорних пристроїв безпроводних мереж повинно охоплювати наявні недоліки енергоефективності фотовольтаїчного живлення. Ця проблема охоплює, як задачі ефективності відбору та подальшого перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення, так і задачі ефективності використання цієї енергії в процесі формування та подальшого перетворення інформативних сигналів сенсорного пристрою.

З розвитком інформаційних технологій, зокрема в концепції IoT, вимоги до сенсорної електроніки суттєво підвищуються. Критичними параметрами сигнальних тракту сучасних сенсорів стають мініатюрність, можливість стабільного функціонування при низьковольтних малопотужних джерелах живлення, здатність до програмного реконфігурування та мультифункціональність. В сенсорній електроніці Інтернету речей сформувалося поняття аналогового фронт-енду AFE (Analog Front-End), в основі якого лежить подальший розвиток та адаптація до IoT змішаного (Mixed Signal) сигнального перетворення. Реалізація засобів такого сигнального перетворення базується на концепції програмованих систем на кристалі PSoC (Programmable System-on-Chip).

Таким чином, актуальним науково-практичним завданням є розширення функціональності та підвищення ефективності функціонування фотоелектронних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією, що

передбачає структурно-схемний синтез та параметричний аналіз базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Front-end). Такі сенсорні пристрої відповідають критеріям сумісності з фотовольтаїчними колами живлення та керування; мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування, програмованого конфігурування та керування, мультифункціональності та реалізації в базисі систем на кристалі.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційні дослідження виконувались у відповідності до наукового напрямку кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій Національного університету «Львівська політехніка», зокрема в межах держбюджетної науково-дослідної роботи (з працевлаштуванням) «Високоточні функціонально-інтегровані сенсорні пристрої для магнітної діагностики плазми в термоядерних енергоустановках» - ДБ/ВІС №0121U109618 (2021-2022).

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розширення функціональності та підвищення ефективності сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією.

Досягнення поставленої мети здійснюється розв'язанням завдань:

- аналізу підходів функціонального інтегрування та подальшого розвитку сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв на основі технологій програмованих систем на кристалі;
- оптимізації режимів фотовольтаїчного живлення та живлення сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв типу «актюатор-сенсор» в імпульсному режимі роботи;
- розроблення SPICE моделей ефективності перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення, первинних перетворювачів фотодіодного типу та компонентів сигнального тракту;

- параметричного аналізу сигнальних перетворювачів на основі трансїмпедансних підсилювачів, гіраторів та інтеграторів;
- розроблення платформи прототипування фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією та реалізація на її основі сигнальних перетворювачів мультифункціональністю та програмно-керованим інтегруванням.

Об'єктом дослідження є процес сигнального перетворення та функціонального інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією.

Предмет дослідження: моделі, методи, алгоритми та структури сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв.

Методи дослідження. В процесі досліджень використано методи теорії електронних кіл, сигнального перетворення, імітаційного моделювання та об'єктно-орієнтованого програмування. Для підтвердження теоретичних результатів застосовано експериментальні методи досліджень.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Розвинуто структурно-функціональну модель фотоелектронної сенсорики, яка відрізняється інтегрованістю функцій вимірювального сигнального перетворення, фотовольтаїчного живлення та оптичною телекомунікацією (Optical Telecommunication), що дає змогу створити нове покоління фотовольтаїчних сенсорних пристроїв LCPS (Light Communication & Powering & Sensing) в технологіях OWC (Optical Wireless Communications), FSO (Free Space Optical communication), VLC (Visible Light Communication) та Li-Fi (Light Fidelity).

2. Розвинуто метод трекінгу (відслідковування) точки максимальної енергії MPPT (Maximum Power Point Tracking), яка відрізняється врахуванням втрат перетворення потужності в DC-DC конвертерах напруги, що дає змогу підвищити коефіцієнт корисної дії фотовольтаїчного джерела живлення.

3. Розвинуто метод сигнального перетворення, який відрізняється поєднанням функцій широкосмугового WBT (Wide Band Transducer) та

вузькосмугового NBT (Narrow Band Transducer) трансімпедансного перетворення, що дає змогу розширити функціональність та підвищити точність функціонування фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Fron-end) фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією.

4. Вперше розроблено метод сигнального перетворення у відповідності з концепцією злиття даних (Data Fussion), який поєднує функції трансімпедансного підсилення та програмно керованого інтегрування з модуляцією вихідної напруги у всьому діапазоні напруг джерела живлення, що забезпечується підвищенням роздільної здатності та точності вимірювального перетворення.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що:

1. Розроблено імітаційні математичні SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) макромоделі з розширеною функціональністю аналізу процесів сигнального перетворення та перетворення енергії фотовольтаїчних джерел, що дає змогу проводити структурно-параметричну оптимізацію функціонально інтегрованих фотоелектронних сенсорних пристроїв з фотовольтаїчним живленням та оптичною телекомунікацією. Зокрема реалізація в імітаційній SPICE моделі запропонованого методу відслідковування точки максимальної енергії MPPT в DC-DC конвертерах напруги, дало змогу підвищити коефіцієнт корисної дії фотовольтаїчного джерела живлення на 1.5%.

2. Розроблено алгоритми структурно-схемного синтезу та параметричного аналізу базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Fron-end) фотоелектронних сенсорних пристроїв, що відповідають критеріям сумісності з фотовольтаїчними колами живлення та керування, мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування, програмованого конфігурування та керування, мультифункціональності та реалізації в базисі систем на кристалі.

3. Розроблено макет реконфігурованої та програмно керованої платформи прототипування сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних

пристроїв з оптичною телекомунікацією, в склад якої входять батареї фотовольтаїчного живлення, набір фотодіодів, енергоощадний гнучкий дисплей на основі технології електронних чорнил e-Ink, модуль на основі програмованої системи на кристалі PSoC 5LP, спеціалізовані вузли фронт-енду змішаного сигнального перетворення з Rail-to-Rail функціонуванням та радіочастотний модуль Wi-Fi IEEE 802.11.

4.3 метою розширення функціональності фотоелектронних сенсорних пристроїв розроблено та апробовано сигнальний перетворювач PИТ (Programmable Impedance Transducer), в якому синтезуються програмовані вузькосмуговий NBT (Narrow Band Transducer) та широкосмуговий WBT (Wide Band Transducer) сигнальні тракти трансїмпедансного типу.

5. Розроблено та апробовано фронт-енд змішаного сигнального перетворення PТИС (Programmable Trans-Impedance Converter), що поєднує функції трансїмпедансного підсилення та програмно керованого інтегрування, що дало змогу підвищити точність аналого-цифрового перетворення від 2 - 17% для поліпшення якості сигналу та адаптації до вимог конкретної системи або пристрою.

Наукові та практичні результати проведених досліджень використані в навчальному процесі кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій Національного університету «Львівська політехніка», зокрема в ході модернізації курсу лекцій з дисциплін «Вимірювальні перетворювачі в біомедичній інженерії», «Електроніка Інтернету речей» та «Технології Інтернету речей».

Особистий внесок здобувача. Основні наукові результати дисертаційної роботи отримано автором самостійно. У працях, опублікованих у співавторстві, внесок здобувача є вирішальним, зокрема, автору належать (нумерація згідно додатку В): [1] - розробка вбудованої системи перетворювача напруги живлення органічного світлодіода з розширеною функціональністю, [2] – розробка та апробація апаратно-програмних засобів дослідження електронних компонентів і сенсорів, [3] – реалізація апаратно-

програмної вбудованої системи частотної селекції сигналу на основі гіратора, [4] – розробка вбудованої системи конвертера напруги живлення органічних світлодіодів, [5] – апробація та модифікація апаратно-програмних засобів для дослідження фотовольтаїчних пристроїв та сенсорів, [6] – концепція сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв із функціональним поєднанням фотовольтаїчного живлення та оптичного зв'язку.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати і положення дисертації представлені, доповідались та обговорені на міжнародних та державних конференціях: IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET, Lviv, 2022); Proc. SPIE 12126, Fifteenth International Conference on Correlation Optics, 121262K (20 грудня 2021); XII Міжнародна науково-технічна конференція “Інформаційно-комп’ютерні технології ІКТ-2021)(01-03 квітня 2021 р. м. Житомир.) ; Розвиток наукової думки постіндустріального суспільства: сучасний дискурс: матеріали міжнародної наукової конференції (Т. 2),(13 листопада, 2020 рік. Миколаїв, Україна)

Публікації. У 10 наукових публікаціях повністю відображені основні результати дисертації, з них 5 статей у наукових фахових виданнях України, 1 стаття у науковому періодичному виданні інших держав, що входять до наукометричних баз Scopus/Web of Science, 2 у збірниках матеріалів доповідей всеукраїнських конференцій, 2 у збірниках матеріалів і тез доповідей міжнародних та всеукраїнських конференцій індексованих у наукометричній базі Scopus та Web of Science.

Структура та обсяг роботи. Робота складається з переліку умовних скорочень, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і 3 додатків. Загальний обсяг роботи складає 201 сторінку друкарського тексту, із них 7 сторінок вступу, 146 сторінок основного тексту, 136 - рисунків, список використаних джерел із 182 найменувань, 3 додатки на 8 сторінках. Додатки містять коди керування програмованими системами на кристалі, акт впровадження результатів дисертаційної роботи, а також список праць автора.

РОЗДІЛ 1. ТЕМАТИКА ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1.1. Тематика досліджень дисертаційної роботи

Тематика даної дисертаційної роботи охоплює задачі подальшого розвитку сигнального перетворення (Signal Processing) фотоелектронних сенсорних пристроїв бездротових мереж WSN (Wireless Sensor Network) в концепціях Інтернету Речей IoT (Internet of Things) та Індустріального Інтернету Речей IIoT (Industrial Internet of Things). В контексті інфокомунікаційних систем фотовольтаїчні сенсорні пристрої також називають сенсорними вузлами (Sensor Node), вони визначаються поняттями «Розумних сенсорів» (Smart Sensor), «Розумного пилу» (Smart Dust), «Лабораторії на чіпі» (Lab-on-Chip) з комунікацією у відповідності до технологій безпроводного оптичного зв'язку (Optical Telecommunication): OWC - Optical Wireless Communications, FSO – Free Space Optical communication, FOC - Fiber Optic Communication, VLC - Visible Light Communication, Li-Fi - Light Fidelity (рис. 1.1). Ці типи комунікації мають значний потенціал в локальних LAN та персональних PAN безпроводних мережах IoT та IIoT.

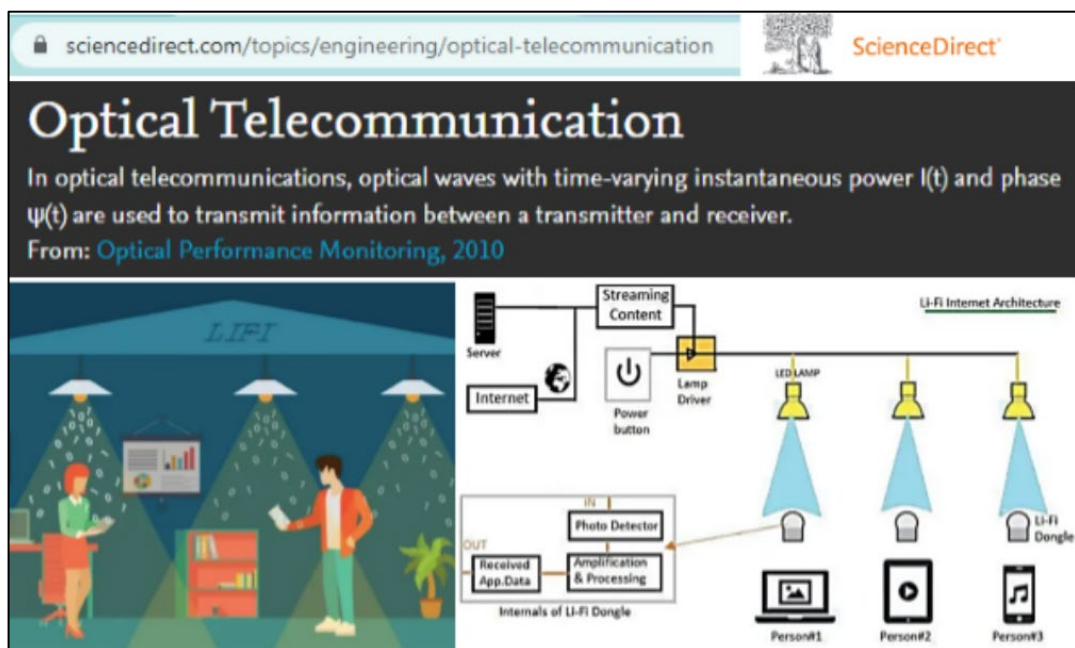


Рис. 1.1. Ілюстрація оптичної телекомунікації та технології Li-Fi

Тематика використання фотовольтаїчних сенсорних пристроїв для 5G мереж також набула популярності в IoT. Пасивні сенсори з даною технологією широко використовуються в вирішенні не тривіальних задач, в місцях з складним ландшафтом та відкритим середовищем.

Характерний приклад використання та тенденцій розвитку фотоелектронних сенсорів представлено на рис. 1.2. В узагальненому такі пристрої використовуються в сенсориці оточуючого світлового випромінювання, колірної температури, керування індустріальними процесами, медичної діагностики.

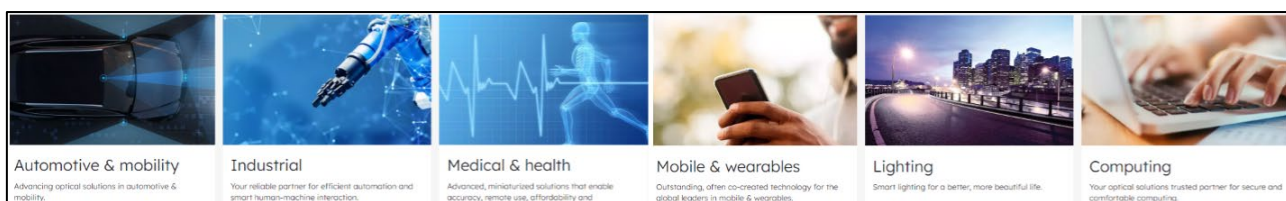


Рис. 1.2. Ілюстрація тенденцій розвитку фотоелектронних сенсорів на прикладі AMS-OSRAM AG

Інформативною величиною фотоелектронних сенсорів є спектр оптичного поглинання активного середовища (аналіту, зокрема, у виді тонкоплівкової хімічно-активної структури), що взаємодіє з досліджуваними компонентами - домішками, забрудненнями тощо в атмосфері, розчинах чи поверхнях – Environment (рис. 1.3, а) [174]. Функціонування таких сенсорів базується на явищах абсорбції (Absorption) чи заломлення (Refraction) інфрачервоного, видимого чи ультрафіолетового випромінювання. Інформативною величиною також може бути амплітуда сигналу, зокрема, як це має місце в детекторах просторового зміщення (Displacement) чи вібрації (Vibration) (рис. 1.3, б).

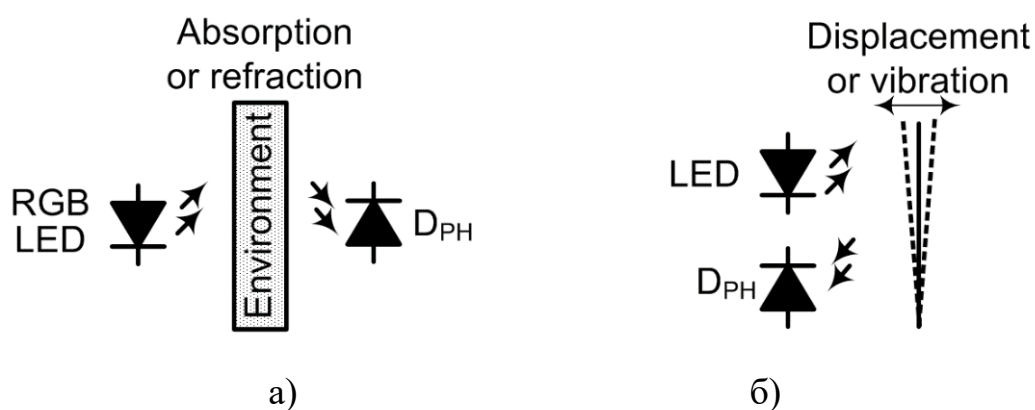


Рис. 1.3. Приклади формування сигналів в фотоелектронних сенсорах

Проблематика наукових досліджень та тенденції розвитку в галузі фотоелектронних сенсорів висвітлені в численних сучасних публікаціях, зокрема: енергоекономна система безпроводної телекомунікаційної LORA мережі на фотоелектронних сенсорах [1], мережа фотоелектронних сенсорів для високопрецизійного детектування просторового положення [2], креативна практика використання Freescale процесорів в смарт-авто для застосування в фотоелектронних сенсорах [3], застосування вейвлет-перетворення для дослідження вольт-амперних характеристик фотоелектронних сенсорів [4], метод розроблення активних фотоелектронних пристроїв на р-і-n структурах [5], застосування високочутливих гнучких сенсорів розтягу на фотоелектронному ефекті [6], аналітична модель фотоелектронних сенсорів тиску [7], фотоелектронні детектори з мезо-лінзами та їх застосування для аналізу параметрів моніторів [8], підвищення чутливості фотоелектронних сенсорів пилу на явищі розсіювання світла [9], режими навантаження фотоелектронних перетворювачів сенсорів бактерій [10], методи вимірювання та контролю автомобілів з автоматичним керуванням на основі інфрачервоних фотоелектронних сенсорів [11], розроблення та параметри фотоелектронних сенсорів солей [12], покращення методу моделювання оптичних сенсорів для детекторів диму [13], розроблення двокоординатної системи трекінгу на квадратурних фотоелектронних сенсорах [14], дослідження фотоелектронних властивостей гнучких фотосенсорів [15], новітня багатоканальна

мультисенсорна система вимірювання пульсу на зап'ясті [16], характеристики слабких фотосигналів у фотоелектронних біосенсорах [17].

Тематика оптичного безпроводного зв'язку [18, 19] в сучасних публікаціях представлена питаннями: технології безпроводного та оптичного конвергентного доступу до комунікаційних систем покоління 6G [20], вимірювання та моделі оптичних бездротових каналів зв'язку [21], технологія з підтримкою ретрансляції в оптичному бездротовому зв'язку: огляд [22], еволюція оптичного безпроводного зв'язку малої дальності [23], порівняльний огляд оптичних бездротових технологій: архітектури та застосування [24], оптичні бездротові гібридні мережі: тенденції, можливості, виклики та напрямки досліджень [25], структура класифікації систем оптичного зв'язку у вільному просторі [26], огляд автомобільного оптичного безпроводного зв'язку [27], алгоритм адаптивного зміщення OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів) для оптичних систем безпроводного зв'язку [28], покращена схема синхронізації для системи підводного оптичного безпроводного зв'язку на основі підрахунку фотонів [29], аналіз продуктивності інтелектуальної оптичної бездротової системи зв'язку з реконфігуруванням у середовищі з перешкодами [30], активно керований оптичний бездротовий зв'язок з використанням інтегрованої оптичної фазованої решітки ОРА [O31].

Дана дисертаційна робота виконувалася на взаємодії двох наукових напрямків. Перший з них - Телекомунікації та радіотехніка - може бути представленим монографіями, підручниками та науковими роботами гаранта освітньо-наукової програми доктора філософії (PhD) за спеціальністю 172 проф. Климаша М.М.: оптичні та радіоканали телекомунікацій [32], ефективність протоколів оптичної комутації блоків в транспортній мережі [33], моделі розрахунку ймовірності блокування в оптичних мережах зі спектральним ущільненням [34], моніторинг в розподілених інфокомунікаційних мережах [35], ефективність маршрутизації в

самоорганізованих мережах [36], моделі ефективності оброблення даних в концепції ПоТ [37], енергоефективність та безпека технологій ІоТ [38], алгоритми [39] та методи мереж покоління 4G/5G [40]. *Другий напрям - сенсорика електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій* - представлений відповідними публікаціями керівника даної дисертаційної роботи проф. Голяки Р.Л.: структури оптичних сенсорів [41], органічні світловипромінюючі структури [42], завадостійкі сигнальні перетворювачі оптичних сенсорних пристроїв [43], газові сенсори для аналізу харчових продуктів [44], сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин [45], сигнальні перетворювачі мікроелектронних сенсорів імпедансного типу [46], мікросхемотехніка [47], моделювання оптичних сенсорів [48] та сигнальних перетворювачів [49].

Розглянемо характерні приклади функціонування та побудови фотоелектронних сенсорів. Зокрема, на рис. 1.4, а наведена структура вимірювального перетворювача оптичного сенсора кисню 4500 фірми AANDERAA Data Instruments. Сенсор функціонує на принципі гасіння динамічної флуоресценції DFQ (Dynamic Fluorescence Quenching), а його інформативним сигналом є інтервалу часу флуоресценції LDO (Luminescence Dissolved Oxygen). Основними компонентами вимірювального перетворювача є: 1 – чутлива плівка, 2 – оптичне вікно, 3 – синій фільтр, 4 – синій світлодіод, 5 – фотодіод, 6 – червоний фотофільтр. Синій світлодіод опромінює люмінофор, який починає випромінювати в червоній області спектра. Під дією молекул кисню в середовищі відбувається спад світіння. Характерні форми сигналів в таких сенсорах наведено на рис. 1.4, б, де: А – імпульс збудження люмінофору, S – імпульси люмінесцентного свічення без присутності (В) та з присутністю (С) кисню [182].

Вирішення завдання адаптації до подальшого розвитку сигнальних перетворювачів сенсорів на вищезгаданому принципі гасіння динамічної флуоресценції висвітлено в розділі 3 даної дисертаційної роботи.

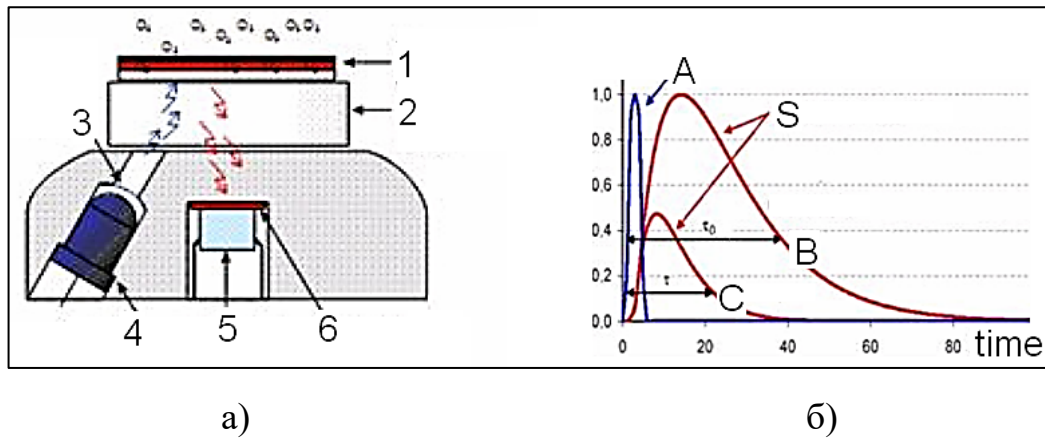


Рис. 1.4. Структура (а) та форма сигналів (б) оптичного сенсора кисню [43]

Інший приклад, що демонструє інтегрування вимірювального та сигнального перетворювачів фотоелектронного сенсора, наведено на рис. 1.5. Його основними вузлами є: 1 – осереддя, 2 – елемент корпусу, 3 – передавач сигналів фотодіодного типу, 4 – генератор імпульсів, 5 – індикатор передавання інформації, 6 – фотоприймач, 7 – підсилювач отримуваного сигналу, 8 – пороговий елемент фільтрації сигналу, 9 – (SW)електронний ключ для інтегрування сигналу, 10 – індикатор, 11 – зовнішній інтерфейс.

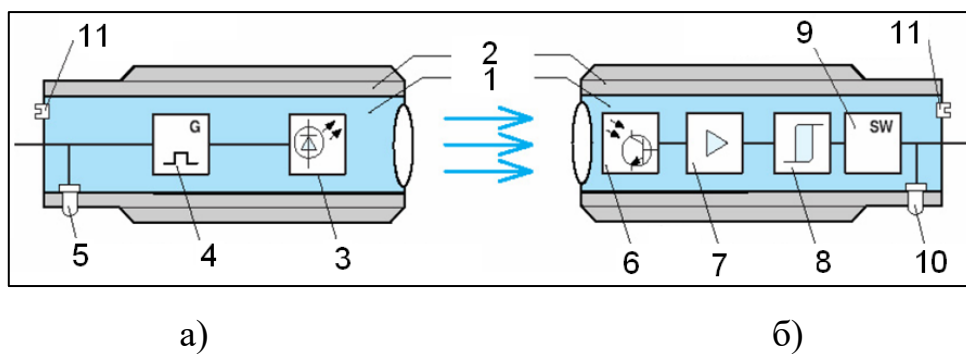


Рис. 1.5. Передавач (а) та приймач (б) оптоволоконного сенсора [43]

Такі компоненти сигнального тракту як інтегральні схеми операційних підсилювачів, драйвери постійного струму для світлодіодів, аналого-цифрові перетворювачі, стабілізатори напруги живлення та комутації формують собою елементну базу для всього комплексу розробки сигнальних перетворювачів.

Сучасною ознакою інтегральних схем компонентів сигнального тракту є

низьке енергоспоживання та мала потужність джерела живлення. Найбільшого прогресу досягнуто структурно-схемними рішеннями вузлів аналогового та змішаного перетворення сигналів з зміщенням ширини вхідних та вихідних напруг до величини напруги живлення пристрою – низьковольтних Rail-to-Rail підсилювачів, комутаторів, АЦП [47].

Характерними прикладами сучасних рішень фотоелектронних сенсорів є інтегрований вузол AMP24-10 Mid Infrared Optoelectronics (рис. 1.6) та інтегральна схема сигнального перетворення сенсорної системи комп’ютерної томографії AS5911 CT Detector Interface AMS-OSRAM AG (рис. 1.7).

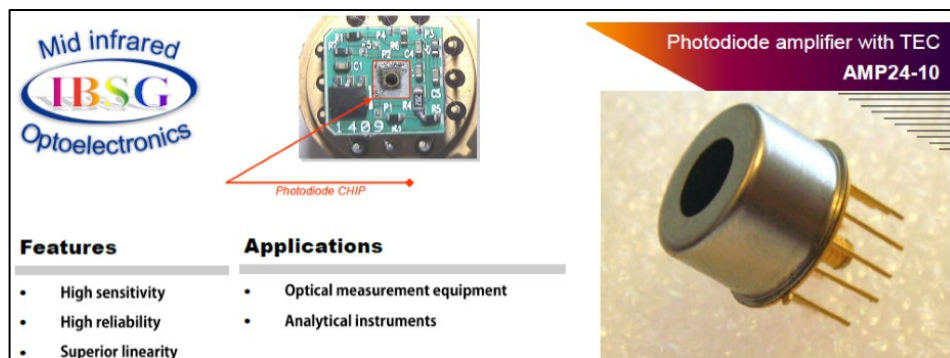


Рис. 1.6. Інтегрований вузол фотодіода та підсилювача AMP24-10 [43]

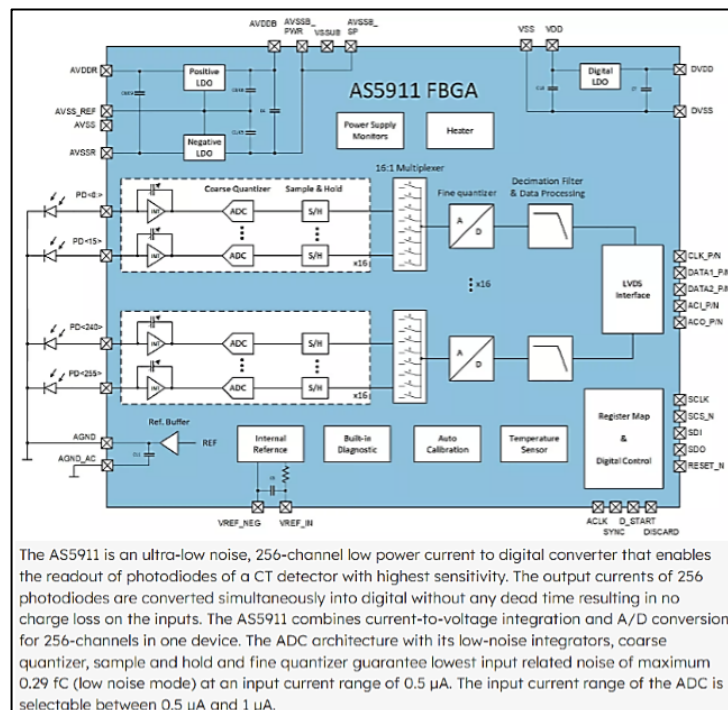


Рис. 1.7. Інтегральний сигнальний AS5911 CT Detector Interface AMS-OSRAM

Набуває популярності представлена концепція «інтелектуальних рішень» сенсорів, зокрема Smart Sensor Solutions powered by IO-Link (рис. 1.8). Розвиваються методи передачі інформації світловим RGB кодом (рис. 1.9).

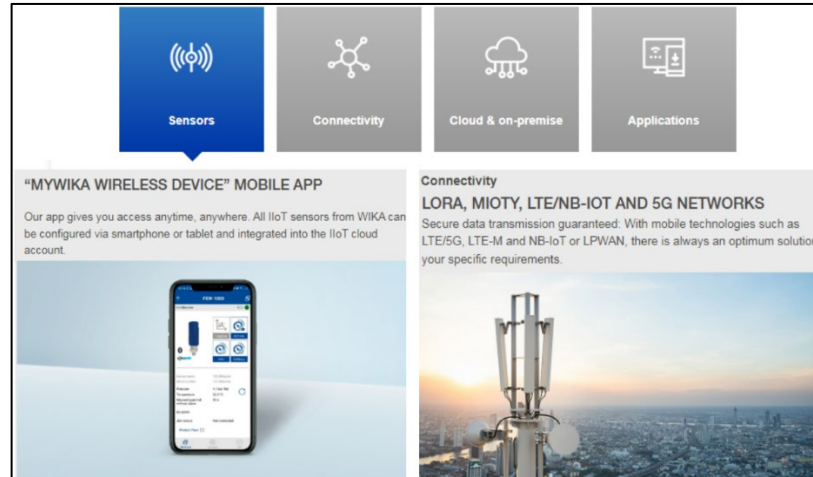


Рис. 1.8. Концепція Smart Sensor Solutions powered by IO-Link

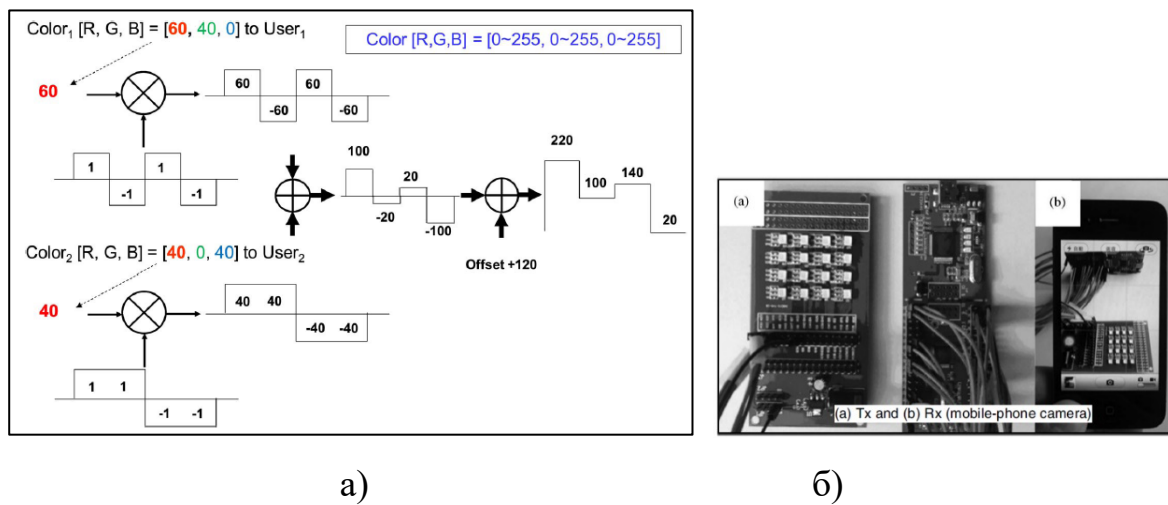


Рис. 1.9. Метод (а) та пристрій (б) передачі інформації RGB кодом [43]

Основною відмінністю розглянутих в дисертаційній роботі сигнальних перетворювачів є функціональне інтегрування кіл фотоперетворювачів у відповідності до концепції злиття даних (Data Fusion). Іншими, спорідненими, термінами цієї концепції є злиття даних в сенсорних пристроях (Sensor Data Fusion), чи в більш короткому формулюванні - злиття сенсорів (Sensor Fusion) [180].

Тематика в концепції злиття даних, і зокрема реалізація цієї концепції в сенсорних мережах в наукових публікаціях представлена задачами: дослідження мультисенсорного злиття даних у вимірювальних системах [50], злиття даних в IoT та їх вплив на процес прийняття рішень в організаціях [51], енергоефективний протокол злиття даних для бездротової сенсорної мережі [52], алгоритм інтелектуальної оцінки здоров'я робота на основі мультисенсорного злиття даних [53], адаптивне злиття даних в інерційних датчиках та аналіз якості даних сенсорних мереж [54], алгоритми злиття даних для підвищення точності та точності сенсорних пристроїв [55], злиття даних інерційного датчика та датчика глибини для надійного розпізнавання жестів [56], байєсівський підхід для злиття даних у сенсорних мережах [57], інтеграція безпеки з оцінкою точності в концепції злиття даних [58], застосування злиття даних у системі керування вуличними ліхтарями [59].

Функціональне інтегрування передбачає використання єдиного фотоперетворювача, зокрема фотовольтаїчної панелі в поєднанні з відповідними мультифункціональними сигнальними перетворювачами, для реалізації декількох функцій – оптичної телекомунікації, фотовольтаїчного живлення та фотоосенсорики. В подальшому викладі дисертаційної роботи такі функціонально-інтегровані пристрої умовно названо аббревіатурою LCPS (Light Communication & Powering & Sensing) [177].

За своєю функціональністю та конструктивними рішеннями фотовольтаїчні сенсорні пристрої типу LCPS в певній мірі є спорідненими з пристроями технологій безпроводної передачі енергії WPT (Wireless Power Transfer) та ближньої комунікації NFC (Near Field Communications) [177].

Однак, на відміну від останніх, їх відмінністю є спосіб передачі енергії живлення та телекомунікації – радіочастотне електромагнітне випромінювання заміщено випромінюванням в оптичному діапазоні. Таке заміщення обумовлює відповідні переваги за трьома критеріями – комунікації, живлення та вимірювального перетворення.

Щодо комунікації, то на відміну технологій NFC, це – можливість

телекомунікації без використання радіочастотного випромінювання, більша дальність взаємодії та можливість функціонування, зокрема, у водному середовищі (моніторинг параметрів, зокрема, насичення киснем у водоймах, океанах тощо). Щодо живлення, то це – можливість передачі енергії на більшу відстань та сумісність з технологіями LEH (Light Energy Harvesting), зокрема WSN систем в приміщеннях (Indoor Light Energy Harvesting System for Energy-aware Wireless Sensor Node). Щодо критеріїв вимірювального перетворення, то сенсорні вузли з фотовольтаїчним каналом живлення та комунікації є сумісними за компонентами сигнального перетворення та мікросхемотехнікою з широким рядом оптичних сенсорів хімічного та біохімічного аналізу[177].

Спрощено структура типового фотоелектронного сенсора з спектральною селекцією наведена на рис. 1.10. LED драйвер (LED driver) передавача (Transmitter) формує послідовності імпульсів випромінювання світлового потоку різного спектру, зокрема, червоного R (Red), зеленого G (Green) та синього B (Blue) кольору. Приймач (Receiver) сенсорного пристрою приймає, зокрема використовуючи первинний фотоперетворювач фотодіодного типу (Photo) та конвертує ці світлові потоки в сигнали керування, енергію живлення та спектральні складові сигналу фотоелектронної сенсорики – Light Communication & Powering & Sensing[174].

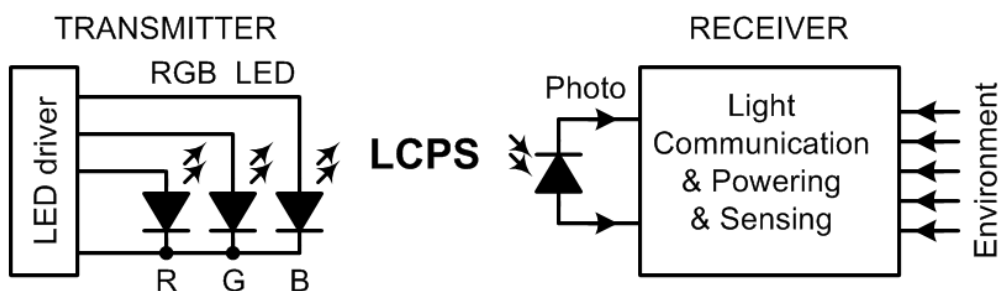


Рис. 1.10. Структура фотоелектронного сенсора з спектральною селекцією

Можливим є варіант реалізації спектральної селекції оптичного випромінювання з використанням оптичних фільтрів фотоперетворювачів, зокрема Light-to-Digital Converter серії TCS34XX (рис. 1.11).

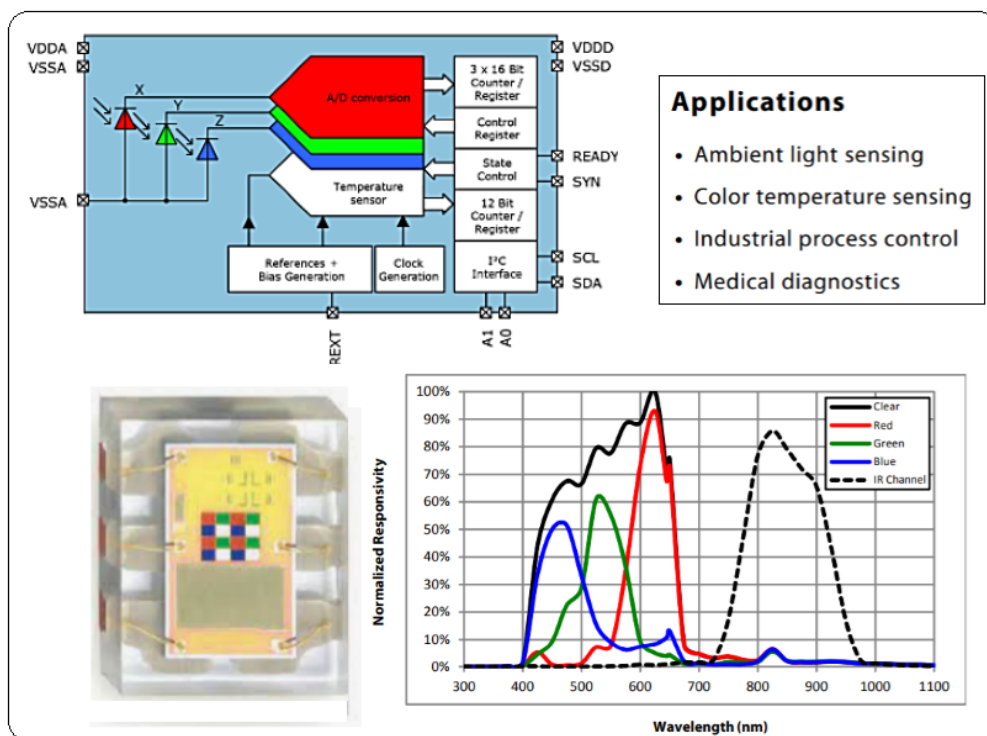


Рис. 1.11. Ілюстрація Light-to-Digital Converter серії TCS34XX

В більш широкому розумінні сигнальне перетворення фотovoltaїчних сенсорів не обмежується оптичними методами вимірювання. Крім останніх, активно розвиваються та використовуються в численних інформаційно-вимірювальних пристроях різноманітні мікроелектронні сенсори на основі вольт-амперметричних, кулонометричних, ємнісних чи імпедансних вимірювальних перетворювачів оточуючого середовища (Environment).

1.2. Сигнальні перетворювачі фотоелектронних сенсорів

Як частина галузі «Телекомунікації та радіотехніка» мікросхемотехніка потребує нових структурно-схемних рішень та засобів сигнального перетворення.

Сьогодні для успіху на ринку електронних пристроїв базовими вимогами до процесу їх структурного та схемотехнічного проектування є забезпечення [47]:

- унікального набору функцій та розвиненого інтерфейсу користувача;

- високої продуктивності та низького енергоспоживання;
- широкого впровадження сенсорної електроніки;
- великого обсягу даних та підключення до мереж безпроводного зв'язку;
- постійної модифікації функціональності та підвищення параметрів.

Основою більшості сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорів є вузли трансїмпедансних підсилювачів ТІА (Transimpedance Amplifier), що забезпечують високі значення лінійності вимірювального перетворення фотоструму та швидкодії (рис. 1.12).

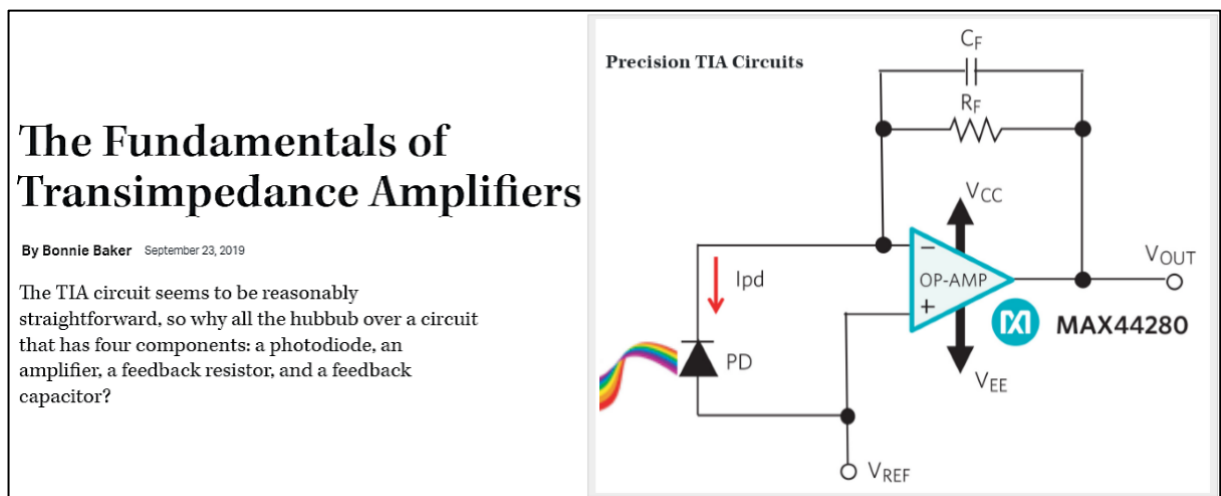


Рис. 1.12. Ілюстрація основ ТІА

Проблематика розвитку та застосування трансїмпедансних підсилювачів представлена в таких публікаціях: трансїмпедансний підсилювач CMOS для оптичного гігабітного безпроводного зв'язку [60], дослідження межі трансїмпедансу та розширення смуги пропускання для проектування широкосмугових безіндуктивних підсилювачів [61], CMOS трансїмпедансний підсилювач для комунікацій у видимому світлі [62], розширення смуги пропускання без збільшення шуму в трансїмпедансному підсилювачі на основі OP-AMP [63], CMOS регульований трансїмпедансний підсилювач [64], монолітний трансїмпедансний підсилювач великого сигналу для використання в мультигігабітних додатках фотоелектронного з'єднання малого радіусу дії [65], трансїмпедансний підсилювач із низьким рівнем шуму, високою точністю та керуванням живлення для LiDAR [66], трансїмпедансний

підсилювач із зв'язком за постійним струмом для фотоприймачів LISA [67], аналіз і проектування безіндуктивних трансімпедансних підсилювачів [68], керування трансімпедансним підсилювачем [69], аналіз і проектування CMOS трансімпедансного підсилювача надширокого динамічного діапазону з автоматично керованими струмовими колами [70], матриця органічних датчиків світла малої потужності на основі трансімпедансного підсилювача з активною матрицею на фользі для програм візуалізації [71], трансімпедансний підсилювач з ефективним енергоспоживанням та значного ємнісного навантаженнями на основі модифікованої структури RGC [72], CMOS трансімпедансний підсилювач з низьким рівнем шуму та високим коефіцієнтом посилення для інтелектуального детектування вторинних електронів [73], розширення меж трансімпедансу ТІА з низьким рівнем шуму [74].

Основним недоліком в процесах сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв є значний паразитний вплив стороннього (неінформативного) оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Так, інтенсивність випромінювання сторонніх джерел світла (сонця, ламп освітлення тощо) у сотні, а то і тисячі, раз перевищує корисну складову зміни оптичного сигналу від активного середовища, спектральна характеристика якого несе інформацію про досліджувану хімічну чи біохімічну речовину [41- 43].

Типове вирішення вказаного недоліку шляхом «затемнення» сторонніх джерел світла протирічить вимозі до «відкритості» активного середовища, яке передбачає ефективну взаємодію цього середовища з оточенням. Малоефективним є схемотехнічне рішення на оптичних фільтрах. По-перше, ефективність спектральної селекції оптичних фільтрів не є високою, а по-друге, використання таких фільтрів обмежує інформативність корисного сигналу.

Паразитний вплив електромагнітних завад в першу чергу обумовлений випромінюванням силової електромережі частотою 50 Гц. Інтенсивність

такого випромінювання типowo є значною, а екранування фотоелектронної пари сенсорного пристрою протирічить тій же вимозі до її «відкритості». Особливо електромагнітна завада проявляється у високоомних колах, якими і є вхідні кола сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв – для забезпечення чутливості вхідний опір останніх становить десятки мегаом [174].

Розглянемо узагальнену блок-схему фотоелектронного сенсорного пристрою (рис. 1.13) [43]. Сигнал що несе інформативність від сенсорного фотovoltaїчного пристрою змінюється в залежності від спектральної характеристики активного середовища АМ (Active Medium), що у свою чергу взаємодіє з речовиною для дослідження. Сама ж спектральна характеристика вимірюється оптоелектронним напівпровідниковим приладом, що складається з конфігурованого імпульсного джерела випромінювання в оптичному спектрі LE (Light Emitter) та фоточутливого елемента PE (Photo Element). Параметри самого пристрою можуть змінюватись, джерелами світла можуть виступати світлодіоди чи групи таких світлодіодів, лазери чи люмінісцентні випромінювачі. Окрім корисного інформативного сигналу $LE \Rightarrow PE$, на вході фоточутливого елемента присутній паразитний потік світла AL (Ambient Light) від сторонніх об'єктів.

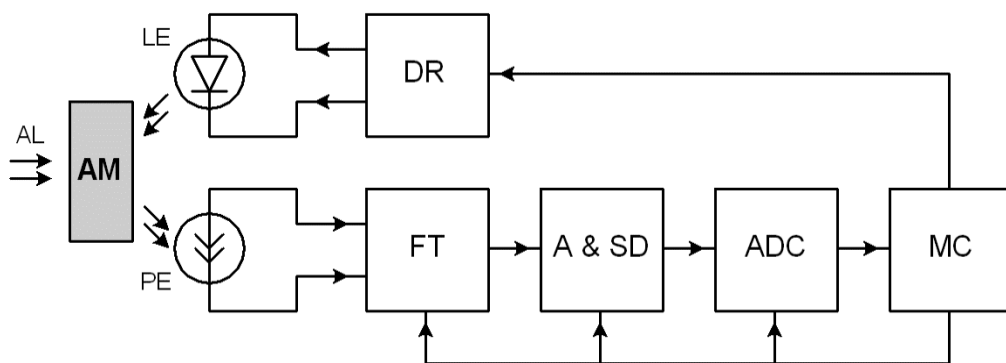


Рис. 1.13. Узагальнена блок-схема фотоелектронного сенсорного пристрою

Драйвер DR керує інтенсивністю та режимами роботи випромінювача LE. Цей драйвер також стабілізує струм джерела живлення LE та його випромінювальну характеристику. Струм що отримується елементом PE

(фоточутливою панеллю, чи елементом) проходить етап перетворення в напругу за допомогою FT(вхідний перетворювач). Далі синхронно детектується та перетворюється аналого-цифровим перетворювачем. Останнім етапом є вимірювання та обробка сигналу мікроконтроллером(МС) [182].

Вузли розглянутої узагальненої блок-схеми є традиційними для більшості сенсорних пристроїв, а процес їх розроблення не вимагає спеціальних досліджень та нових рішень. Натомість, як це вже вище відзначалося, основна увага приділена задачам підвищення завадостійкості оптоелектронного сенсора, що забезпечується вхідним перетворювачем FT. Основою цього перетворювача є конвертер імпедансу з використанням принципу функціонування гіратора [182].

Дана узагальнена блок-схема характерна для більшості сенсорних пристроїв. Фільтрація корисної складової сигналу під паразитної залежить від характеристик вхідного перетворювача(FT) [182].

Наведений нижче конвертер імпедансу створює реактивне навантаження на фотодіод. Як приклад, схема такого навантаження наведена на рис. 1.14, а. Фільтруючи паразитний вплив випромінювання від корисного конвертер імпедансу G забезпечує частотну вибірку сигналу фотоструму I_{PH} .

Принципово важливими є наступні фактори [182]:

- фільтрація сигналу відбувається відразу в сигнальному колі фоточутливого елементу, утворюючи високий комплексний опір на частоті корисної складової сигналу, та низький на паразитних складових. Таким чином формується високий коефіцієнт спротиву сигнал-завада;
- заміщення в схемі індуктивних елементів призводить до зменшення можливого розміру фотовольтаїчного сенсорного пристрою, що у свою чергу відповідає вимогам сучасної мікроелектроніки.

- Зміна крутизни амплітудно-частотної характеристики в порівнянні з схемою з індуктивним навантаженням відкриває можливості для оптимізації параметрів сигнального перетворення [182].

Схема такого фотоприймача з використання гіратора в колі від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача ОА наведена на рис. 1.14, б. Перевагою такої оптимізації схеми є стабілізація напруги на фотодіоді D_{PH} [182].

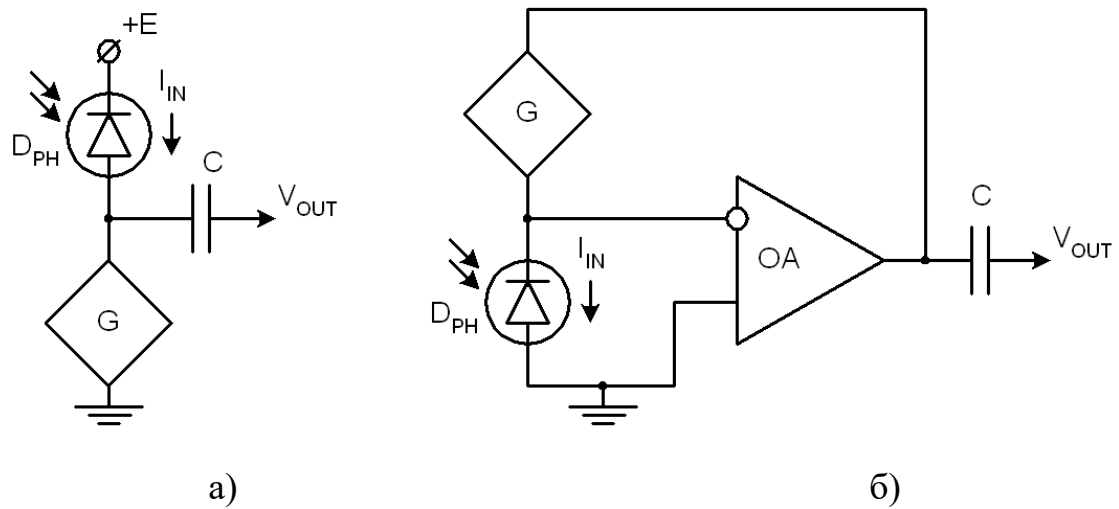


Рис. 1.14. Вхідні кола фотоприймачів на основі конвертерів імпедансу

В процесі параметричної оптимізації та розроблення алгоритмів функціонування сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорів широко використовують технології та макромоделі SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Їх розвитком є PSPICE, LTSPICE тощо. Для прикладу на рис. 1.15 демонструється on-line платформа моделювання компанії Analog Devices, а на рис. 1.16 - SPICE макромодель фотодіода PD93-21C/TR8.

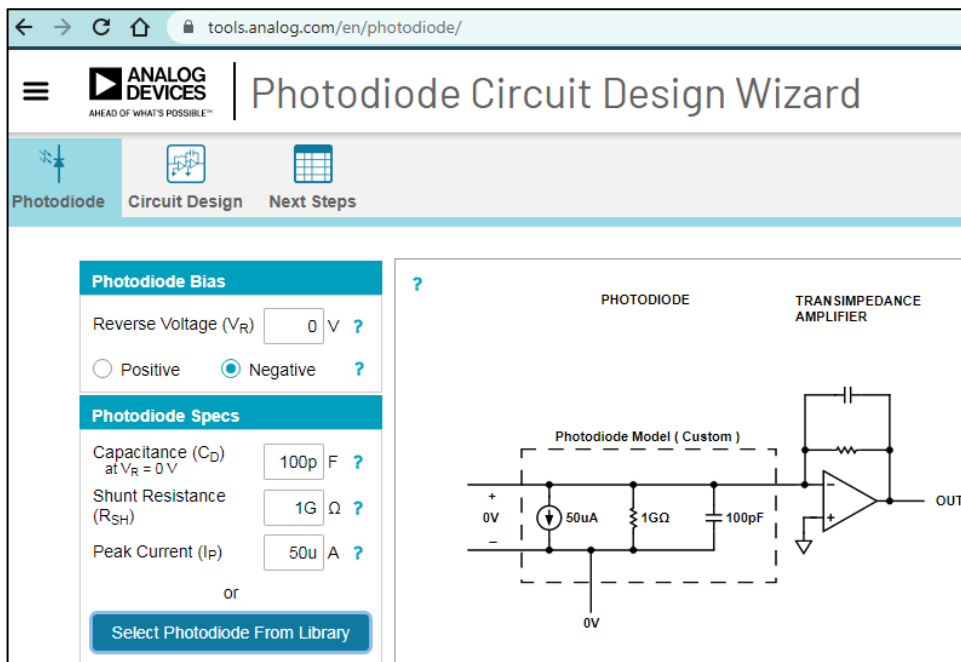


Рис. 1.15. On-line платформа SPICE моделювання

The screenshot shows the 'Please Select A Sensor' dialog box in the Photodiode Circuit Design Wizard. It contains a table with the following columns: Part Number, Reverse Breakdown (V), Active Area (mm²), Viewing Angle (°), Operating Temperature (°C), and Spice File. The table lists several photodiode models with their respective specifications.

Part Number	Reverse Breakdown (V)	Active Area (mm ²)	Viewing Angle (°)	Operating Temperature (°C)	Spice File
PDB-C134	50	1.54	30	-40 ~ 80	SPICE
PDB-C134F	50	1.54	30	-40 ~ 80	SPICE
PDB-C139	50	4.12	59	-40 ~ 80	SPICE
PDB-C152SM	60	0.66	120	-20 ~ 80	SPICE
PDB-C156	30	8	120	-40 ~ 80	SPICE
PD15-22B-TR8	32	1.9	120	-40 ~ 85	SPICE
PD93-21C-TR8	32	1.54	30	-25 ~ 85	SPICE
PD95-21B-TR10	32	1.54	30	-25 ~ 85	SPICE

Рис. 1.16. SPICE макромодель фотодіода

Приклад лістингу SPICE макромоделі фотодіода:

* PD93-21C/TR8 SPICE Macro-model

.SUBCKT PD93_21C_TR8 A C P PARAMS: Spec=1.0 Sensy=0.34

* PD93-21C/TR8 from Everlight

* A = Anode

* C = Cathode

* P = (light) Power as a voltage input

Rdummy P 0 1G

Rswt P LP 4.285k

Cswt LP 0 1p

DPD A C PhotoDet

GPD C A TABLE {V(LP)* Spec * Sensy} (0,0) (1,1)

.MODEL PhotoDet D IS=10n RS=0.1 N=1.986196 BV=32 IBV=0.1n

+ CJO=5p VJ=0.455536 M=0.418717 TT=500n ISR=6p NR=100

.ends

Розглянуті підходи SPICE моделювання широко застосовуються в даній дисертаційній роботі (розділи 2 та 3). Для прикладу розглянемо параметричний аналіз з використанням SPICE моделювання базового варіанту схеми конвертера імпедансу фотоелектронного сенсора на елементарному транзисторному каскаді (рис. 1.17, а) [43]. Пропонована схема нівелює постійну складову струму фотодіода D_{PH} . Такі елементи як зворотнє зміщення фотодіода, та функціонування транзисторного каскаду забезпечується включенням в схему джерела +E.

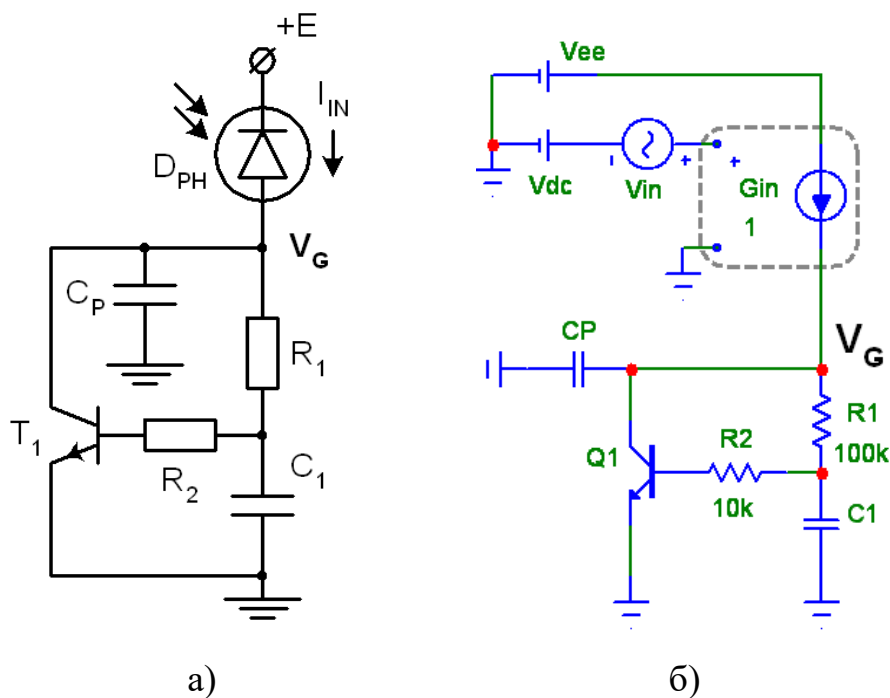


Рис. 1.17. Схема (а) та SPICE модель (б) базового варіанту конвертера імпедансу на транзисторному каскаді [43]

Прямування сигналу до низької частоти (при $\omega \rightarrow 0$) слідує прямування імпедансу конденсатора C_1 до нескінченності $Z_{C1} \rightarrow \infty$. Коефіцієнт підсилення базового струму транзистора при першому наближенні буде рівним коефіцієнту передачі K_F струмового від'ємного зворотного зв'язку за модулем.

Розглядаючи характеристику сигналу на високих частотах імпеданс вже згаданого конденсатора прямуватиме до нуля, внаслідок цього відбувається шунтування базового кола транзистора [43]. Вище сказане призводить до критичного зменшення зміни колекторного струму ($\Delta I_C \rightarrow 0$).

Резистор R_2 забезпечує якісне покращення функціональних характеристик. Шляхом зміни опору цього резистора забезпечується можливість більш точного налаштування схеми для відтворення корисних характеристик. Резонансна характеристика перетворення формується згаданим у схемі конденсатором C_P . Це суттєво впливає на фільтрацію корисної складової сигналу.

SPICE схема заміщення наведена на рис. 1.17, б. Вона емулює результати дослідження пропонуваї вище схеми конвертера. Напряга живлення задається конфігурованим джерелом живлення V_{ee} . У свою чергу конфігуровані джерела V_{in} та V_{dc} відображають корисні та паразитні частотні складові сигналу. Приклади АЧХ та ФЧХ аналізованої схеми при зміні ємності C_1 наведені на рис. 1.18.

Задаючи параметри елементів $B_F = 300$, $R_1 = 100 \text{ k}$ можна спостерігати корисну зміну коефіцієнту перетворення та імпедансу кола з 65 дБ при $\omega \rightarrow 0$ до 100 дБ при $\omega \rightarrow \infty$ [43].

Крутизна зміни амплітудно-частотної характеристики відповідає фільтрам першого порядку. Підтвердження індуктивного характеру імпедансу Z_{IN} забезпечується додатнім зсувом фази.

Важливо відмітити що зменшення ємності конденсатора C_1 якісно впливає на амплітудно-частотну характеристику, зменшуючи смугу робочих

частот в свою чергу відбувається зміна амплітудно-частотної характеристики в напрямок вищих частот.

Значення ємності вище згаданого конденсатора при якому зберігається максимальний імпеданс становить $C_1 \approx 10$ н (АЧХ (3)) [43].

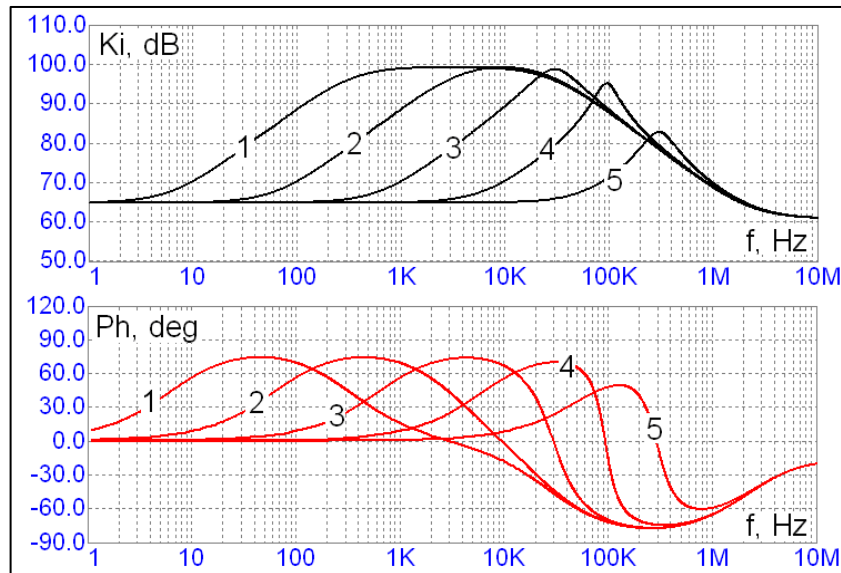


Рис. 1.18. АЧХ (зверху) та ФЧХ (знизу) елементарного конвертера при $V_F = 300$, $R_1 = 100$ к; $C_p = 0$; $C_1 = 1$ у (1), 100 н (2), 10 н (3), 1 н (4), 100 п [43].

Прикладами тем наукових публікацій з проблем схемотехніки та застосування конвертерів імпедансу на основі гіраторів є: узагальнена теорія гіраторів [75], застосування концепції гіратора в схемах підвищувальних перетворювачів [76], використання силових гіраторних структур для перетворення енергії в фотоелектронних сонячних установках [77], реалізація гіратора на основі ємнісної комутованої комірки [78], диференціальний підсилювач класу АВ зі схемотехнікою гіратора імпедансу та його застосування [79], теоретична модель незаземленої індуктивності на основі двох гіраторів [80], синтетичні еталони індуктивності на основі ємностей та гіраторів [81], розділення частот та сприйнятливості мультипортового з'єднувального циркулятора за схемотехнікою гіратора [82], узагальнена уніфікована модель схеми гіратора із комутаційним резонатором [83], система CellularFlow на основі мемристивних ланцюгів та гіраторних нейронів для

застосування [84], CMOS гіраторний фільтр низької частоти для дворежимного трансивера Bluetooth/ZigBee [85].

В даний час одним з найкращих рішень трасімпедансного підсилення з конвертором імпедансу на основі схеми гіратора є спеціалізована інтегральна схема E909.07 ELMOS (рис. 1.19, рис.1.20).

elmos[®]
TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER WITH HIGH SENSITIVITY E909.07

Features

- Increases proximity detection range of E909.05/E909.06 by a factor of 5 (*)
- Improves signal to noise ratio by a factor of 3
- Optical receiver with high sensitivity
- Integrated op-amp for buffering, gain or additional active filtering
- Very low phase shift in input overdrive
- High ambient light suppression up to photo currents of 10mA
- Signal bandwidth up to 500kHz
- No current consumption in standby mode

General Description

The optical receiver device consists of a first stage transimpedance amplifier (TIA) with differential input, limiting amplifiers with integrated high pass filter characteristics and differential outputs OUTP_LA / OUTN_LA and a secondary linear output OUT.

A very high sensitivity equivalent to a transimpedance resistance of typ. 422MΩ is achieved at the limiting outputs. By using a limiting amplifier no phase shift occurs if the input is overdriven. Ambient light equivalent to a constant photo current up to 10mA is suppressed with an integrated gyrator.

Рис. 1.19. Ілюстрація E909.07 ELMOS

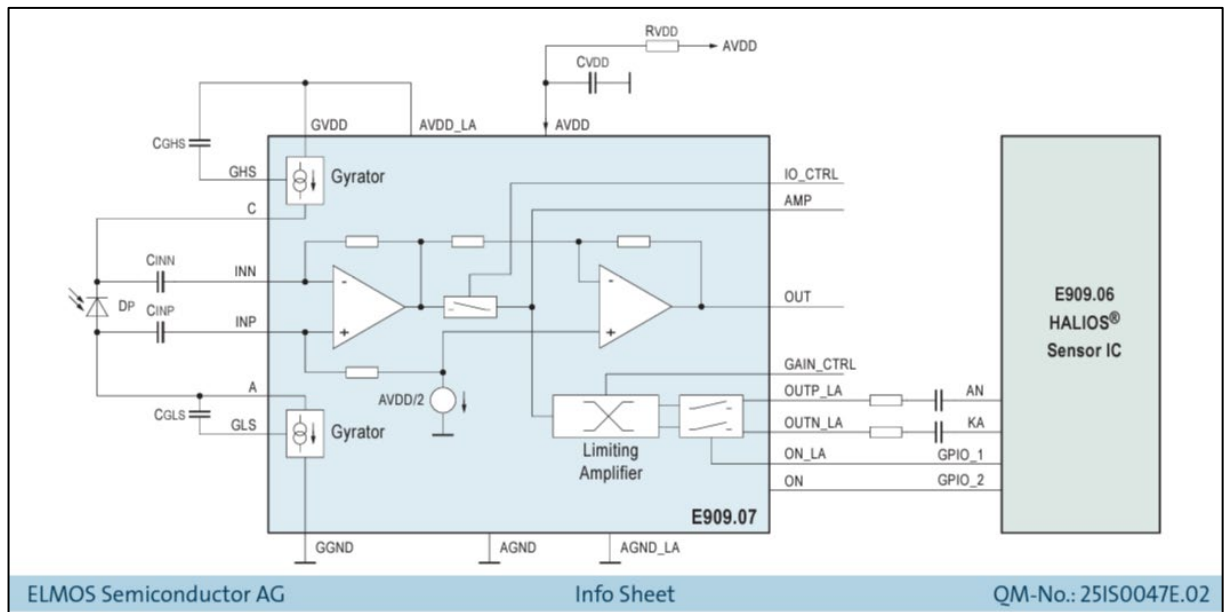


Рис. 1.20. Блок-схема E909.07 ELMOS

1.3. Системи змішаного сигнального перетворення

З розвитком інформаційних технологій, зокрема в концепції IoT, вимоги до сенсорної електроніки суттєво підвищуються. Критичними параметрами сигнальних трактів сучасних сенсорів стають мініатюрність, можливість стабільного функціонування при низьковольтних малопотужних джерелах

живлення, здатність до програмного реконфігурування та мультифункціональність. В сенсорній електроніці Інтернету речей сформувалося поняття аналогового фронт-енду AFE (Analog Front-End), в основі якого лежить подальший розвиток та адаптація до IoT змішаного (Mixed Signal) сигнального перетворення. Ілюстрація тенденцій розвитку електроніки Інтернету речей на прикладі концепту IoT AFE провідної компанії в цій галузі – Analog Devices представлено на рис. 1.21.



Рис. 1.21. Ілюстрація тенденцій розвитку електроніки Інтернету речей

Сучасний рівень та тенденції розвитку аналогового фронт-енду зі змішаними сигнальним перетворенням висвітлений в наукових публікаціях, які направлені на вирішення задач сигнального перетворення в: аналого-цифрових перетворювачах (АЦП) [86], сенсорних системах [87], сенсорах температури [88], ємнісних сенсорах [89], мікросенсорах резистивного та ємнісного типів [90], мікроболометрах [91], нейронних імплантатах [92], TV-модулях [93], осцилографах [94], модемах [95], медичної ЕМГ [96] та ЕКГ [97] діагностики.

Характерними прикладами питань, що висвітлюються в сучасних наукових публікаціях в проблематиці змішаного сигнального перетворення є: самопереналаштування контролера вбулованої системи змішаних сигналів для покращення якості електроживлення [98], платформа інтелектуального лічильника IoT Cloud-Edge із реконфігурацією змішаних сигналів для

виявлення несправності дуги [99], реконфігурована та розширювана архітектура для контролера силової електроніки зі змішаним сигналом [100], чотирихвильове змішування між когерентним сигналом і некогерентним світлом накачки в нелінійному волокні [101], система характеристизації для вбудованих схем аналогового та змішаного сигналу [102], самотестування на основі дисбалансу для високошвидкісних вбудованих систем зі змішаним сигналом [103], самотестування у вбудованих систем аналогових і змішаних сигналів на основі схемотехніки зв'язаних конденсаторів [104], платформа з відкритим вихідним кодом для емуляції аналогових та змішаних сигналів інтегральних схем FPGA [105], Система DeMixGen для детермінованої генерації змішаного сигналу з розділеними аналоговими та цифровими ланками [106], методологія ефективного аналізу шуму у схемах змішаних сигналів [107], характеристизація універсального фотоелектронного фотодетектора [108], використання прямокутного сигналу для діагностики несправностей аналогових кіл електронних вбудованих систем зі змішаним сигналом [109], програмована ІС CHIMERA змішаного сигнального перетворення з настроюваними аналоговими блоками [110], системи змішаних сигналів для у приймачів з поєднанням несучих частот в комунікації покоління 4G/5G [111], енергоефективний інтелектуальний АЦП зі змішаним сигналом із адаптивною роздільною здатністю та змінною частотою дискретизації для програм із низьким енергоспоживанням [112], динамічні характеристики вбудованих схем зі змішаними сигналами [113].

Відбулося формулювання нових термінів в концепції вбудованих програмованих систем змішаного сигнального перетворення - AMS (Reconfigurable Analog/Mixed Signal), FPAА (Field-Programmable Analog Arrays), PANDA (Programmable ANalog Device Array), SoC (System-on-Chip).

Тенденції розвитку та застосування таких систем змішаного сигнального перетворення представлені в публікаціях: порівняння протоколів зв'язку в Zynq-7000 PSoC [114], моделювання реального часу закономірностей контакту колесо-рейка з SoC [115], програмоване логічне ядро для високошвидкісних

інтерфейсів на чіпі [116], фрейворк адаптованої SoC з використанням FPGA в концепції повторного використання (Facilitate Design Reuse) дизайну з IP (Internet Protocol) інтерфейсом [117], багатоканальна швидкісна оптоволоконна система Брега з використанням FPGA [118], FPGA SoC реального часу для корекції спотворень оптичного зображення [119], програмована система на кристалі для лобової локалізації безпілотних наземних транспортних засобів UGV (Unmanned Ground Vehicle) в концепції iSpace [120], лабораторний проект проектування і застосування вбудованої програмовно-конфігурованої системи [121], архітектура FPGA (Field-Programmable Gate Array) контролера вбудованої системи [122], архітектура ARM (Advanced RISC Machine) система на чіпі для перекладу розмовної мови [123], шлюз кібер-фізичної платформи на основі програмованої платформи SoC [124], система реального часу на чіпі на основі FPGA (Field-Programmable Gate Array) для застосування у фізиці елементарних частинок [125], фільтр Калмана на основі FPGA для додатків на основі систем на чіпі (System-On-Chip) [126], онтологічний підхід до кількісної оцінки функціональної гнучкості вбудованих систем [127], вбудована і програмована система на основі FPGA для MPEG (Moving Picture Experts Group) потокового буферного аналізу [128], програмована матриця змішаного сигнального перетворення на польових структурах з плаваючим затвором [129], масштабовані аналогові програмовані логічні матриці для аналогового оброблення сигналів [130], дизайн керуючої системи на основі PID (Proportional–Integral–Derivative) пропорційно-інтегрально-диференціального закону регулювання для систем магнітної лавітації [131], архітектура програмованого комп'ютингу для медичної ультразвукової діагностики [132], програмована аналогова матриця PANDA на базі 65 нм технології IC [133].

Для прикладу на рис. 1.22 наведена ілюстрація функціональності (Functionality) та структура FPAА [Sy20]. Відзначено їх переваги відносно систем цифрового оброблення сигналів DSP (Digital Signal Processing) та

традиційних аналогових рішень (Trad. Analog). Основні вузли сигнального тракту FPAА представлено на рис. 1.23.

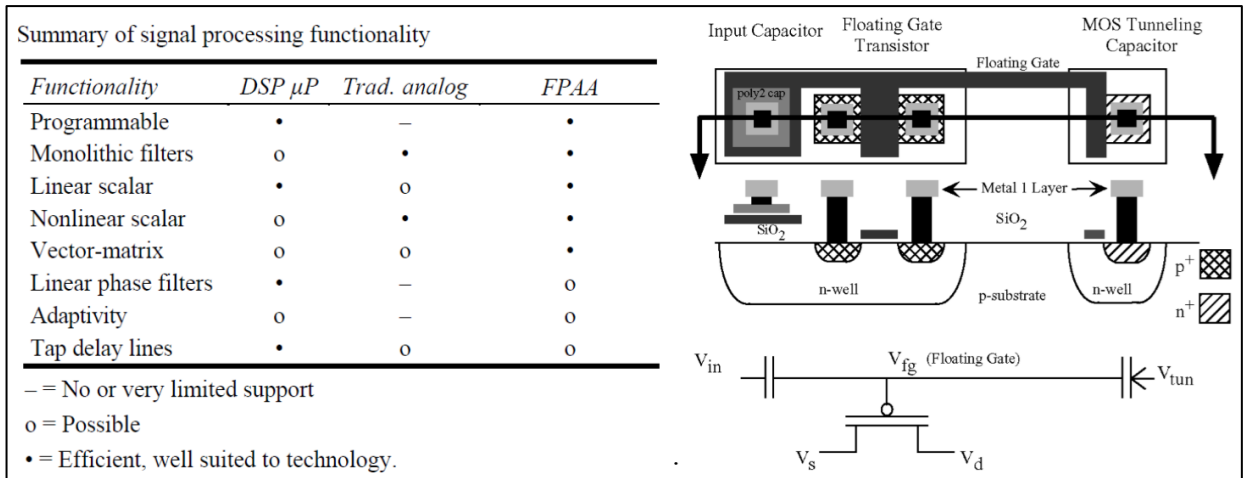


Рис. 1.22. Ілюстрація функціональності та структури FPAА [133]

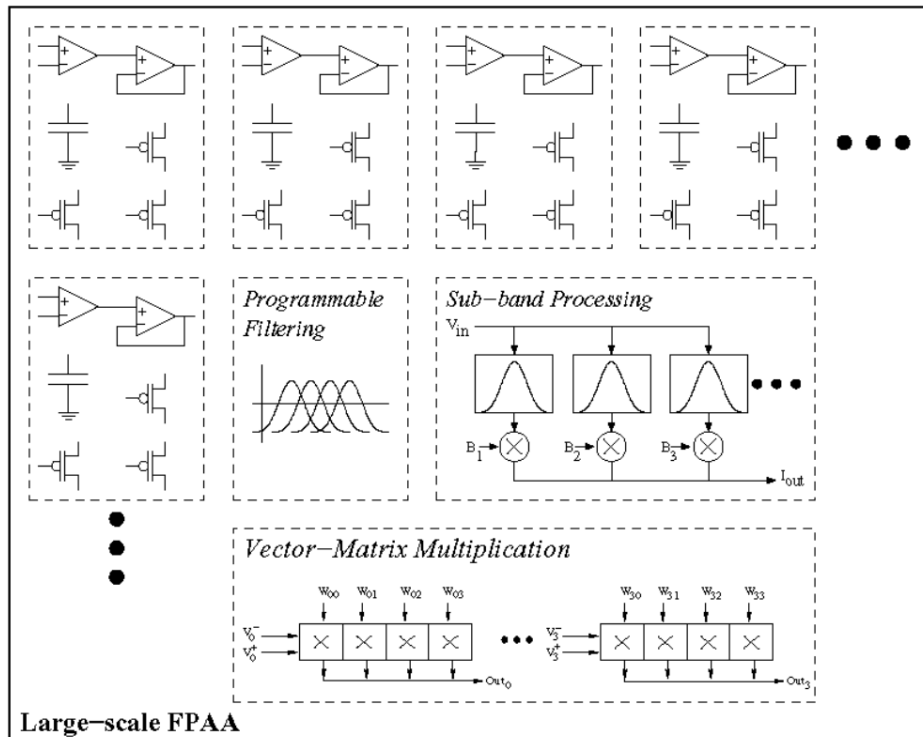


Рис. 1.23. Основні вузли сигнального тракту FPAА [133]

Поняття «Система на Кристалі» (СнК, SoC – System on Chip) не є терміном у точному значенні цього слова. Це поняття відображає загальну концепцію підвищення рівня інтеграції за рахунок інтегрування функцій. У узагальненому розумінні СнК – це надвелика інтегральна схема (НВІС) потокового оброблення даних, до складу якої входять центральний засіб

програмного керування універсального призначення, зокрема центральний мікропроцесор, та набір спеціалізованих вузлів (блоків, контролерів), що розв'язують спеціалізовані обчислювальні, периферійні та інтерфейсні задачі.

Принципові особливості підходу СнК полягають у:

- інтегрування в одній мікросхемі функціонально завершеного набору модулів керування та обробки даних;
- орієнтації вбудованого мікропроцесора переважно на задачі керування;
- організації потоку даних всередині системи не лише між мікропроцесором та спеціалізованими вузлами, але безпосередньо між вузлами без використання потужності центрального мікропроцесора.
- Типовими компонентами СнК є:
- один або декілька мікроконтролерів, мікропроцесорів чи ядер цифрової обробки сигналів (DSP, Digital Signal Processor);
- центральна та периферійні шини для обміну даними між блоками;
- банк оперативної та постійної пам'яті;
- контролер зовнішньої пам'яті;
- джерела опорної частоти, наприклад, кварцові резонатори та схеми фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ);
- таймери, лічильники, кола затримки;
- стандартні інтерфейси USB, UART, RS-232, CAN, Ethernet тощо;
- бездротові інтерфейси WiFi, Bluetooth, IrDA тощо;
- модулі безпроводного передавання даних GSM/GPRS, CDMA;
- інтерфейси Flash-карт пам'яті SD/MMC, Compact Flash, Memory Stick;
- контролери індикаторів та моніторів LCD STN/TFT/OLED;
- контролер матричної клавіатури;
- модулі приймання сигналів супутникових навігаційних систем GPS;
- спеціалізовані блоки обчислення та шифрування;
- аудіо- та відеоінтерфейси;
- входи та виходи ЦАП і АЦП;
- регулятори напруги та стабілізатори живлення.

До очевидних переваг СнК належить максимальна ефективність у розв'язанні прикладної задачі, зумовлена оптимізацією внутрішньої структури. Крім того, відсутність у коректно побудованій СнК надлишковості, притаманної системам, сконструйованим з універсальних компонентів, дає змогу комплексно мінімізувати затрати енергії, покращити надійність пристрою усунувши неідеальність друкованих провідників та паяних з'єднань, та в результаті значно зменшити габарити виробу загалом.

Лідером у галузі універсальних СнК змішаного сигнального перетворення є компанія Cypress Semiconductor (Infineon), яка пропонує широкий ряд програмованих систем під власною назвою PSoC® (Programmable System-on-Chip). З погляду функціональності, структура PSoC складається основного мікропроцесора для керування та обробки сигналів, наборів встроєних аналого-цифрових рішень мікросхемотехніки, сигнальних шин що мають набір інтерфейсів та матриць різних можливих елементів комутації.

Функціональність внутрішніх вузлів PSoC забезпечується програмно конфігурованою мережею сигнальних ліній.

На основі цих вузлів і керованих матриць комутації синтезують численні компоненти електронних систем, зокрема:

- сигнальні підсилювачі, зокрема підсилювачі з конфігурованим коефіцієнтом підсилення (Programmable Gain Amplifier);
- аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), зокрема з дельта-сигма (Δ - Σ) модуляцією та послідовним наближенням (SAR);
- цифро-аналогові перетворювачі, зокрема з виходом по напрузі та по струму;
- контролери різноманітних ємнісних сенсорів;
- смугові фільтри;
- вузли конфігурування рідкокристалічних дисплеїв, зокрема Character LCD, Segment LCD та Graphic LCD;
- вузли радіочастотного зв'язку тощо.

В даний час актуальним є три серії PSoC. Це: PSoC4 – бюджетний серія систем з підтримкою стандарту Bluetooth Low Energy (BLE) та мінімальним набором аналогових вузлів, PSoC5 (PSoC5LP) – серія з розвинутим аналоговим фронт-ендом та PSoC6 – аналогічно до PSoC4 з двома ядрами та адаптацією до пристроїв Інтернету речей (рис. 1.24). Коротка інформація про реалізацію концепцій Інтернету речей на базі PSoC наведено на рис. 1.25. Саме ці платформи PSoC стали основою прототипування розроблених в даній дисертаційній роботі сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорів.

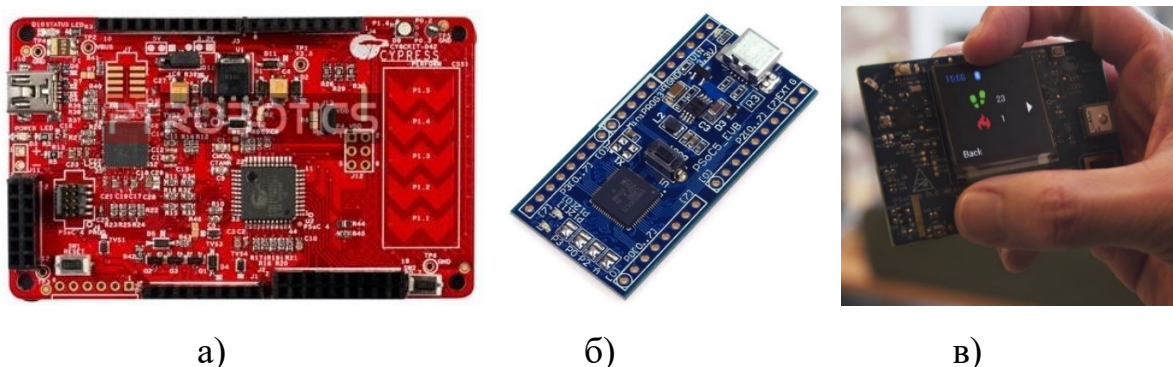


Рис. 1.24. Приклади плат з PSoC4 (а), PSoC5 (б), PSoC6 (в)

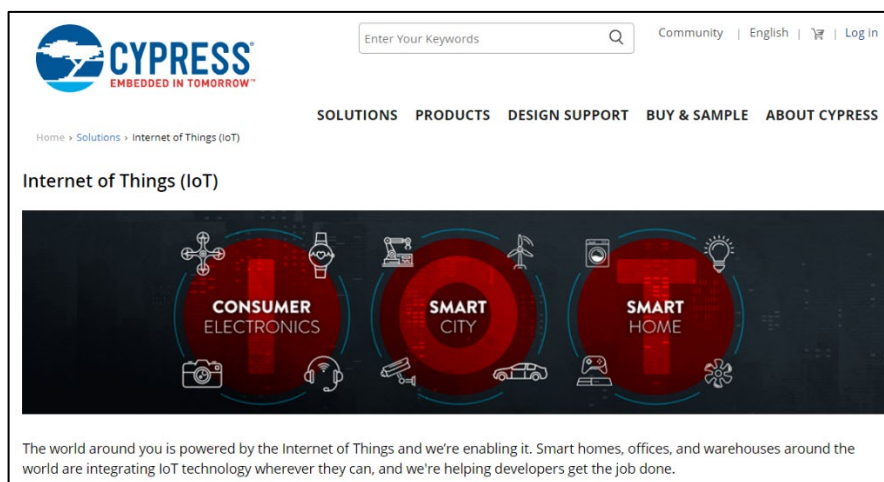


Рис. 1.25. Реалізація концепцій Інтернету речей на основі PSoC

1.4. Фотовольтаїчне живлення та DC-DC конвертери

Основною відмінністю розглянутих в даній дисертаційній роботі фотоелектронних сенсорів є функціональне інтегрування фотоосенсорики,

оптичного безпроводного зв'язку та фотовольтаїчного живлення. Такі сенсорні пристрої характеризуються можливістю збирання (Energy harvesting) та конвертування (Energy conversion) енергії оптичного випромінювання в електричний струм джерела живлення електронної схеми [134, 135]. Системи збирання енергії зазвичай перетворюють енергію навколишнього середовища на електричну енергію, яка потім використовується для живлення енергонезалежних електронних пристроїв. Це, зокрема, годинники, побутова електроніка (Gadgets), сенсори, імплантовані біосенсори, вузли бездротових датчиків, військове обладнання[134].

На ілюстрації рис. 1.26 [134] представлені фізичні принципи та джерела генерування енергії (Energy generation Sources: RF GSM, Movement Human, Indoor Light, Temperature Human, Movement Mechanical, Temperature Industrial, Outdoor Light), типові значення рівнів цієї енергії (від 10^{-6} Вт до 1Вт) та приклади застосування технологій збору енергії в сучасних пристроях електроніки (Wrist Watch, RFID Tag, Hearing Aid, FM Transceiver, BT Transceiver, GSM Transceiver). Приклад спрощеної блок-схеми пристрою з технологією збирання енергії представлена на рис. 1.27 [136].

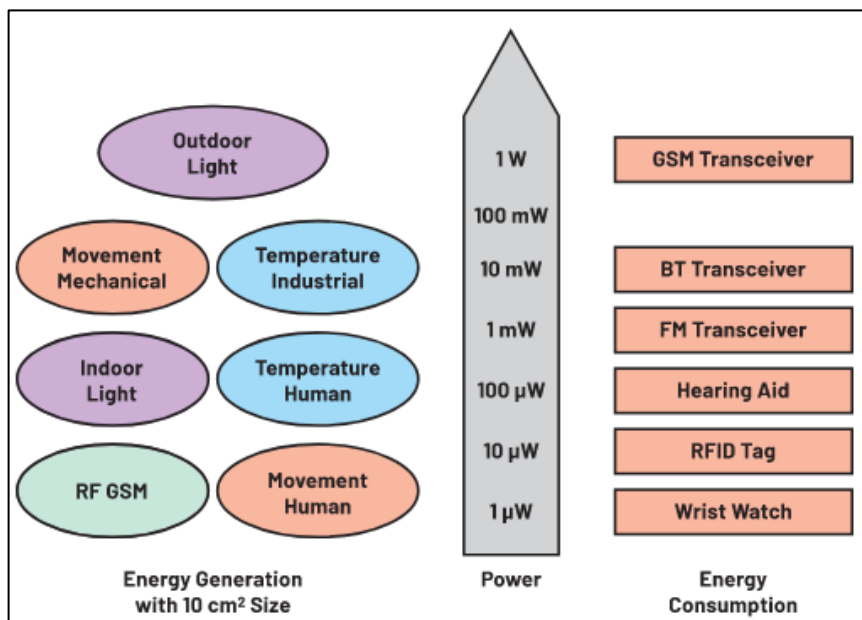


Рис. 1.26. Ілюстрація технологій збирання енергії [134]

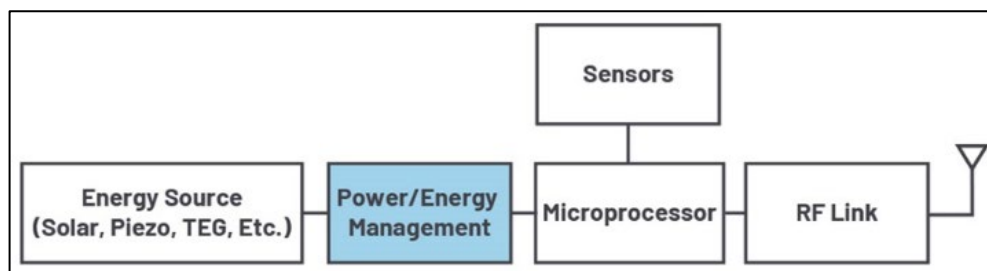


Рис. 1.27. Блок-схема пристрою з технологією збирання енергії [136]

Найбільш ефективними та розвиненими на даний час є джерела генерування енергії на основі фотовольтаїки PV (Photovoltaics). Проблематика фотовольтаїчних систем живлення представлена публікаціями, зокрема: силова електроніка: передові технології для інтеграції відновлюваної енергії [137], стратегія компенсації реактивної потужності та оптимізації для мережових інтерактивних каскадних фотоелектронних систем [138], аналіз якості фотоелектронної системи з використанням описової статистики індексу потужності [139], аналіз інерційних характеристик фотоелектронної системи генерації електроенергії на основі узагальненого контролю втрат [140], багаторежимний гнучкий алгоритм відстеження точки живлення для фотоелектронних електростанцій [141], стратегія оптимізації, що використовується для відновлення з використанням систем накопичення енергії на фотоелектронних батареях [142], оптимізований фракційний нелінійний синергетичний контролер для відстеження максимальної потужності фотоелектронної матриці за різкої зміни освітленості [143], покращений алгоритм постійної генерації електроенергії для фотоелектронних систем [144], вплив на мережу від потоку реактивної потужності фотоелектронних інверторів із специфікацією коефіцієнта потужності [145], автономне подвійне активне керування потужністю-частотою в енергосистемі з маломасштабною фотоелектронною генерацією електроенергії [P146], система збору енергії з широким діапазоном вихідної потужності від 1,4 до 119 мВт МРРТ на основі НС для сонячної батареї з підсвічуванням від 1к до 50к [147], компенсація реактивної потужності в системі зв'язку фотоелектронної мережі з використанням однофазного

двонаправленого високочастотного перетворювача зв'язку [148], простий алгоритм для високоточного розрахунку максимальної потужності фотоелектронних систем [149], аналіз динамічних характеристик системи передачі електроенергії на великі відстані з надпровідним кабелем постійного струму від великої фотоелектронної генерації [150], аналіз потоку електроенергії та стабільності багатфункціональної системи розподіленої генерації, що об'єднує фотоелектронну систему з уніфікованим кондиціонером якості електроенергії [151], аналіз стабільності мережевої фотоелектронної системи на основі імпедансу з надпровідною магнітною системою накопичення енергії [152], стратегія управління компенсацією потужності на основі оптимізації виходу для підключеної до мережі фотоелектронної системи [153], скоординоване планування в багаточасовому масштабі для об'єднаної системи вітроелектростанції, фотоелектронної установки, теплового генератора, гідроакumuлюючої системи та батарей [154], зменшення на 70% втрати вихідної потужності фотоелектронних модулів з гарячими плямами за допомогою нового алгоритму MPPT [155], зменшення інтергармонік у фотоелектронних системах за допомогою модифікації відстеження точки максимальної потужності [156].

Оптимізація режимів фотовольтаїчного живлення базується на методі трекінгу (відслідковування) точки максимальної енергії MPPT (Maximum power point tracking) [157-161] (рис. 1.28). Для реалізації цього методу використовують спеціальні алгоритми керування, контролери (рис. 1.29) та DC-DC конвертери понижувального (Buck) чи підвищувального (Boost) типів.

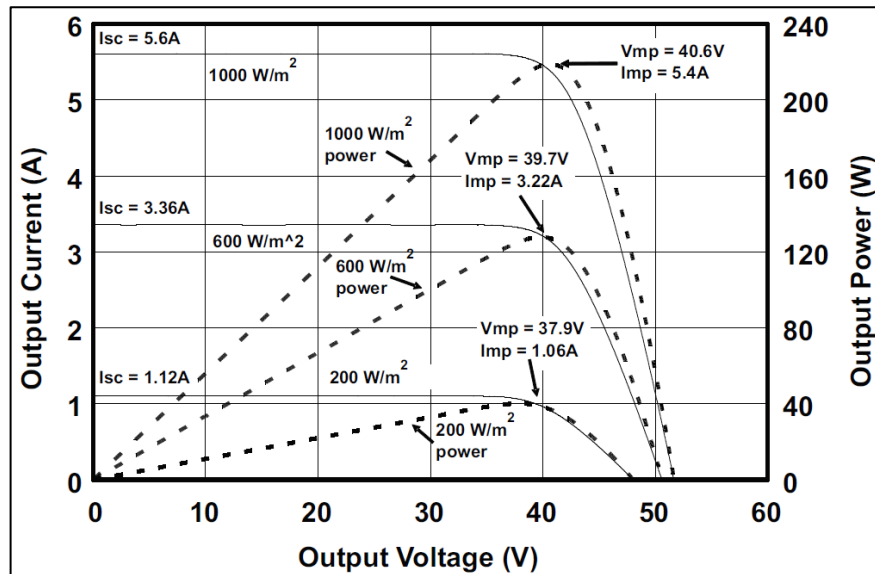


Рис. 1.28. Ілюстрація методу MPPT [157]

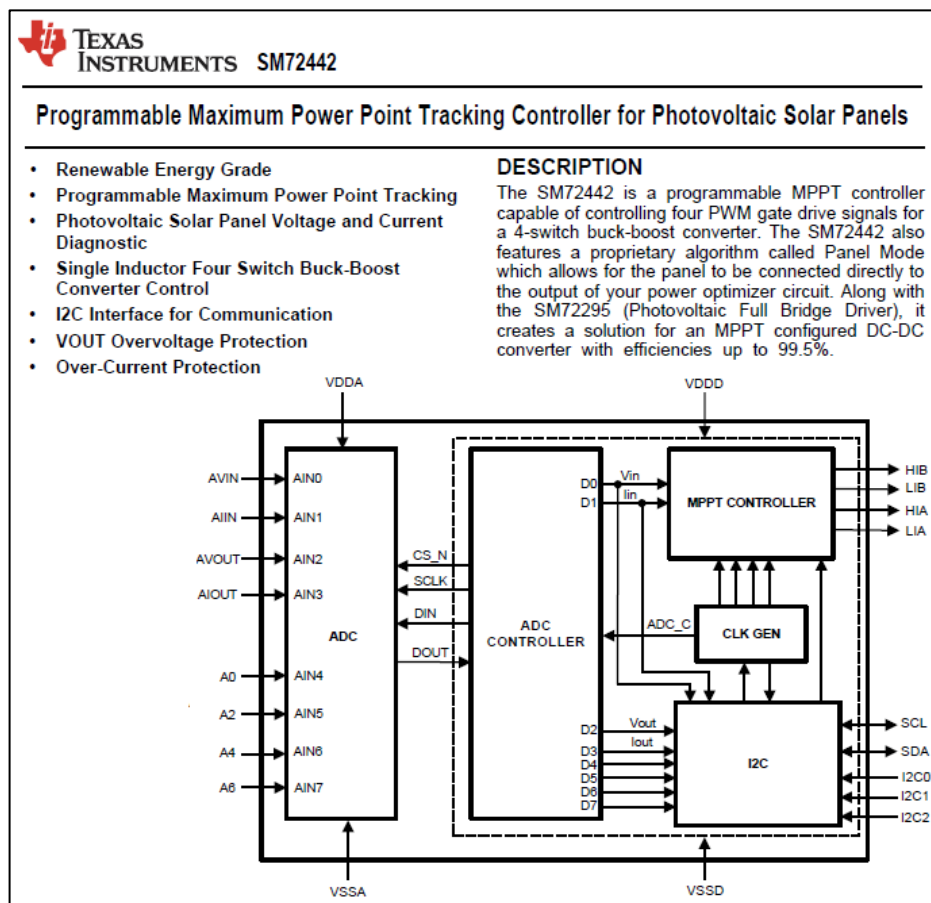


Рис. 1.29. Фрагмент специфікації MPPT контролера [158]

Основними режимами функціонування DC-DC конвертерів є широтно-імпульсна PWM (Pulse Width Modulation) та релейна модуляція. У першому варіанті частота перемикання підтримується фіксованою, а для необхідної зміни коефіцієнта передачі модулюється ширина імпульсів. У другому

варіанті робоча частота перемикання змінна та залежить від навантаження. За способом включення елементів розрізняють три основні схеми DC-DC конвертерів (рис. 1.30). Їх основними вузлами є джерело опорної напруги (U_0), схема порівняння та підсилення постійного струму (A), модулятор (M), ключового елемента (T), діода (D) та індуктивно-ємнісного контуру [47].

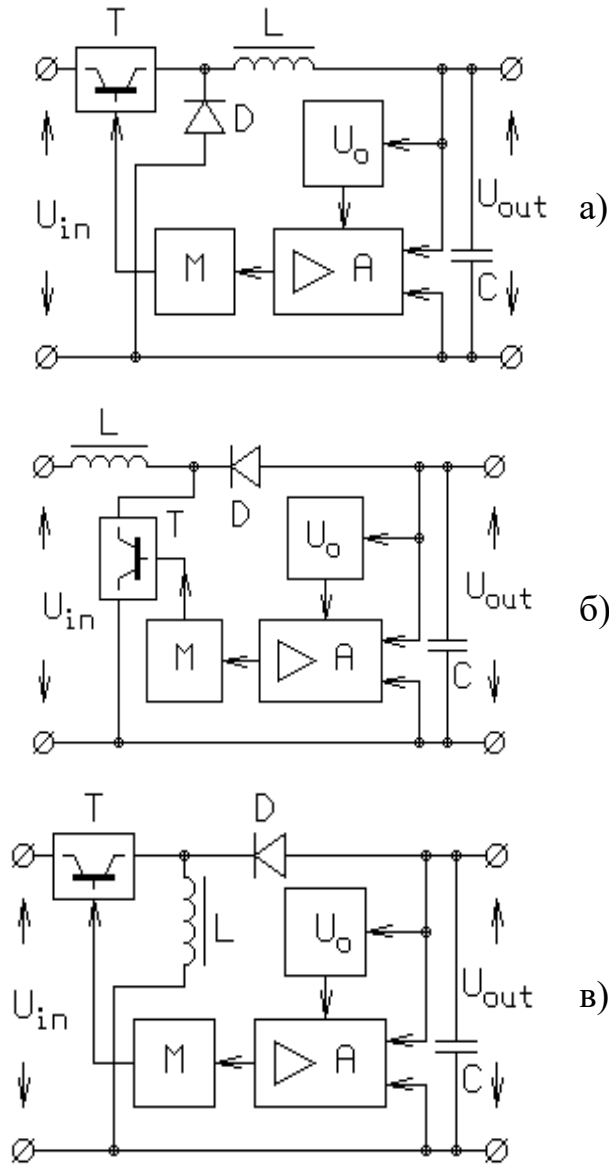


Рис. 1.30. Блок-схеми DC-DC перетворювачів [47]

Схема з послідовним транзистором і дроселем (рис. 1.30, а) дає змогу отримати стабілізовану напругу, що не перевищує вхідну (Buck). У схемі з послідовним дроселем та паралельним транзистором (рис. 1.30, б) стабілізована вхідна напруга перевищує вихідну (Boost). Схема з послідовним

транзистором і паралельним дроселем (рис. 1.30, г) дає змогу отримати стабілізовану вихідну напругу, нижчу або вищу від вхідної (Buck-Boost), а також змінювати полярність вихідної напруги відносно вхідної.

Приклад схеми використання DC-DC конвертера фотовольтаїчного джерела живлення, зокрема LTC3129 представлена на рис. 1.31, а його енергетична ефективність (Efficiency vs V_{IN} and Load) – на рис. 1.32 [162].

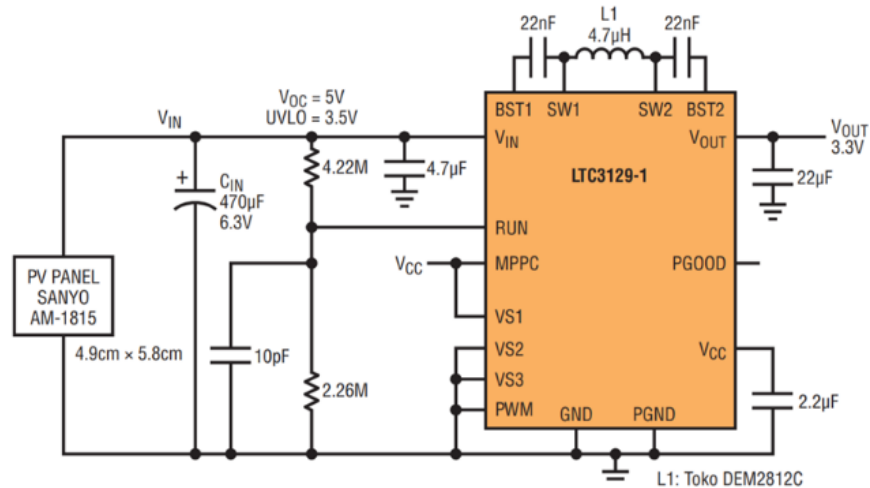


Рис. 1.31. DC-DC конвертер на контролері LTC3129 [162]

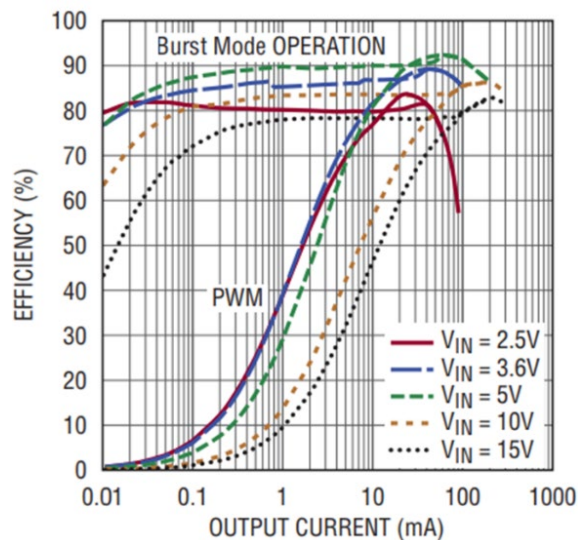


Рис. 1.32. Енергетична ефективність контролері LTC3129 [162]

Тематика та тенденції розвитку DC-DC конвертерів представлені у публікаціях [163-171].

1.5. Висновки до розділу 1

Проблематика наукових досліджень та тенденції розвитку в галузі фотоелектронних сенсорів висвітлені в численних сучасних публікаціях. Інформативною величиною фотоелектронних сенсорів є спектр оптичного поглинання активного середовища [174]. Тематика використання фотовольтаїчних сенсорних пристроїв для 5G мереж також набула популярності в IoT. Пасивні сенсори з даною технологією широко використовуються в вирішенні не тривіальних задач, в місцях з складним ландшафтом та відкритим середовищем.

Сучасною ознакою інтегральних схем компонентів сигнального тракту є низьке енергоспоживання та мала потужність джерела живлення. Найбільшого прогресу досягнуто структурно-схемними рішеннями вузлів аналогового та змішаного перетворення сигналів з зміщенням ширини вхідних та вихідних напруг до величини напруги живлення пристрою – низьковольтних Rail-to-Rail підсилювачів, комутаторів, АЦП [47].

В більш широкому розумінні сигнальне перетворення фотовольтаїчних сенсорів не обмежується оптичними методами вимірювання. Крім останніх, активно розвиваються та використовуються в численних інформаційно-вимірювальних пристроях різноманітні мікроелектронні сенсори на основі вольт-амперометричних, кулонометричних, ємнісних чи імпедансних вимірювальних перетворювачів оточуючого середовища (Environment).

З розвитком інформаційних технологій, зокрема в концепції IoT, вимоги до сенсорної електроніки суттєво підвищуються. Критичними параметрами сигнальних трактів сучасних сенсорів стають мініатюрність, можливість стабільного функціонування при низьковольтних малопотужних джерелах живлення, здатність до програмного реконфігурування та мультифункціональність. В сенсорній електроніці Інтернету речей сформувалося поняття аналогового фронт-енду AFE (Analog Front-End), в основі якого лежить подальший розвиток та адаптація до IoT змішаного

(Mixed Signal) сигнального перетворення.

Найбільш ефективними та розвиненими на даний час є джерела генерування енергії на основі фотовольтаїки PV (Photovoltaics).

Розвиток розглянутої у даному розділі тематики досліджень процесів сигнального перетворення в фотовольтаїчних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією спонукає до вирішення наступного комплексу взаємопов'язаних задач:

- аналізу підходів функціонального інтегрування (представлено в п. 2.1) та подальшого розвитку сигнального перетворення (п. 3.1, п. 3.2) на основі технологій програмованих систем на кристалі;
- оптимізації режимів фотовольтаїчного живлення (п. 2.2) та живлення сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв типу «актюатор-сенсор» в імпульсному режимі роботи (п. 2.3);
- розроблення SPICE моделей ефективності перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення (п. 2.4), первинного перетворювача фотодіодного типу (п. 2.5) та компонентів сигнального тракту (п. 2.6);
- параметричного аналізу перетворювачів на основі трансїмпедансних підсилювачів (п. 3.3), гіраторів (п. 3.4) та інтеграторів (п. 3.5);
- розроблення платформи прототипування фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією (п. 4.1) та реалізація на її основі сигнальних перетворювачів селектора керуючих імпульсів в колі фотовольтаїчного живлення (п. 3.6), мультифункціональністю (п. 4.2) та програмно-керованим інтегруванням (п. 4.3).

РОЗДІЛ 2. ФУНКЦІОНАЛЬНЕ ІНТЕГРУВАННЯ, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ТА SPICE МОДЕЛІ КОМПОНЕНТІВ ФОТОВОЛЬТАЇЧНИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ

2.1. Принцип функціонального інтегрування в фотоелектронних сенсорах

На прикладі узагальненої структури LCPS (Light Communication & Powering & Sensing) фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією (оптичним бездротовим зв'язком), що наведена на рис. 2.1, дамо аналіз базових принципів їх функціонування та проблематику реалізації їх сигнальних перетворювачів. Особливістю LCPS сенсорних пристроїв є функціональне інтегрування кількох фотоперетворювачів та фотовольтаїчних джерел живлення. Таке інтегрування передбачає використання єдиного фотоперетворювача, зокрема фотовольтаїчної панелі в поєднанні з відповідними мультифункціональними сигнальними перетворювачами, для реалізації декількох функцій – фотосенсорики, фотовольтаїчного живлення та оптичного безпроводного зв'язку[177].

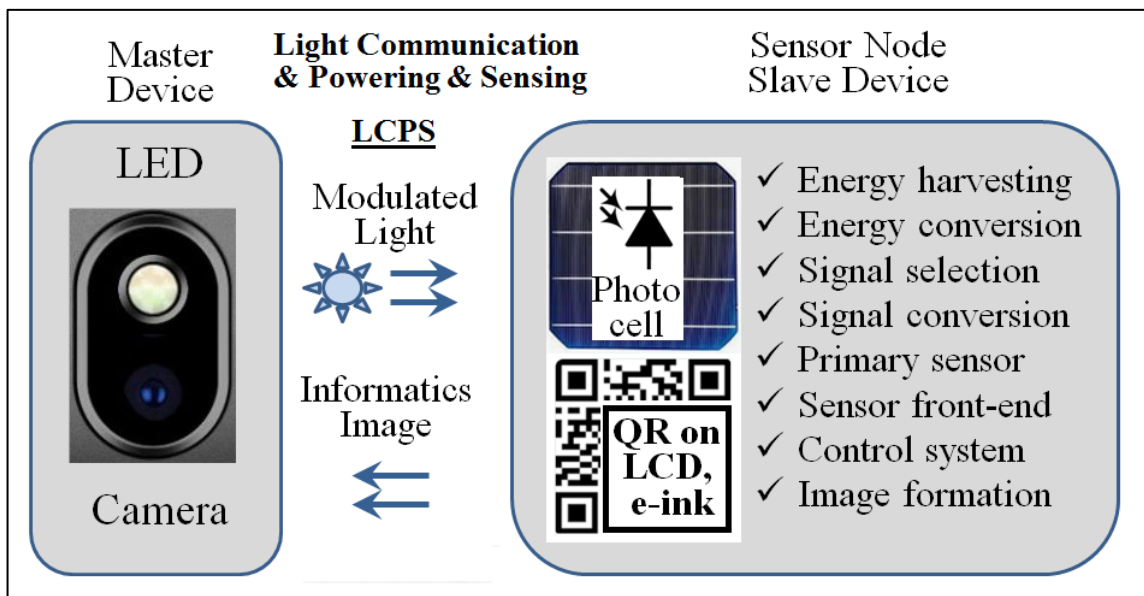


Рис. 2.1. Узагальнена структура LCPS пристроїв

Амплітудно-модульований світловий потік (Modulated Light), зокрема видимого діапазону електромагнітних хвиль, що формується світлодіодом

LED (Light Emitted Diode) та контролером ведучого (керуючого) пристрою (Master Device), використовується для реалізації сенсорним ведомим (керованим) пристроєм (Slave Device) декількох взаємопов'язаних функцій[177]:

- керування режимами роботи на основі методів оптичної телекомунікації;
- живлення сенсорного пристрою на основі методів фотовольтаїки, зокрема з використанням фотовольтаїчних панелей;
- сигнального вимірювального перетворення сенсорного пристрою на основі методів оптичної спектроскопії, зокрема використовуючи селективне затухання оптичного випромінювання в середовищі чи активному шарі сенсора.

Зворотнім інформативним сигналом, що формує сенсорний пристрій Sensor Node, є візуальний образ (Informatics Image), зокрема QR (Quick Response Code) код. Формування QR коду здійснюється сенсорним пристроєм з використанням технологій мікропотужних рідкокристалічних дисплеїв LCD (Liquid Crystal Display) чи електронних чорнил e-Ink (Electronic Ink), а зчитування цього коду - фотокамерою (Camera) керуючого пристрою (Master Device) [177].

Керуючі пристрої такої інфокомунікаційної системи можуть характеризуватися різноманітними варіантами реалізації. Зокрема, це може бути пристрій типу смартфона (Smartphone), LED ліхтар (спалах) якого формує короткочасні імпульси світлового потоку, а фотокамера забезпечує приймання інформації аналогічно до вже стандартизованих технологій QR зчитування (QR reader). Інші варіанти реалізації таких пристроїв передбачає використання вищезгаданих (розділ 1) технологій оптичного зв'язку – OWC, FSO, FOC, VLC, Li-Fi[177].

Фотовольтаїчні сенсорні пристрої такої системи також можуть мати різноманітні варіантами реалізації. Зокрема, це пристрої типу електронний стікер (Electronic Sticker) чи рефлексний (відбиваючий) електронний маяк

(Beacon, iBeacon) з оптичним каналом живлення та телекомунікації. Функціонування таких сенсорних пристроїв можливе і в автономному режимі, тобто, без взаємодії з передавачем. В цьому разі їх живлення відбувається методами фотовольтаїки від зовнішніх джерел оптичного випромінювання. Натомість, при наявності взаємодії з передавачем сенсорний пристрій може перепрограмуватись, змінювати режими роботи чи послідовно виводити накопичені на протязі певного часу автономної роботи масиви даних з використанням дисплею QR коду [177].

Основними функціональними компонентами живлення та сигнального перетворення сенсорних пристроїв типу LCPS є засоби [177]:

- збору енергії (Energy harvesting) оптичного випромінювання, зокрема з використанням фотовольтаїчних панелей;
- конвертування енергії оптичного випромінювання в електричний струм джерела живлення електронної схеми (Energy conversion);
- селекції (Signal selection) та конвертування (Signal conversion) сигналів у відповідності до алгоритму керування;
- оптичної сенсорики, яка реалізує первинне перетворення «світловий потік - електричний струм» (Primary sensor);
- сенсорного «фронт-енду», який реалізує вторинне перетворення сигналів у відповідності до вимог енергоефективної схемотехніки (Sensor Front-end);
- керування сенсорним пристроєм у відповідності до вимог вбудованих програмованих систем на кристалі (Control system);
- формування візуального образу вихідного інформативного сигналу технологіями LCD чи e-Ink (Image formation).

В даній дисертації вирішується завдання з аналізу та синтезу сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією, в основі побудови яких лежать принципи функціонального інтегрування. Аналіз цього завдання виявляє протиріччя щодо вимог до фотоперетворювачів фотовольтаїчних кіл живлення та перетворювачів

оптичного тракту формування інформативних сигналів. Так, фотофольтаїчні панелі та контролери живлення є принципово колами постійного струму з незначними низькочастотними коливаннями кін зворотного зв'язку стабілізаторів напруги живлення. Натомість, кола формування сигналів оптичного зв'язку та інформативних сигналів сенсорики потребують відповідних динамічних характеристик, селективності, завадостійкості, лінійності функції перетворення тощо.

Зокрема, паразитна ємність фотовольтаїчних панелей є надто великою (десятки-сотні пікофарад) для їх ефективного використання в колах формування інформативних сигналів керування та сенсорики. Як буде показано в розділі 3 дисертаційної роботи, паразитна ємність фотовольтаїчних панелей суттєво обмежує динаміку та стабільність функціонування трансїмпедансних перетворювачів (трансїмпедансних підсилювачів) - ТІА (Transimpedance amplifier).

Складними до вирішення є задачі: селекції сигналів керування та сенсорики при значних рівнях зовнішнього освітлення, що передбачає відповідні рішення адаптації безіндуктивних схем частотної селекції на основі мікроелектронних безіндуктивних смугових фільтрів (Inductorless bandpass filters), зокрема гіраторів (Gyrator), стабілізації фотовольтаїчного живлення при значній модуляції світлового потоку, мінімізації енергоспоживання, реалізації Rail-to-Rail розмаху сигналів, імплементації структурно-схемних рішень сигнальних перетворювачів на основі програмованих систем на кристалі PSoC (Programmable System on a Chip) тощо [177].

Крім того, розроблення фотовольтаїчних сенсорних пристроїв безпровідних мереж повинно охоплювати проблему енергоефективності фотовольтаїчного живлення. Це завдання охоплює, як задачі ефективності відбору та подальшого перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення, так і задачі ефективності використання цієї енергії в процесі формування та подальшого перетворення інформативних сигналів сенсорного пристрою.

2.2. Оптимізація режимів фотовольтаїчного живлення

Оптимізація режимів фотовольтаїчного живлення базується на методі трекінгу (відслідковування) точки максимальної енергії MPPT (Maximum Power Point Tracking). Суть та реалізація цього методу у фотовольтаїці були представлені в розділі 1 даної дисертаційної роботи. В розвиток вищезгаданого методу MPPT проведемо аналіз впливу неідеальності подальшого перетворення (коефіцієнту перетворення K_p) потужності фотовольтаїчного джерела живлення на робочу точку оптимального відбору енергії. Як буде показано далі, проведення такого аналізу забезпечує можливість підвищити ефективність фотовольтаїчного живлення з врахуванням втрат в DC-DC конвертерах понижувального (Buck) чи підвищувального (Boost) типів. Їх принципи побудови та сучасні реалізації теж розглядалися в розділі 1 дисертації.

Умовне представлення вхідного та вихідного кіл конвертера фотовольтаїчного джерела живлення (Photovoltaic DC-DC Converter) наведено на рис. 2.2. Параметри фотовольтаїчного джерела живлення (збірки фотодіодів, фотовольтаїчної панелі) представлено джерелом E_{PH} , яке описується напругою V_{PH0} «холостого ходу» (при відсутності впливу кола навантаження) та резистором R_p , опір якого характеризує падіння напруги V_{INP} при струмі навантаження I_{PHD} . Вихідна напруга V_{OUT} вихідного кола DC-DC перетворювача TR визначається вимогою до джерел живлення сенсорного пристрою, а струм навантаження I_{OUT} – його енергоспоживання. Коефіцієнту перетворення K_p потужності фотовольтаїчного джерела без врахування втрат рівний одиниці.

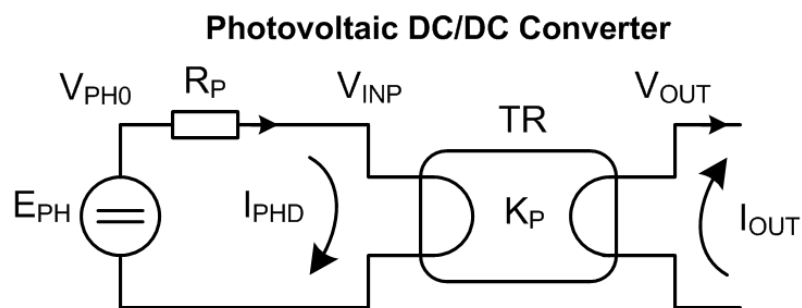


Рис. 2.2. Спрощена модель конвертера фотовольтаїчного джерела живлення

Розглянемо задачу оптимізації фотовольтаїчного живлення з використанням методу трекінгу точки максимальної енергії MPPT з врахуванням реальних параметрів перетворювача TR при $K_P < 1$. Так, потужність вихідного кола P_{OUT} є меншою за потужність вхідного кола P_{INP} :

$$P_{OUT} = V_{OUT} \cdot I_{OUT},$$

$$P_{OUT} = P_{INP} \cdot K_P,$$

$$P_{INP} = V_{INP} \cdot I_{PHD},$$

де

$$V_{INP} = V_{PHO} - I_{PHD} \cdot R_P.$$

Далі, провівши відповідні перетворення виразу

$$P_{INP} = (V_{PHO} - I_{PHD} \cdot R_P) \cdot I_{PHD} = V_{PHO} \cdot I_{PHD} - I_{PHD}^2 \cdot R_P$$

та ввівши параметри втрат, що в першому наближенні можуть бути представленими відповідними лінійними залежностями від струму I_{PHD} (коефіцієнт K_I), різниці напруг $\Delta V = |V_{OUT} - V_{INP}|$ (коефіцієнт K_V) та «фоновими» (незалежними від режимів роботи) втратами (коефіцієнт K_0)

$$K_P = 1 - K_I \cdot I_{PHD} - K_V \cdot \Delta V - K_0,$$

отримуємо:

$$P_{OUT} = (V_{PHO} \cdot I_{PHD} - I_{PHD}^2 \cdot R_P) \cdot (1 - K_I \cdot I_{PHD} - K_V \cdot \Delta V - K_0).$$

Для визначення оптимальної точки відбору енергії проведемо диференціювання функції вихідної потужності P_{OUT} за аргументом I_{PHD}

$$\begin{aligned} \frac{dP_{OUT}}{dI_{PHD}} = & (V_{PHO} - 2I_{PHD} \cdot R_P) \cdot (1 - K_I \cdot I_{PHD} - K_V \cdot \Delta V - K_0) - \\ & -(V_{PHO} \cdot I_{PHD} - I_{PHD}^2 \cdot R_P) \cdot K_I. \end{aligned}$$

Екстремум функції має місце при

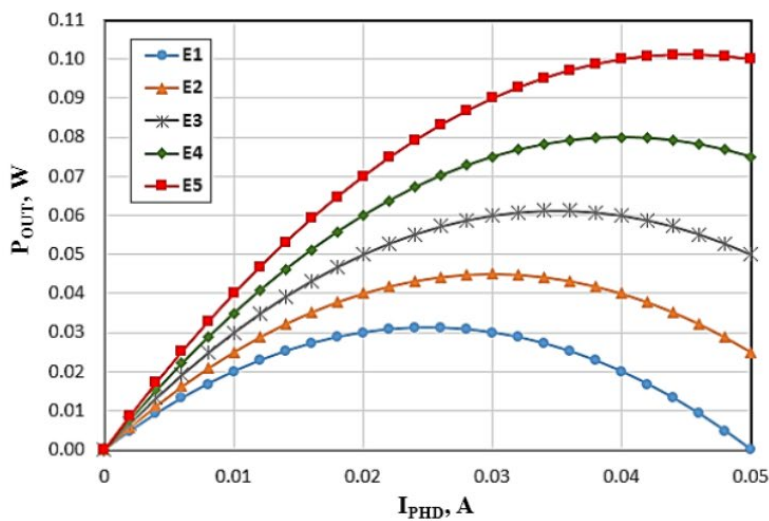
$$\frac{dP_{OUT}}{dI_{PHD}} = 0,$$

що при умовах «ідеальності» $K_I = 0$; $K_V = 0$; $K_0 = 0$

$$\frac{dP_{OUT}}{dI_{PHD}} = V_{PH0} - 2I_{PHD} \cdot R_P = 0,$$

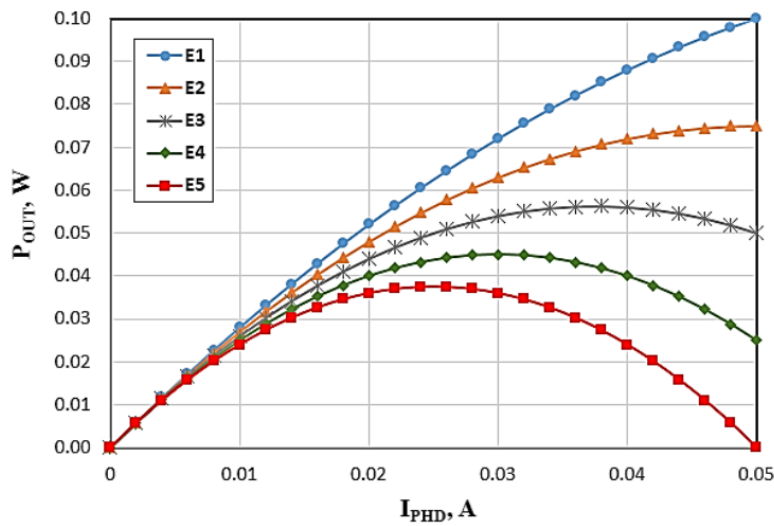
$$I_{PHD} = \frac{V_{PH0}}{2R_P}.$$

В реальних умовах необхідно враховувати вплив вищезгаданих коефіцієнтів K_I , K_V та K_0 . Відтак, у відповідності до поставленої задачі, по-перше, розглянемо приклади впливу цих коефіцієнтів на точку оптимального відбору енергії, і, по-друге, розробимо еквівалентну схему SPICE моделі, що надає можливість проведення такої оптимізації. Характерні приклади розрахунків залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} фотовольтаїчного джерела для наборів параметрів конвертера наведені на рис. 2.3 – рис. 2.8.



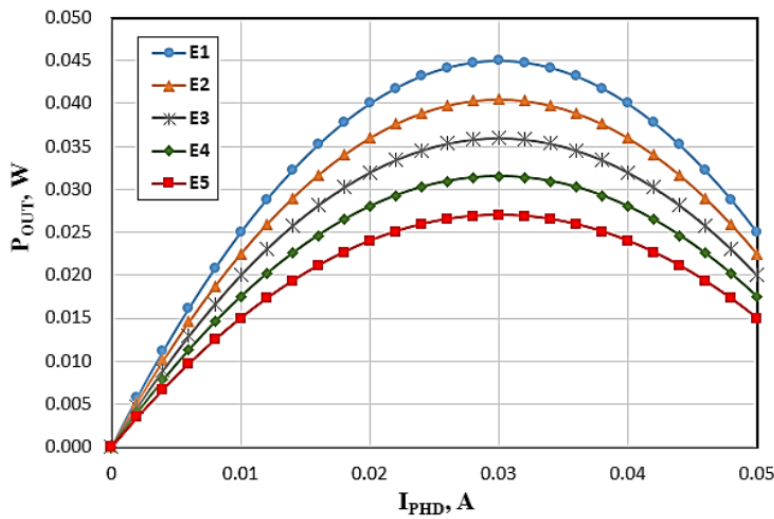
	E1	E2	E3	E4	E5
V_{PH0}, V	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5
R_P, Ω	50	50	50	50	50
$\Delta V, V$	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
K_I, A^{-1}	0	0	0	0	0
K_V, V^{-1}	0	0	0	0	0
K_0	0	0	0	0	0

Рис. 2.3. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P1)



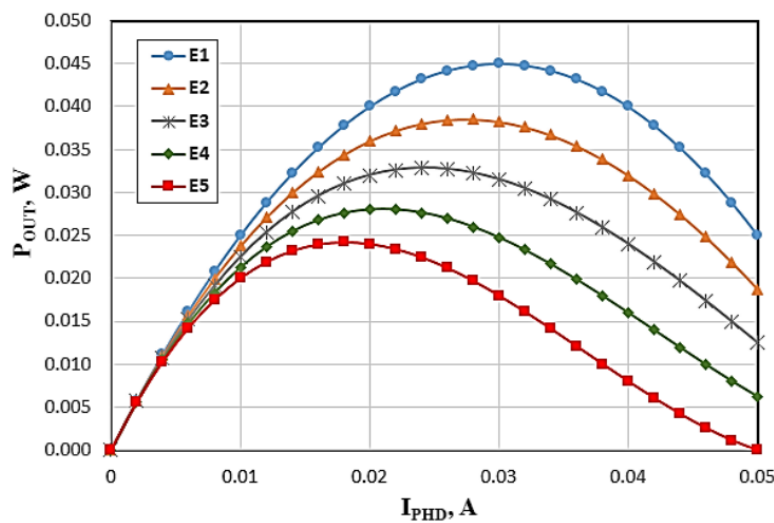
	E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅
V _{PH0} , V	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
R _P , Ω	20	30	40	50	60
ΔV, V	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
K _I , A ⁻¹	0	0	0	0	0
K _V , V ⁻¹	0	0	0	0	0
K ₀	0	0	0	0	0

Рис. 2.4. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P2)



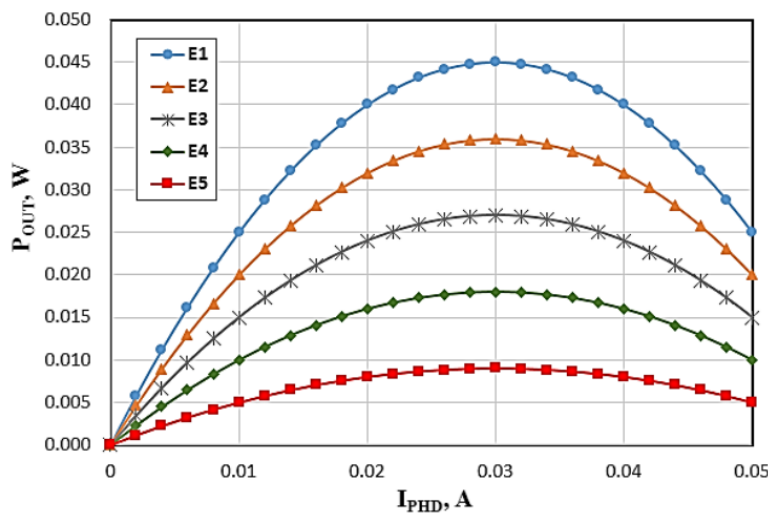
	E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅
V _{PH0} , V	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
R _P , Ω	50	50	50	50	50
ΔV, V	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
K _I , A ⁻¹	0	0	0	0	0
K _V , V ⁻¹	0	0	0	0	0
K ₀	0	0.1	0.2	0.3	0.4

Рис. 2.5. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P3)



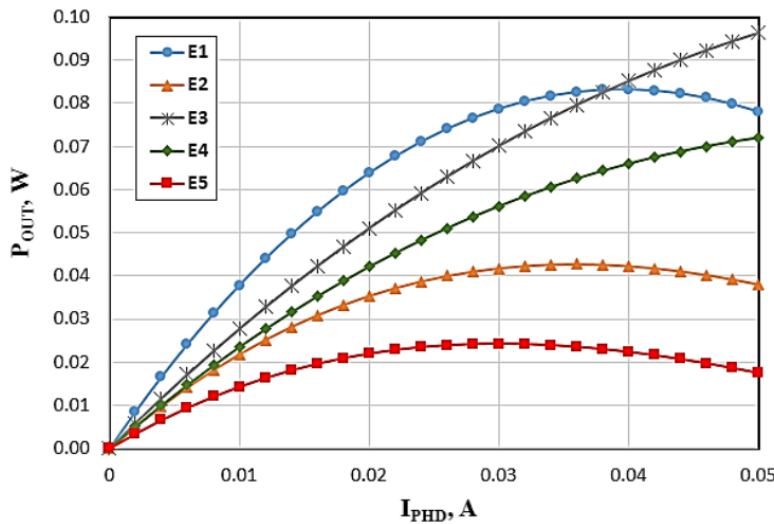
	E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅
V _{PH0} , V	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
R _P , Ω	50	50	50	50	50
ΔV, V	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
K _I , A ⁻¹	0	5	10	15	20
K _V , V ⁻¹	0	0	0	0	0
K ₀	0	0	0	0	0

Рис. 2.6. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P4)



	E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅
V _{PH0} , V	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
R _p , Ω	50	50	50	50	50
ΔV, V	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
K _I , A ⁻¹	0	0	0	0	0
K _V , V ⁻¹	0	0.1	0.2	0.3	0.4
K ₀	0	0	0	0	0

Рис. 2.7. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P5)



	E ₁	E ₂	E ₃	E ₄	E ₅
V _{PH0} , V	5.0	3.0	5.0	3.0	3.0
R _p , Ω	60	20	30	20	40
ΔV, V	2.0	2.0	5.0	3.0	1.0
K _I , A ⁻¹	2	10	1	3	5
K _V , V ⁻¹	0.01	0.01	0.02	0.01	0.20
K ₀	0.1	0.1	0.3	0.1	0.2

Рис. 2.8. Залежності вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} (Case P6)

Наведені вище математичні вирази та приклади розрахунків демонструють вперше виявлений вплив параметрів кіл живлення та коефіцієнтів K_I , K_V , K_0 на зміщення точки оптимального відбору енергії фотovoltaїчного джерела. Відтак, отримані результати представляють собою подальший розвиток вищезгаданого методу точки максимальної енергії MPPT. Ці результати особливо важливі при проектуванні малопотужних пристроїв фотovoltaїки, саме якими і є об'єкти дослідження даної дисертаційної роботи – функціонально-інтегровані сенсорні пристрої з фотovoltaїчним живленням.

Як це вже відзначалося, для забезпечення ефективного аналізу

фотовольтаїчного живлення з врахуванням втрат енергії в DC-DC перетворювачах необхідно розробити їх SPICE модель. Результати вирішення цієї задачі представлені в підрозділі 2.4 дисертації.

2.3. Оптимізація режимів живлення сигнальних перетворювачів

Розглянемо можливість проведення оптимізації ефективності використання енергії фотовольтаїчного живлення в процесі формування та подальшого перетворення інформативних сигналів сенсорних пристроїв. В узагальненому виді структурна схема таких пристроїв представлена на рис. 2.9. Формування інформативних сигналів реалізується первинними перетворювачами (сенсорами фізичних, хімічних чи біохімічних величин). Необхідно враховувати, що функціональність та параметри первинного перетворення визначаються не лише сенсорами (Sensor, S), але і актюаторами (Actuator, A), що активують перший процес вимірювального перетворення.

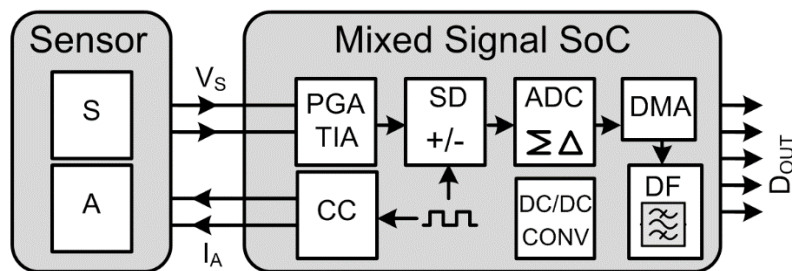


Рис. 2.9. Узагальнена структурна схема сенсорного пристрою

Крім вузла первинного перетворення сенсорні пристрої нового покоління з реалізацією в концепції змішаного сигнального перетворення на основі системи на кристалі (System on chip) - Mixed Signal SoC (рис. 2.9) містять підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення PGA, контролер імпульсного живлення активатора CC (Current Controller), синхронний детектор SD (Synchronous Detector), аналого-цифровий перетворювач ADC (Analog to Digit Converter), цифровий фільтр DF (Digital Filter), пам'ять даних з безпосереднім доступом DMA (Direct Memory Access), перетворювач енергії фотовольтаїчного джерела та стабілізатор живлення (DC-DC CONV) та інші

вузли. Зокрема, це – вузли комунікації (провідної, оптичної чи радіочастотної), вузли індикації тощо. Для спрощення на узагальненій схемі ці вузли не демонструються.

В фотоелектронних сенсорах актюаторами можуть слугувати світлодіоди (LED, рис. 2.10, а) чи лазери. З енергетичної точки зору активація (формування) світлового випромінювання передбачає затрати певної енергії, яку, зокрема можна представити у виді добутку потужності P на інтервал часу t_p . В свою чергу потужність кола активації може описуватися струмом I_A . В процесі такого вимірювального перетворення формується інформативний сигнал, який може бути представлений струмом I_{PH} фоточутливого сенсора (фотодіодом D_{PH}).

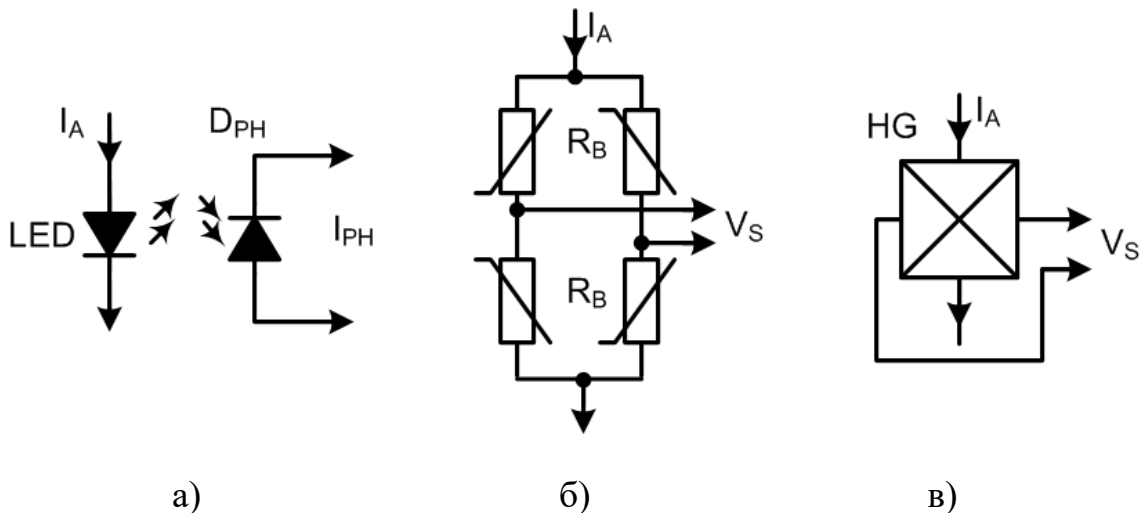


Рис. 2.10. Узагальнена структурна схема сенсорного пристрою

В більш широкому представленні енергетика первинного перетворення сенсорних пристроїв може бути представлена струмом I_A фоторезистивних мостових перетворювачів (R_B , рис. 2.10, б), резистивних перетворювачів для вимірювання температури (терморезисторів), механічного напруження (тензорезисторів) чи холлівських перетворювачів (HG, рис. 2.10, в) магнітного поля. [173].

Для всіх цих первинних перетворювачів, зокрема, в контексті даної дисертації - сенсорних пристроїв з фотовольтаїчним живленням, характерним є функціональна залежність амплітуди інформативних сигналів - струму I_{PH} чи

напруги V_S – від струму активації I_A . Чим більшим є значення струму, тим більшим буде значення інформативного сигналу. Здебільшого, в межах реальних значень струму активації (від декількох десятків мікроампер до декількох десятків міліампер) така функціональна залежність є лінійною.

Відтак, збільшуючи струм активації I_A збільшують і значення вихідних сигналів I_{PH} чи V_S (в межах лінійного діапазону вимірювального перетворення), що зменшує вимоги до сигнального перетворення (зокрема, коефіцієнту підсилення сигналу). Крім того, таке збільшення струму I_A підвищує співвідношення сигнал-шум вимірювального кола. Принципово визначальним з точки зору вирішуваного завдання є той факт, що час наростання та стабілізації сигналу характеризується прямою пропорціональністю до коефіцієнту підсилення сигнального кола та зворотною пропорційністю до струму живлення сигнального кола (підсилювача, синхронного детектора, аналого-цифрового перетворювача тощо). Більш детально аналіз залежності швидкодії від коефіцієнту підсилення для конкретних компонентів сигнального тракту (зокрема, операційних підсилювачів) наведено дещо далі.

Аналізуючи недоліки системи енергоспоживання, відзначимо, що більшість вищезгаданих сенсорних пристроїв функціонують в імпульсних режимах роботи з певним періодом T_P повторення (рис. 2.11). В кожному періоді T_P мають місце часовий інтервал t_P активного вимірювання (Active Mode) та часовий інтервал t_Z пасивного стану (Sleep Mode). Енергоживлення у інтервалі активного вимірювання визначається двома основними складовими – струмом активації I_A та струмом живлення I_S кола сигнального (вторинного) перетворення. Струм живлення у інтервалі пасивного стану I_Z є суттєво меншим за струм $I_A + I_S$ активного вимірювання.

Проведений аналіз функціонування сенсорних пристроїв з імпульсним режимом роботи показує, що одна і та ж інформативна здатність може забезпечуватися, як шляхом збільшення струму активації I_A та струму живлення I_S сигнального перетворювача при скороченні інтервалу t_P

активного вимірювання часу (Case A, верхня діаграма рис. 2.11), так і шляхом зменшення струму активації I_A та струму живлення I_S сигнального перетворювача при розширенні інтервалу t_P активного вимірювання часу (Case B, нижня діаграма рис. 2.11).

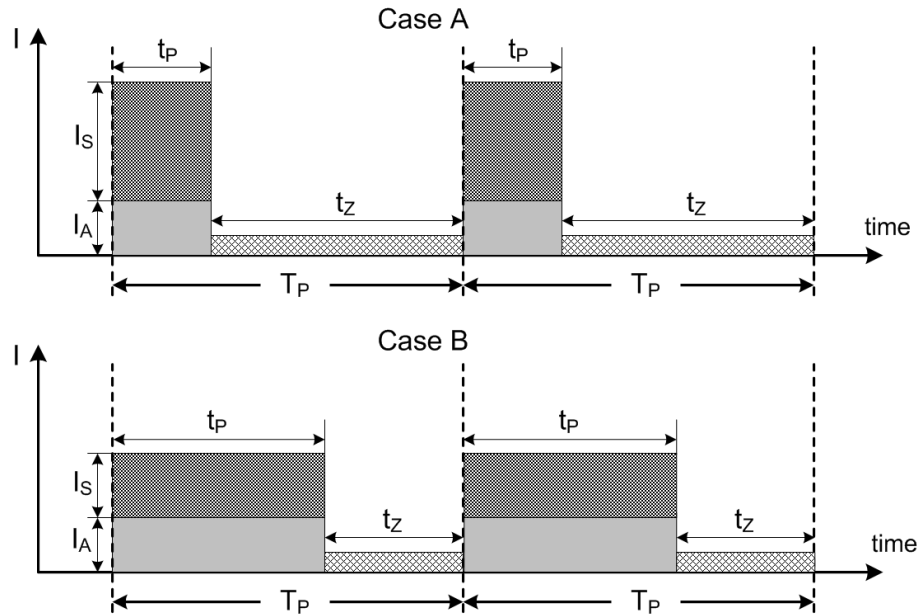


Рис. 2.11. Ілюстрація імпульсних режимів роботи

Аналізуючи швидкодію сигнальних перетворювачів відзначимо, що час встановлення сигналу, зокрема на виході підсилювача, визначається рядом параметрів. Для прикладу на рис. 2.12 представлено фрагмент специфікації сучасного універсального операційного підсилювача AD8541 (CMOS Rail-to-Rail General Purpose Amplifier). [173].


 ANALOG DEVICES		CMOS Rail-to-Rail General-Purpose Amplifiers		
AD8541/AD8542/AD8544				
FEATURES Single-supply operation: 2.7 V to 5.5 V Low supply current: 45 μ A/amplifier Wide bandwidth: 1 MHz No phase reversal Low input currents: 4 pA Unity gain stable Rail-to-rail input and output		APPLICATIONS ASIC input or output amplifiers Sensor interfaces Piezoelectric transducer amplifiers Medical instrumentation Mobile communications Audio outputs Portable systems		
DYNAMIC PERFORMANCE				
Slew Rate	SR	$R_L = 100 \text{ k}\Omega$	0.75	V/ μ s
Settling Time	t_s	To 0.1% (1 V step)	5	μ s
Gain Bandwidth Product	GBP		980	kHz

Рис. 2.12. Фрагмент специфікації операційного підсилювача AD8541

Параметрами швидкодії таких підсилювачів є добуток коефіцієнту підсилення (Gain) на ширину (Bandwidth) смуги частот GBP (Gain Bandwidth Product) в одиницях частоти (Hz, kHz, MHz), швидкість наростання SR (Slew Rate) в одиницях Вольт/секунд (V/s, V/ms, V/μs) та час встановлення вихідної напруги ST (Setting Time) в одиницях часу (s, ms, μs). Також відзначимо, що добуток коефіцієнту підсилення на ширину смуги частот GBP в ряді специфікацій та SPICE моделей підсилювачів представляється параметром ширини смуги частот при одиничному (Unity) коефіцієнті підсилення GBW (Unity Gain BandWidth). В SPICE моделях також специфікують швидкості наростання SRP (Maximum Positive Slew Rate, V/s) та SRN (Maximum Negative Slew Rate V/s).

Як це вже відзначалося, параметри швидкодії визначаються струмом живлення схеми I_S – чим більше значення струму I_S тим швидшим є встановлення вихідної напруги. В сучасний компонентах змішаного сигнального перетворення з програмованими параметрами функціонування, зокрема як це показано на специфікації Operational Amplifier (Opamp, рис. 2.13) програмованої системи на кристалі PSoC, передбачається вибір режимів живлення Programmable Power and Bandwidth – Low Power, Med Power, High Power.

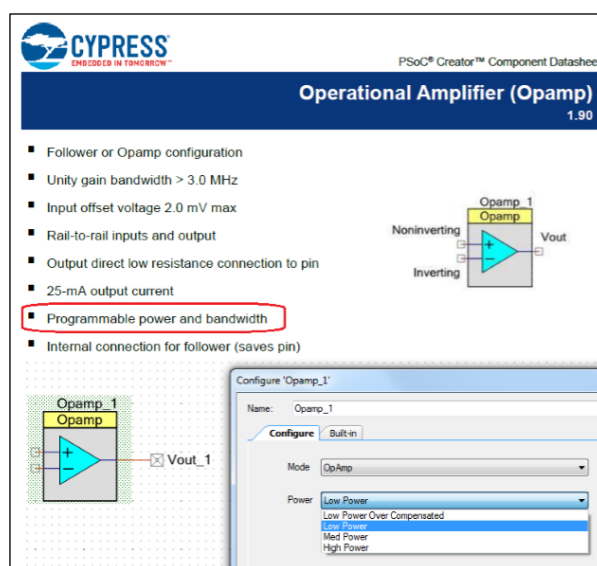


Рис. 2.13. Фрагмент специфікації та вікна конфігурування Opamp (PSoC)

Аналогічні підходи програмованого конфігурування мають місце в більшості компонентів PSoC, зокрема, це - компаратор Comp (рис. 2.14), підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення PGA (рис. 2.15), трансімпедансний підсилювач ТІА (рис. 2.16). Приклади використання цих компонентів у сигнальних перетворювачах фотovoltaїчних сенсорних пристроїв будуть представлені в розділі 4 дисертаційної роботи.

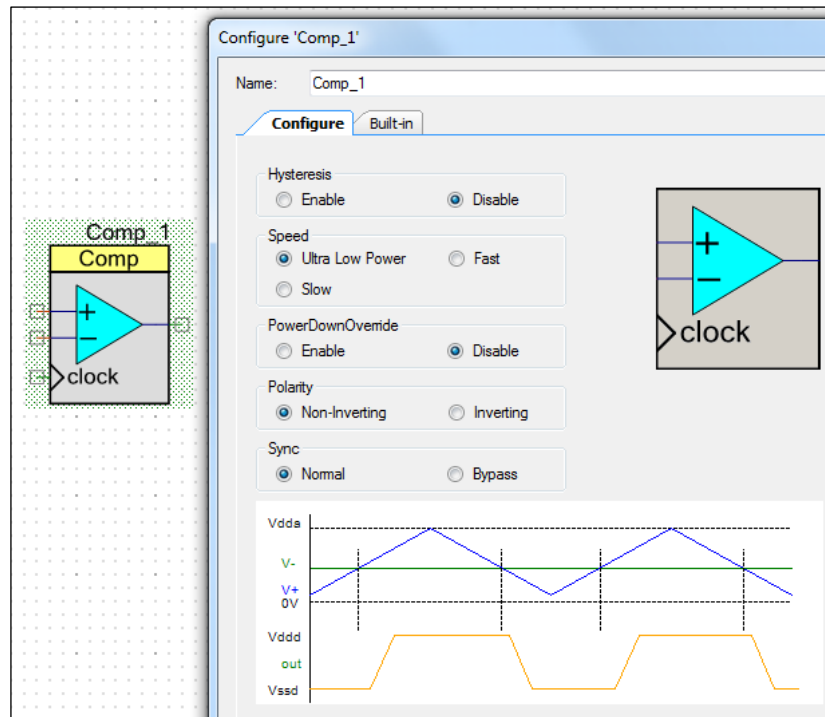


Рис. 2.14. Фрагмент вікна конфігурування Comp (PSoC)

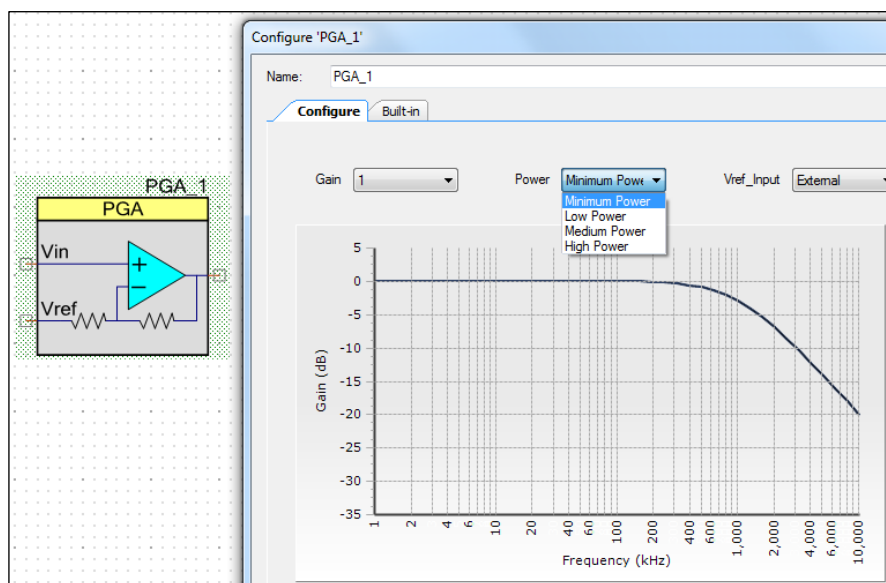


Рис. 2.15. Фрагмент вікна конфігурування PGA (PSoC)

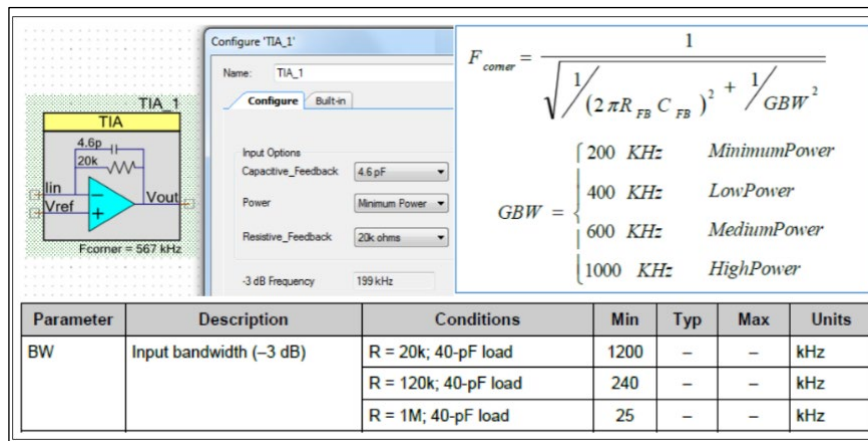
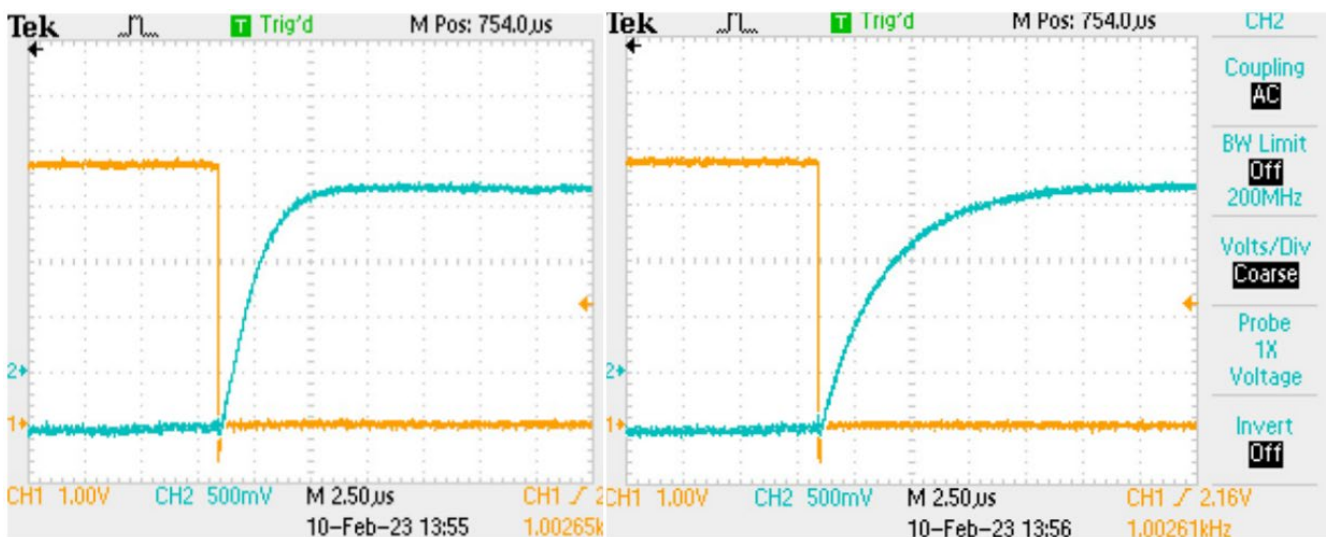


Рис. 2.16. Фрагмент вікна конфігурування TIA (PSoC)

Відтак, в процесі оптимізації режимів живлення сигнальних перетворювачів використовують параметри специфікацій та результати експериментальних досліджень (приклади експериментальних досліджень більш детально наводяться в розділі 4 дисертаційної роботи) перехідних процесів (рис. 2.17). За цими даним визначають характеристичні залежності часу встановлення вихідного сигналу від потужності (струму) живлення компонентів PSoC.



а)

б)

Рис. 2.17. Осцилограми наростання амплітуди вихідної напруги в конфігураціях PGA - High Power (а) та Low Power (б)

Розроблена в процесі дисертаційних досліджень методика оптимізації режимів живлення сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв з імпульсними режимами роботи базується на наступних математичних виразах.

Спершу, енергію E споживання визначимо добутком

$$E = P \cdot t = V \cdot I \cdot t,$$

де P – потужність, V та I – напруга та струм, t – інтервал часу.

Далі, введем поняття нормованої по напрузі живлення V_E енергії E_N сигнального перетворення

$$E_N = \frac{E}{V_E}.$$

Таке нормування є характерним в специфікаціях джерел автономного живлення (зокрема, акумуляторів Power Bank), в яких основним параметром є енергія в одиницях добутку струму I на час t , зокрема в [Ампер · Годинах].

Відтак, значення E_N буде визначатися сумою нормованих енергій в кожному (i) з часових інтервалів t_i

$$E_N = \sum_{i=1}^n I_i \cdot t_i.$$

Зокрема, у відповідності до вище наведеної ілюстрація імпульсних режимів роботи (рис. 2.11), нормована енергія за один період визначається виразом

$$E_N = (I_A + I_S)t_P + I_Z(T_P - t_P).$$

Час затримки встановлення вихідного сигналу t_{DELAY} представимо сумою незалежного від потужності живлення часу t_0 та залежного (обернено-пропорційного) від струму живлення I_{POWER}

$$t_{DELAY} = t_0 + \frac{K_I}{I_{POWER}},$$

де K_I – коефіцієнт пропорційності з розмірністю

$$[K_I] = A \cdot s.$$

Приклади характеристичних залежностей часу затримки від струму

живлення в умовних одиницях а.у. (Arbitrary Unit) представлено на рис. 2.18.

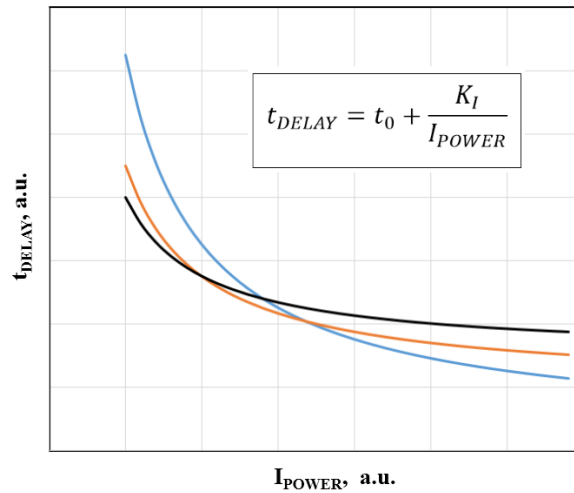


Рис. 2.18. Характеристичні залежності часу затримки від струму живлення

Аналіз ефективності живлення можна проводити за струмом активації I_A чи струмом живлення сигнального перетворювача I_S . Тож, для прикладу розглянемо залежність мінімальної тривалості інтервалу t_p активного вимірювання, що визначається часом встановлення вихідного сигналу, та нормованої енергії E_N сигнального перетворення за період T :

$$t_p = t_0 + \frac{K_I}{I_S},$$

$$E_N = (I_A + I_S) \left(t_0 + \frac{K_I}{I_S} \right) + I_Z \left(T_p - t_0 - \frac{K_I}{I_S} \right),$$

$$E_N = I_S t_0 + \frac{(I_A - I_Z) K_I}{I_S} + (I_A - I_Z) t_0 + I_Z T_p + K_I.$$

Можна бачити, що математичний вираз нормованого енергоспоживання E_N зводиться до функції (рис. 2.19)

$$E_N(I_S) \rightarrow f(x),$$

$$f(x) = ax + \frac{b}{x} + c.$$

Похідна цієї функції

$$\frac{df(x)}{dx} = a - \frac{b}{x^2}$$

має екстремум в точці

$$\frac{df(x)}{dx} = 0 \text{ при } x = \sqrt{\frac{b}{a}}$$

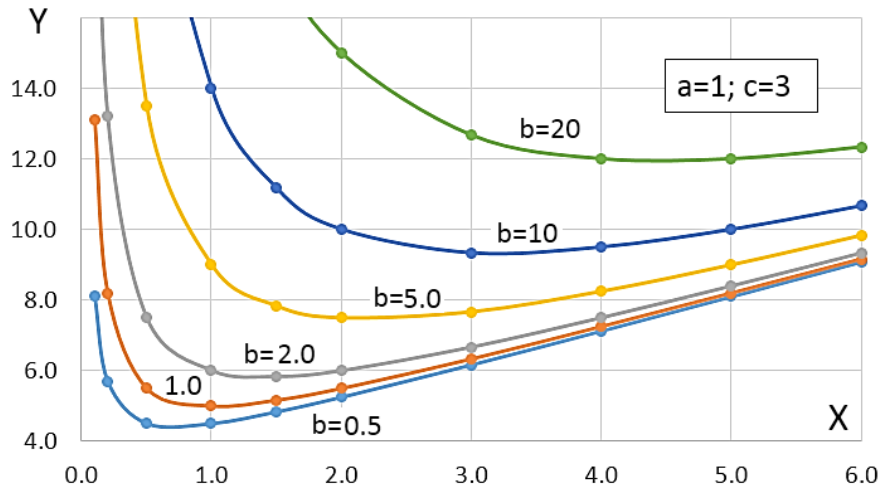


Рис. 2.19. Екстремуми функції $f(x)$

Аналогічно до цього, похідна функції нормованого енергоспоживання та її екстремум розраховуються за формулами

$$\frac{dE_N(I_S)}{dI_S} = t_0 - \frac{(I_A - I_Z)K_I}{I_S^2},$$

$$\frac{dE_N(I_S)}{dI_S} = 0 \text{ при } I_S = \sqrt{\frac{(I_A - I_Z)K_I}{t_0}}$$

Приклади розрахунку нормованого енергоспоживання E_N від струму I_S для певних наборів значень I_A , I_Z , K_I , t_0 , T_P наведені на рис. 2.20 – рис. 2.27.

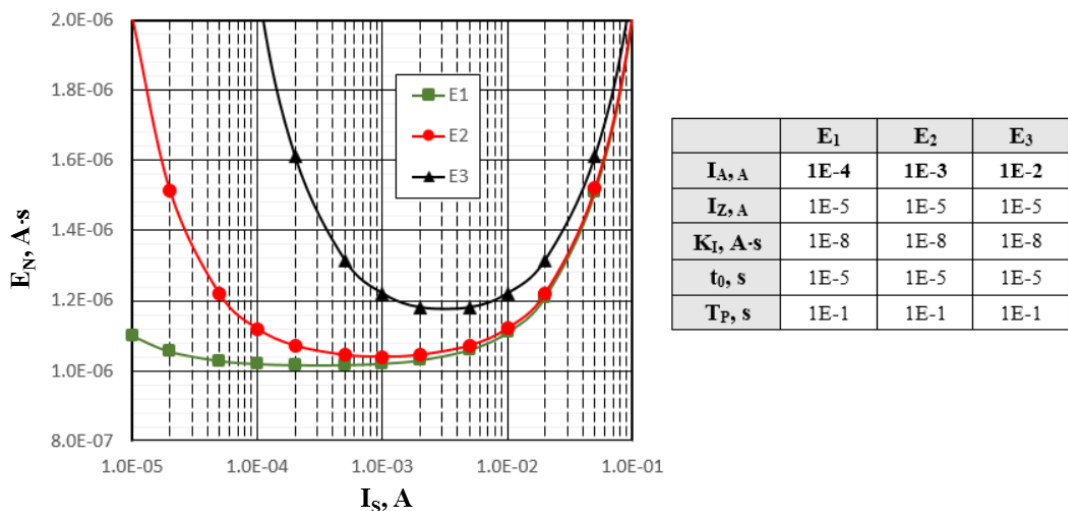
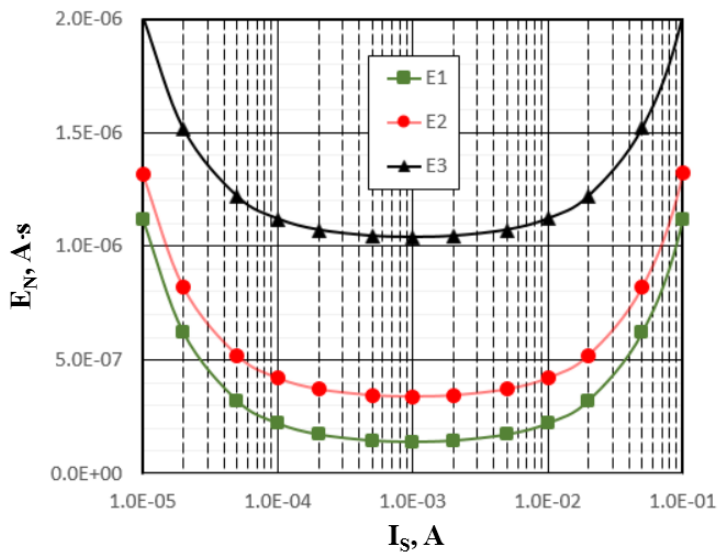
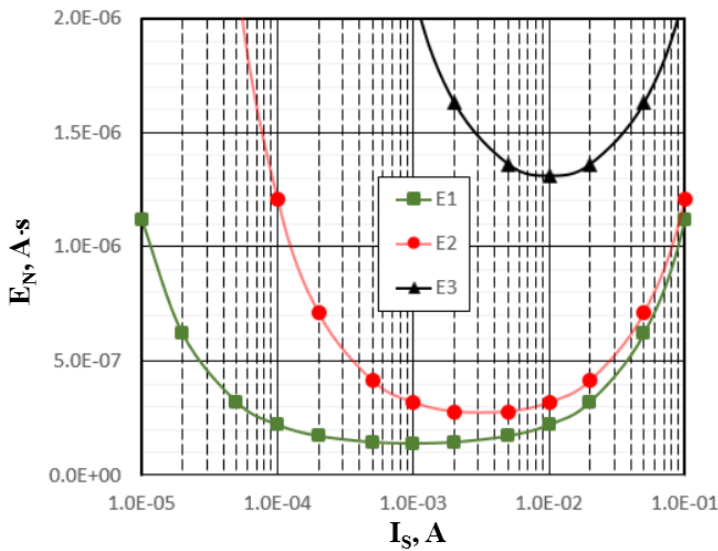


Рис. 2.20. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T1)



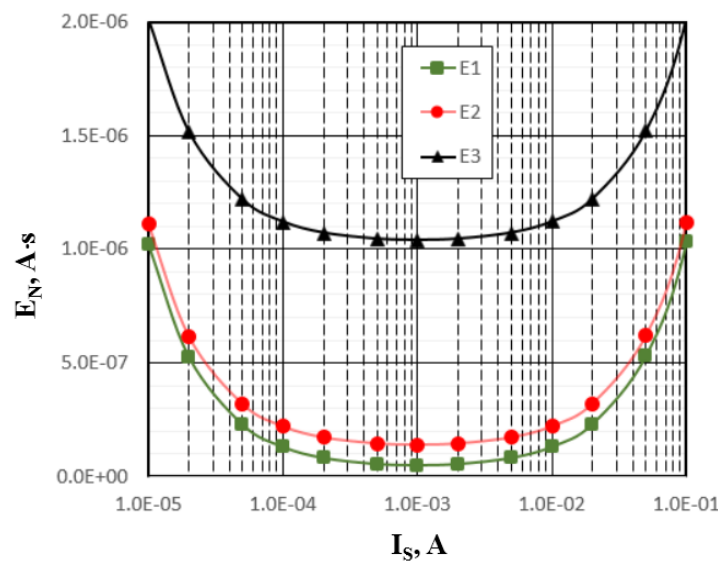
	E1	E2	E3
I_A, A	1E-3	1E-3	1E-3
I_Z, A	1E-6	3E-6	1E-5
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-8	1E-8
t_0, s	1E-5	1E-5	1E-5
T_P, s	1E-1	1E-1	1E-1

Рис. 2.21. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T2)



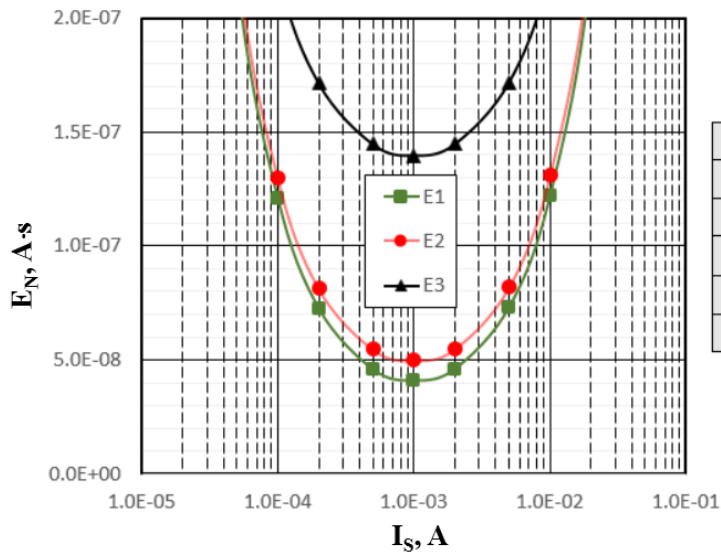
	E1	E2	E3
I_A, A	1E-3	1E-3	1E-3
I_Z, A	1E-6	1E-6	1E-6
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-7	1E-6
t_0, s	1E-5	1E-5	1E-5
T_P, s	1E-1	1E-1	1E-1

Рис. 2.22. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T3)



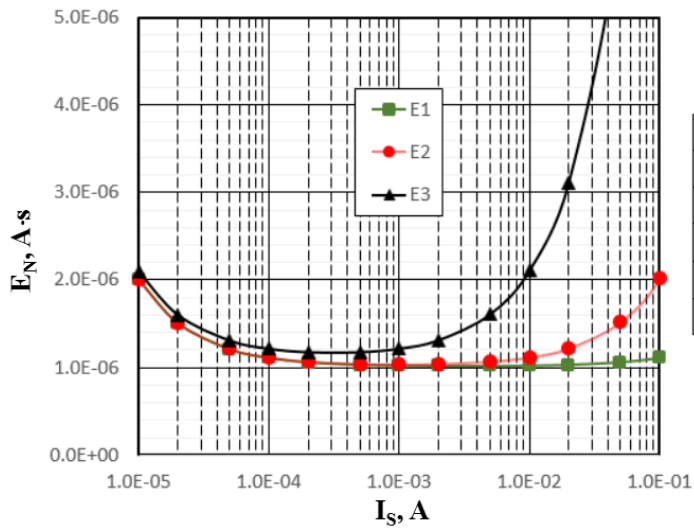
	E1	E2	E3
I_A, A	1E-3	1E-3	1E-3
I_Z, A	1E-5	1E-5	1E-5
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-8	1E-8
t_0, s	1E-5	1E-5	1E-5
T_P, s	1E-3	1E-2	1E-1

Рис. 2.23. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T4)



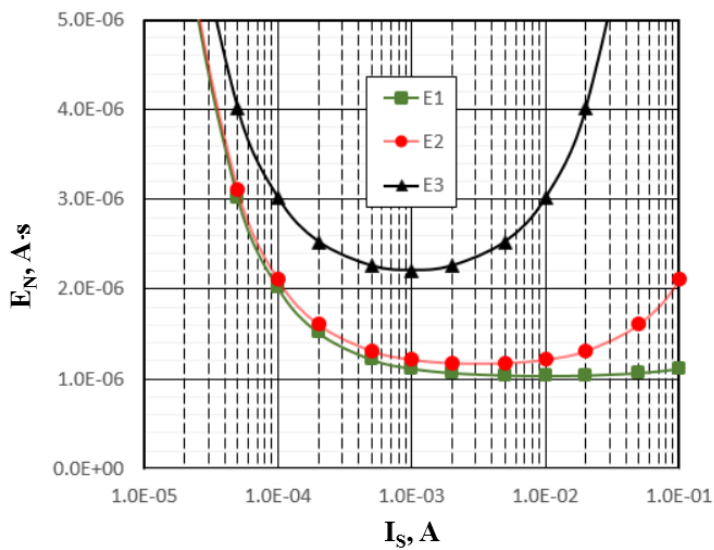
	E1	E2	E3
I_A, A	1E-3	1E-3	1E-3
I_Z, A	1E-5	1E-5	1E-5
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-8	1E-8
t_0, s	1E-5	1E-5	1E-5
T_P, s	1E-4	1E-3	1E-2

Рис. 2.24. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T5)



	E1	E2	E3
I_A, A	1E-3	1E-3	1E-3
I_Z, A	1E-5	1E-5	1E-5
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-8	1E-8
t_0, s	1E-6	1E-5	1E-4
T_P, s	1E-1	1E-1	1E-1

Рис. 2.25. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T6)



	E1	E2	E3
I_A, A	1E-2	1E-2	1E-2
I_Z, A	1E-5	1E-5	1E-5
$K_I, A \cdot s$	1E-8	1E-8	1E-8
t_0, s	1E-6	1E-5	1E-4
T_P, s	1E-1	1E-1	1E-1

Рис. 2.26. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T7)

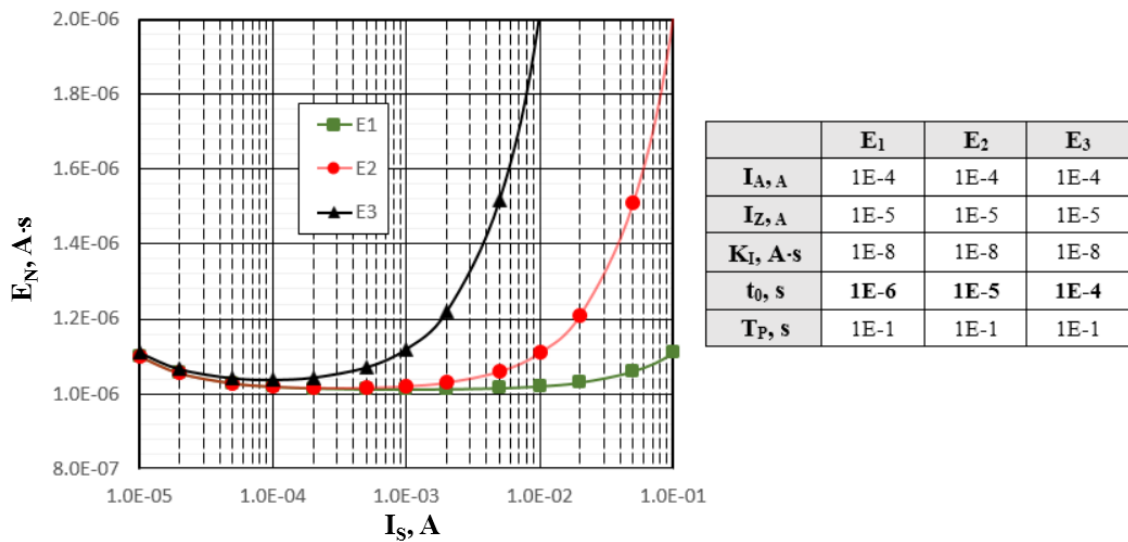


Рис. 2.27. Залежності $E_N = f(I_S)$ (Case T8)

Наведені приклади демонструють наявність екстремумів функції енергоспоживання та характеристичні залежності цих екстремумів від значень I_A , I_Z , K_I , t_0 , T_P . Відтак, в процесі оптимізації режимів живлення та параметрів сигнального перетворення представляється можливим визначити струм живлення I_S сигнального перетворювача, при якому енергія споживання сенсорним пристроєм буде мінімізованою. Аналогічний аналіз функції енергоспоживання можна провести за струмом активації I_A чи суми $I_S + I_A$.

2.4. SPICE модель ефективності перетворення енергії фотovoltaїчного джерела живлення

Як було показано в підрозділі 2.2, використання методу трекінгу точки максимальної енергії MPPT необхідно проводити з врахуванням реальних параметрів DC-DC перетворювача напруги живлення фотovoltaїчного джерела енергії, тобто при $K_P < 1$. Враховуючи, що більшість задач параметрично аналізу електронних схем проводять з використанням SPICE моделей, спершу розглянемо елементарну SPICE модель перетворення енергії фотovoltaїчного джерела. Дана модель не передбачає схмотехнічного аналізу DC-DC перетворювачів напруги живлення. Такий схмотехнічний аналіз представлено в подальших частинах дисертаційної роботи. Натомість,

критерієм ефективності запропонованої в даному підрозділі моделі будемо вважати можливість оперативного розрахунку (експрес аналізу) режимів оптимального відбору енергії фотовольтаїчного джерела при наперед заданих значеннях коефіцієнтів K_I , K_V , K_0 .

Модель M1 синтезуємо з використанням: джерела напруги V_{ph} , що специфікує напругу «холостого ходу» фотовольтаїчного джерела енергії, резистора R_p , що специфікує внутрішній (паразитний) опір вищезгаданого джерела, джерела напруги V_{out} , що специфікує вихідну напругу DC-DC перетворювача, та двох взаємозв'язаних джерел струму – універсального джерела струму I_{out} та функціонального джерела струму формульного типу G_{in} (NF) – Function Source Formula type current (рис. 2.28, рис. 2.29, а).

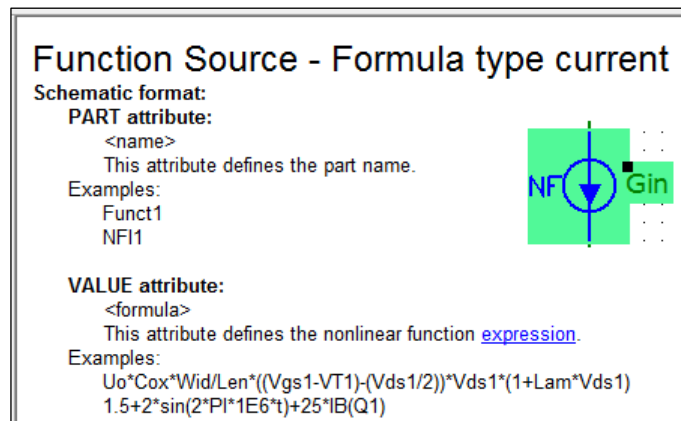
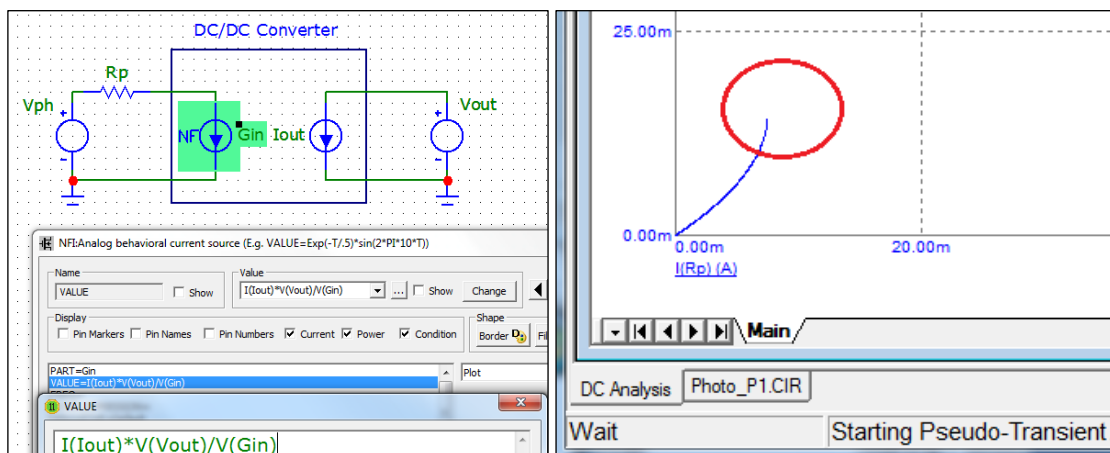


Рис. 2.28. Синтаксис джерела струму G (NF)



а)

б)

Рис. 2.29. Приклад специфікації моделі M1 (а) та демонстрація проблеми зриву процесу розрахунку цієї моделі (б)

Необхідно відзначити, що при певних варіантах специфікації компонентів такої SPICE моделі спостерігаються проблеми зриву процесу розрахунку (рис.2.29, б). В процесі таких зривів втрачається неперервність функцій, що завершується переходом від DC аналізу до Pseudo-Transient аналізу. Відтак, в процесі синтезу моделі необхідно враховувати відсутність критичних зворотних зв'язків, які б могли призвести до некоректних результатів модельного дослідження.

Для підвищення ефективності використання розроблюваної моделі процесу перетворення енергії фотовольтаїчного джерела живлення доцільно використовувати метод формальної аналогії. Її суть полягає в описі фізичних величин чи коефіцієнтів функцій певними параметрами компонентів електричних кіл. При цьому фізична суть процесів чи розмірність величин значення не мають – мова йде лише про кількісні значення параметрів тих чи інших компонентів.

Зокрема, в модель M2 вводимо резистори R_{K0} , R_{KI} , R_{KV} , значення опорів яких представляють відповідні коефіцієнти K_I , K_V , K_0 . Також, доцільно ввести проміжні компоненти, специфікація яких відображає певний фрагмент складної функціональної залежності. Приклади використання таких компонентів та специфікації джерел струму формульного типу GKP та Gout моделі наведені на рис. 2.30. та рис. 2.31.

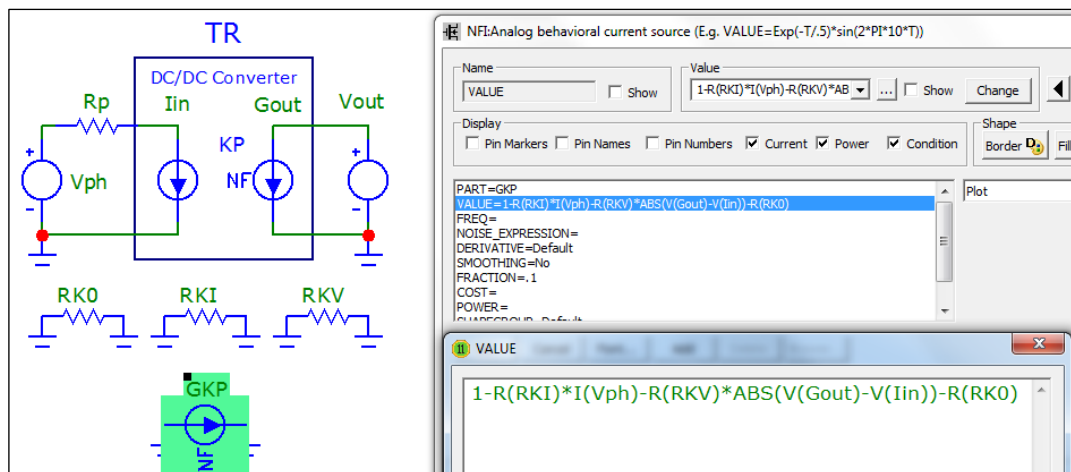


Рис. 2.30. Приклад специфікації джерела GKP моделі M2

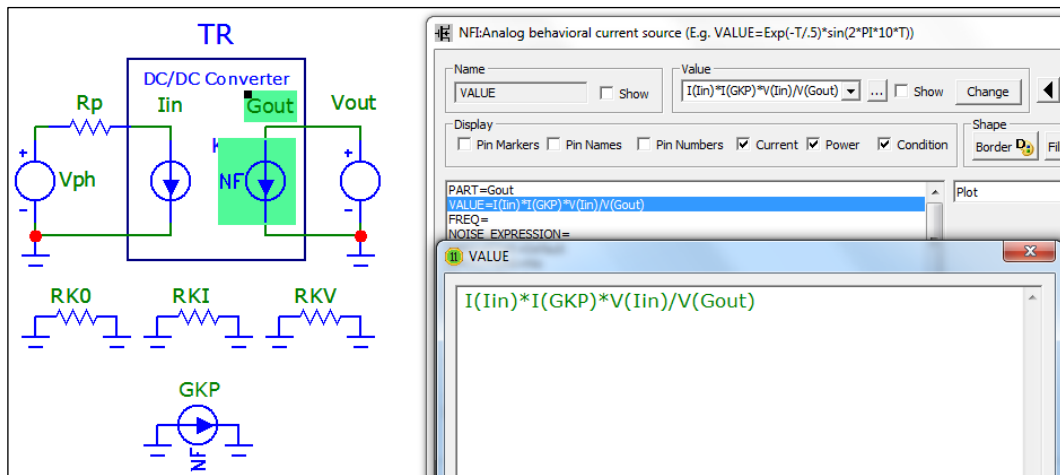


Рис. 2.31. Приклад специфікації джерела Gout моделі M2

Приклад коректного розрахунку енергетичної ефективності перетворювача фотовольтаїчного джерела з використанням моделі M2 представлено на рис. 2.32. Можна бачити сімейство енергетичних діаграм, що відповідають вище розглянутим (рис. 2.3 – рис. 2.8) функціональним залежностям вихідної потужності P_{OUT} від струму I_{PHD} фотовольтаїчного джерела для наборів параметрів конвертера.

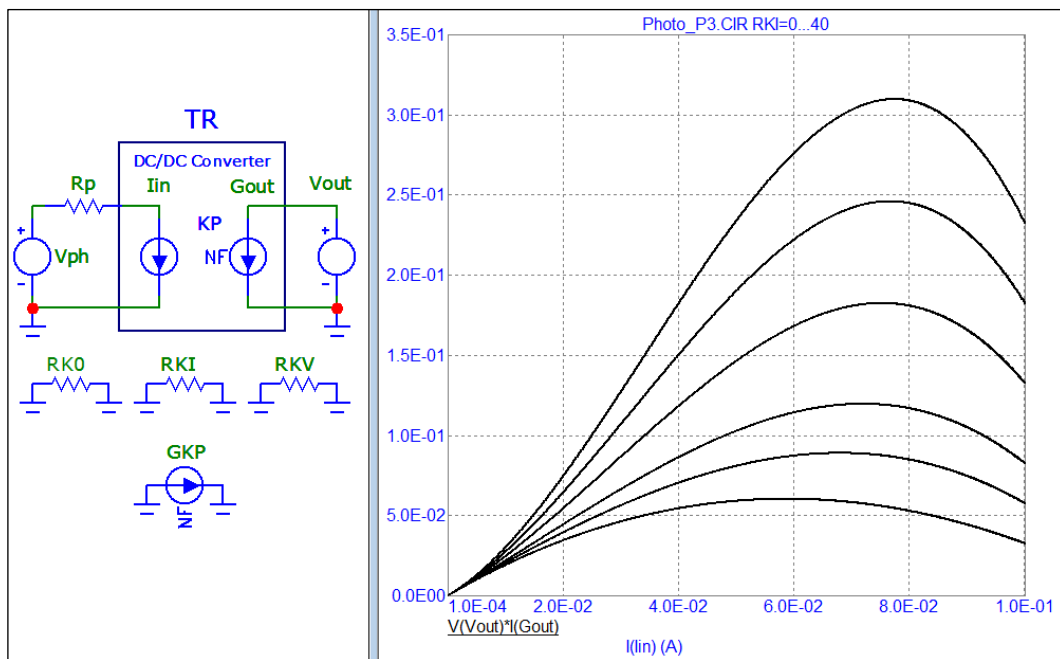


Рис. 2.32. Приклад розрахунку енергетичної ефективності перетворювача фотовольтаїчного джерела

2.5. SPICE модель первинного перетворювача фотодіодного типу

Для проведення модельних досліджень сигнального тракту оптичних сенсорних пристроїв синтезуємо схему заміщення первинного перетворювача (Primary transducer) фотодіодного типу (фотоприймача) та специфікуємо параметри компонентів - задаючого джерела V_{in} (рис. 2.33), керованого джерела струму GPHD типу I of V dependent source (рис. 2.34) та діодної структури (рис. 2.35).

Параметри задаючого джерела V_{in} специфікуються у відповідності до обраного типу, зокрема: Pulse, Sin, Exp, PWL, SFFM, Noise, Gaussian, Define. Це можуть бути значення частот, параметри імпульсних сигналів, сигналів з широтно-імпульсною модуляцією, шумові параметри тощо. Параметром керованого джерела струму GPHD є коефіцієнт перетворення напруги у струм G ($V \rightarrow I$), який в даному разі встановлений значенням $G = 1E-6$.

Специфікація діодної структури визначаються набагато більшим набором параметрів, зокрема: Level – рівень 1 (Spice2G) або 2 (PSPICE); IS – струм насичення; N – коефіцієнт емісії; ISR – струм рекомбінації носіїв заряду; NR – коефіцієнт емісії носіїв; BV – зворотна напруга пробою; RS – послідовний опір; TT – час прольоту носіїв заряду; CJO – ємність переходу при нульовому зміщенні; VJ – бар'єрний потенціал; EG – ширина забороненої зони в електрон-Вольтах; XTI – температурний коефіцієнт струму насичення; KF – коефіцієнт фліккер шуму; RL – шунтуючий опір, що характеризує паразитний струм просочування; T_MEASURED – температура компонента в градусах Цельсія.

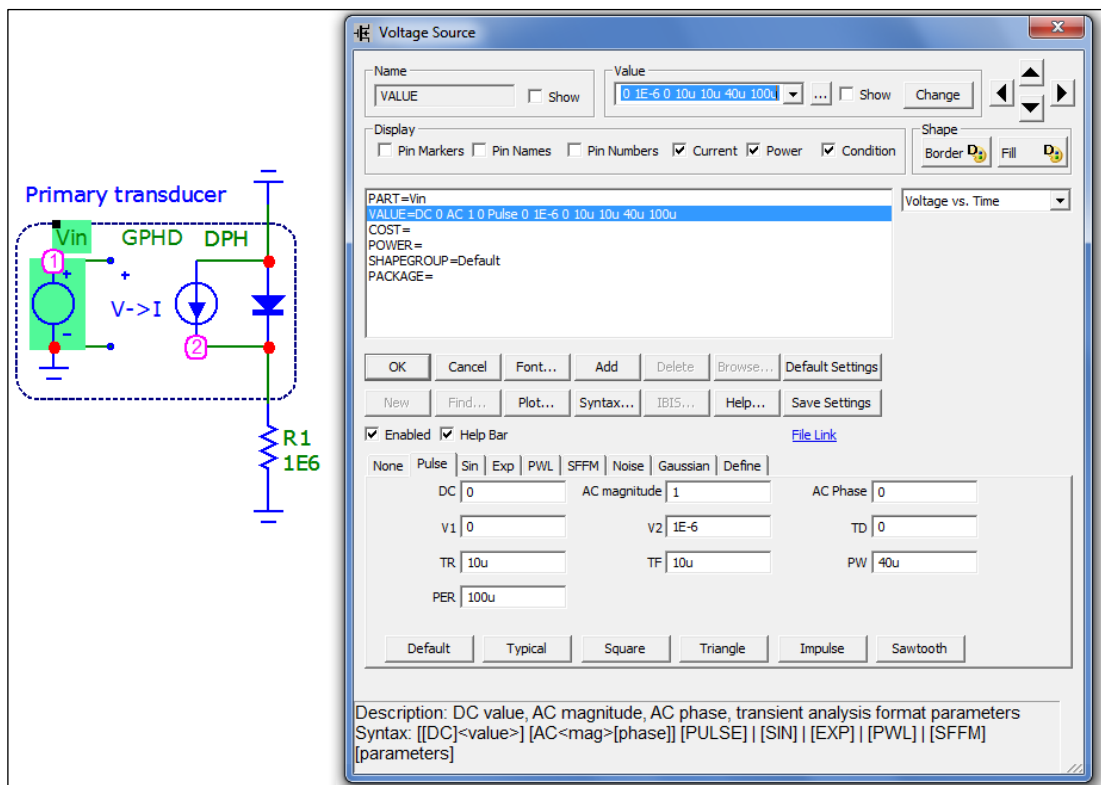


Рис. 2.33. SPICE модель та специфікація задаючого джерела V_{in} первинного перетворювача (Primary transducer) фотоприймача

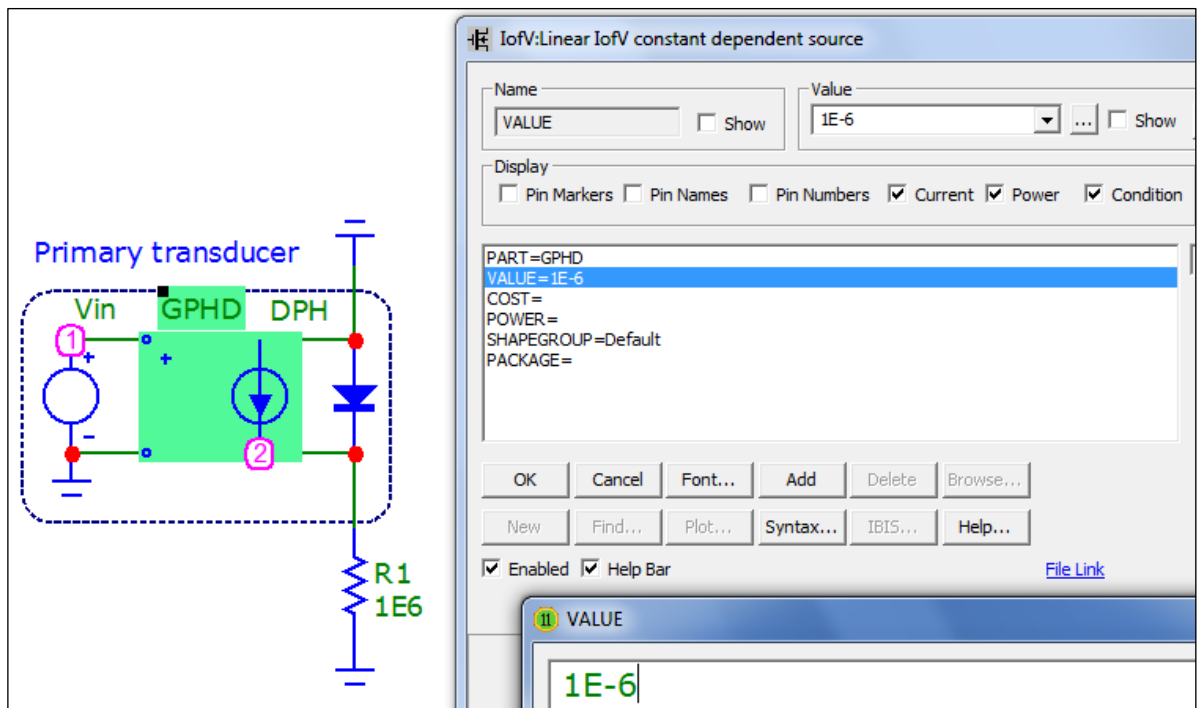


Рис. 2.34. Специфікація керованого джерела струму I of V dependent source

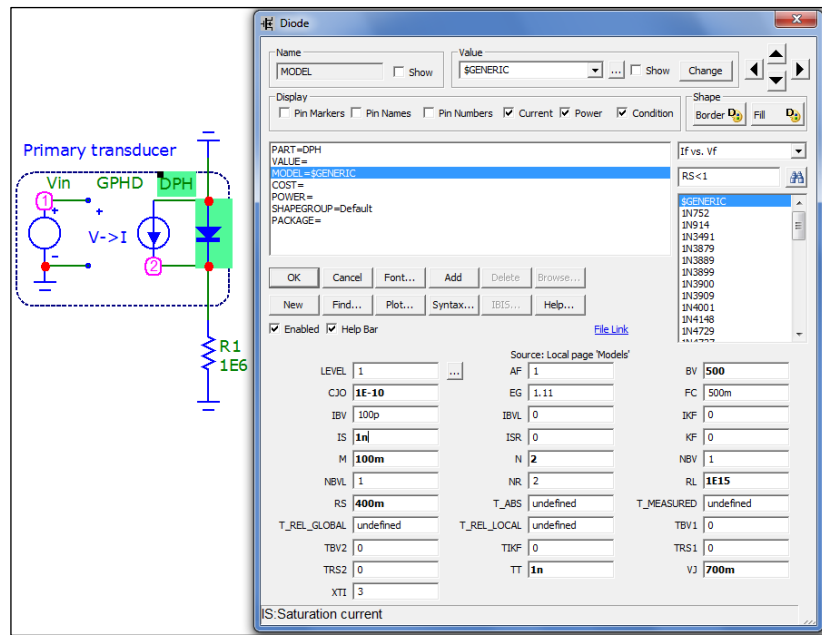


Рис. 2.35. Специфікація моделі діодної структури фотоприймача

Приклад моделі первинного перетворювача (Primary transducer) фотодіодного типу (зокрема, фотодіода) та її прохідна характеристика для трьох значень струму насичення $IS = [1E-10 (1), 1E-9 (2), 1E-8 (3)]$ А при опорі навантаження $R_1 = 1E6$ Ом наведена на рис. 2.36. Струм перетворювача визначається $I_{PT} = V(2) / R_1$, де $V(2)$ – напруга на опорі навантаження R_1 . [173].
Примітка: тут та далі використовуються позначення напруги у двох варіантах: U – український та V – міжнародний (що відповідає синтаксису SPICE).

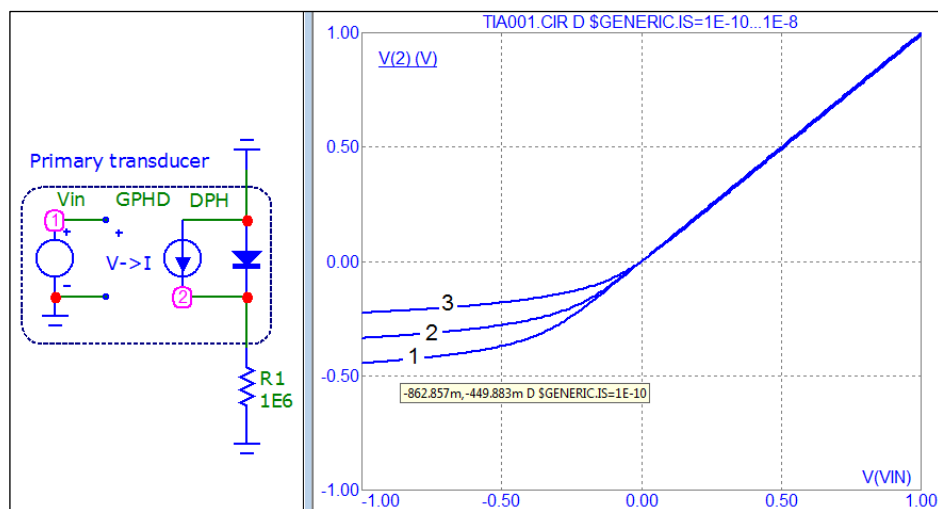


Рис. 2.36. SPICE модель первинного перетворювача фотодіодного типу та її характеристика для: $IS = [1E-10 (1), 1E-9 (2), 1E-8 (3)]$ А

З точки зору задач, що виникають в досліджень динамічних характеристик частотно-селективних вимірювальних перетворювачів фотоприймачів, важливим етапом їх модельних досліджень є перехід від діаграм Бode (АЧХ та ФЧХ) до діаграм Найквіста. На відміну від діаграм Бode діаграми Найквіста не відображають дійсні значення частоти. Імпеданс для заданої частоти ω , відображається як точка на комплексній площині. Зі зміною частоти така точка описує годограф імпедансу [46].

Використовуючи метод імпедансного аналізу з використанням годографів, проводять синтез схеми заміщення кіл реактивного навантаження фотоприймачів. Це, зокрема, забезпечує більшу наочність отриманих результатів аналізу параметрів, як фотоприймачів, так і кіл їх навантаження. Крім того, метод аналізу з використанням діаграм Найквіста є основою імпедансної спектроскопії, що є основою широкого ряду сенсорних пристроїв хімічного та біохімічного аналізу і реалізується з використанням розглядуваних в даній дисертаційній роботі імпедансних вимірювальних перетворювачів.

Відтак, розглянемо метод модельного дослідження комплексного імпедансу з перетворенням від діаграм Бode до діаграм Найквіста. Приклад результатів модельного дослідження фотоприймача з елементарним реактивним колом навантаження на R_1, C_1 для масиву значень $C_1 = [1E-11 (1), 1E-10 (2), 1E-9 (3), 1E-8 (4), 1E-7 (5), 1E-6 (6)]$ Ф з використанням діаграм Бode наведено на рис. 2.37.

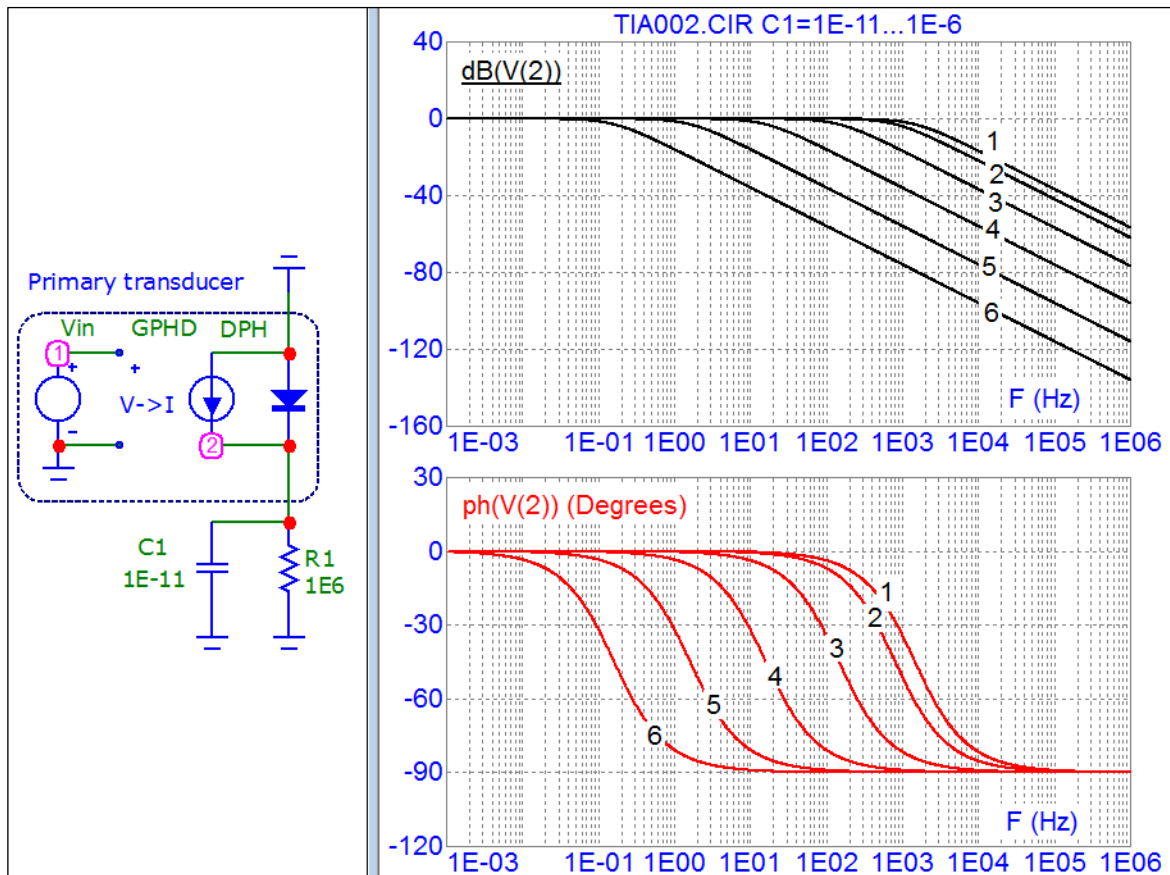


Рис. 2.37. АЧХ та ФЧХ фотоприймача з реактивним колом навантаження для $C_1 = [1E-11$ (1), $1E-10$ (2), $1E-9$ (3), $1E-8$ (4), $1E-7$ (5), $1E-6$ (6)] Ф

Повний імпеданс на кутовій частоті ω такого реактивного кола на R_1 , C_1 ланці визначається виразом

$$\hat{Z} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}.$$

Перетворюючи цей вираз в комплексну форму $\hat{Z} = Z' + jZ''$, отримуємо активну $Re \hat{Z}$ (дійсну) та реактивну $Im \hat{Z}$ (уявну) складові імпедансу:

$$Re \hat{Z} = Z'(\omega) = \frac{R_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}; \quad Im \hat{Z} = Z''(\omega) = -\frac{\omega R_1^2 C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}.$$

Відтак, повний модуль імпедансу та зсув фази визначається виразами

$$Z = \sqrt{(Z')^2 + (Z'')^2} = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{Z''}{Z'} = -\arctg(\omega R_1 C_1).$$

В ряді пакетів програм схемного моделювання, зокрема, сучасних версій

MicroCap є можливість релізації методу імпедансного аналізу з відображенням дійсних та уявних складових сигналу. Таким чином можливо побудувати діаграму Найквіста для відповідних значень активного та реактивного імпедансу. [176].

Приклади модельних досліджень частотно-залежних кіл навантаження фотоприймачів з використанням діаграм Найквіста наведені на:

- рис. 2.38 – для реактивного кола на R_1, C_1 при $C_1 = [1E-11 (1), 1E-10 (2), 1E-9 (3), 1E-8 (4), 1E-7 (5), 1E-6 (6)] \Phi$;
- рис. 2.39 – аналогічно при $R_1 = [5E5 (1), 1E6 (2), 2E6 (3)] \text{ Ом}$;
- рис. 2.40 – для реактивного кола на R_1, C_1, R_2, C_2 .

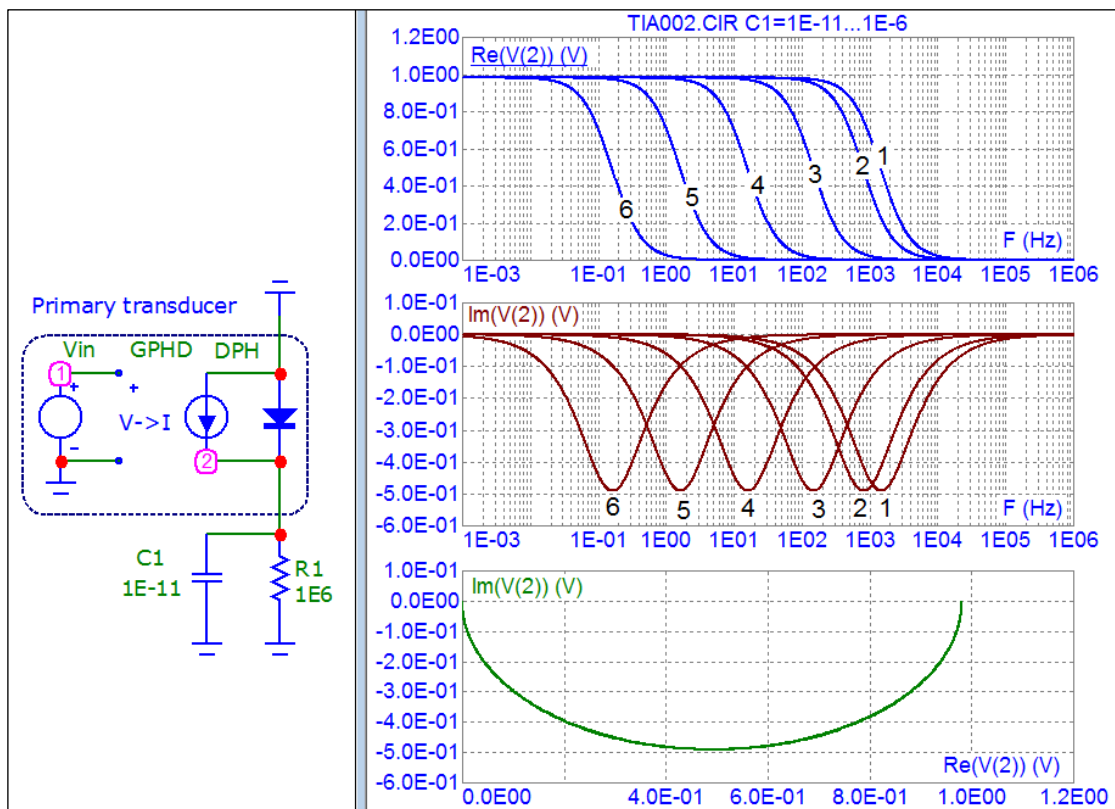


Рис. 2.38. Залежності $\text{Re}(V(2))$, $\text{Im}(V(2))$, $\text{Im}(V(2)) = f(\text{Re}(V(2)))$ при $C_1 = [1E-11 (1), 1E-10 (2), 1E-9 (3), 1E-8 (4), 1E-7 (5), 1E-6 (6)] \Phi$

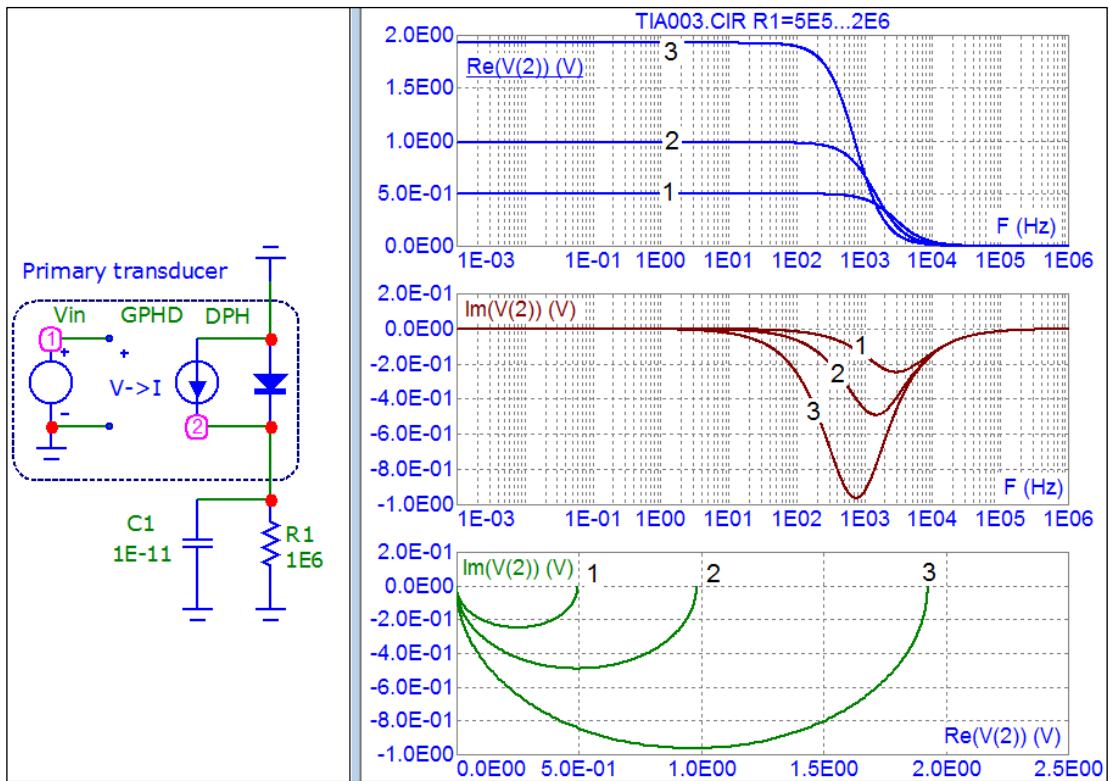


Рис. 2.39. Залежності $Re(V(2))$, $Im(V(2))$, $Im(V(2)) = f(Re(V(2)))$
при $R_1 = [5E5$ (1), $1E6$ (2), $2E6$ (3)] Ом

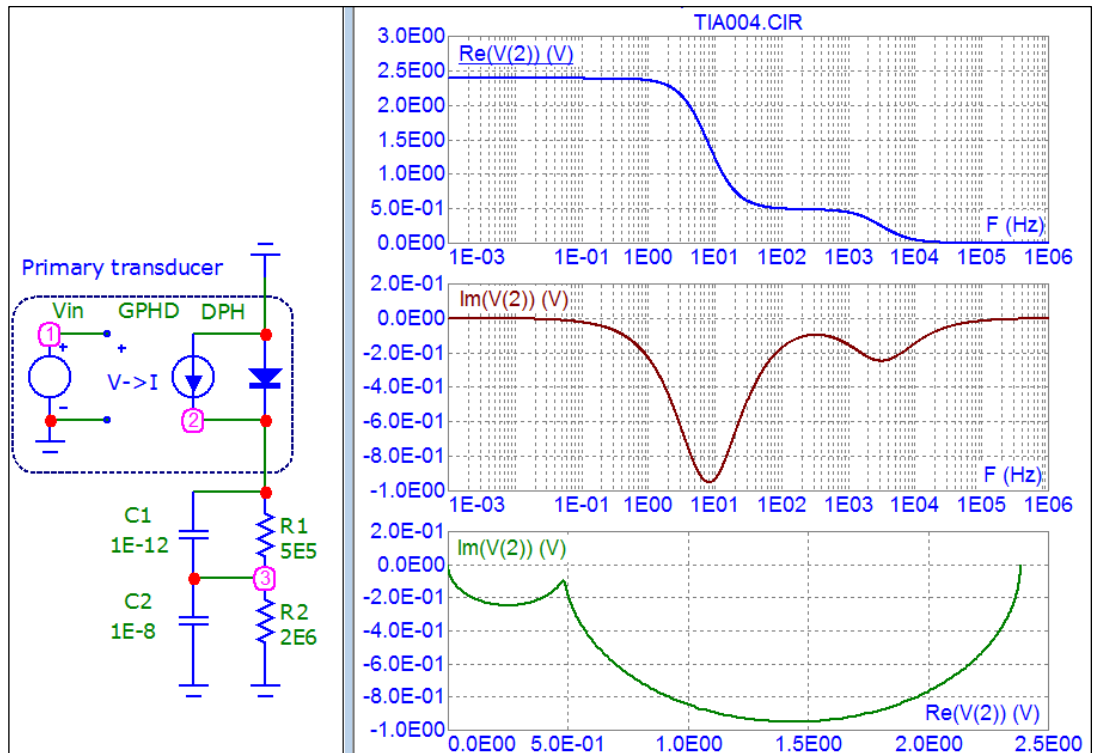


Рис. 2.40. Залежності $Re(V(2))$, $Im(V(2))$, $Im(V(2)) = f(Re(V(2)))$
для реактивного кола на R_1 , C_1 , R_2 , C_2

Можна спостерігати закономірності впливу на форму діаграми Найквіста реактивних кіл навантаження, зокрема, важливу з точки зору подальших досліджень відмінність між знаком реактивного імпедансу в ємнісних ($\text{Im } \hat{Z} < 0$) та індуктивних ($\text{Im } \hat{Z} > 0$) колах. [179].

Для досліджень динамічних характеристик дану модель доповнюють компонентами, що характеризують паразитну ємність C_{PD} структури фотодіоду та його опори – шунтуючий R_S та послідовний R_P . Приклад перехідного аналізу (Transient Analysis) при використанні такої доповненої моделі для трьох значень $C_{PD} = 0, 1E-12, 2E-12$ Ф наведено на рис. 2.41 [172][174].

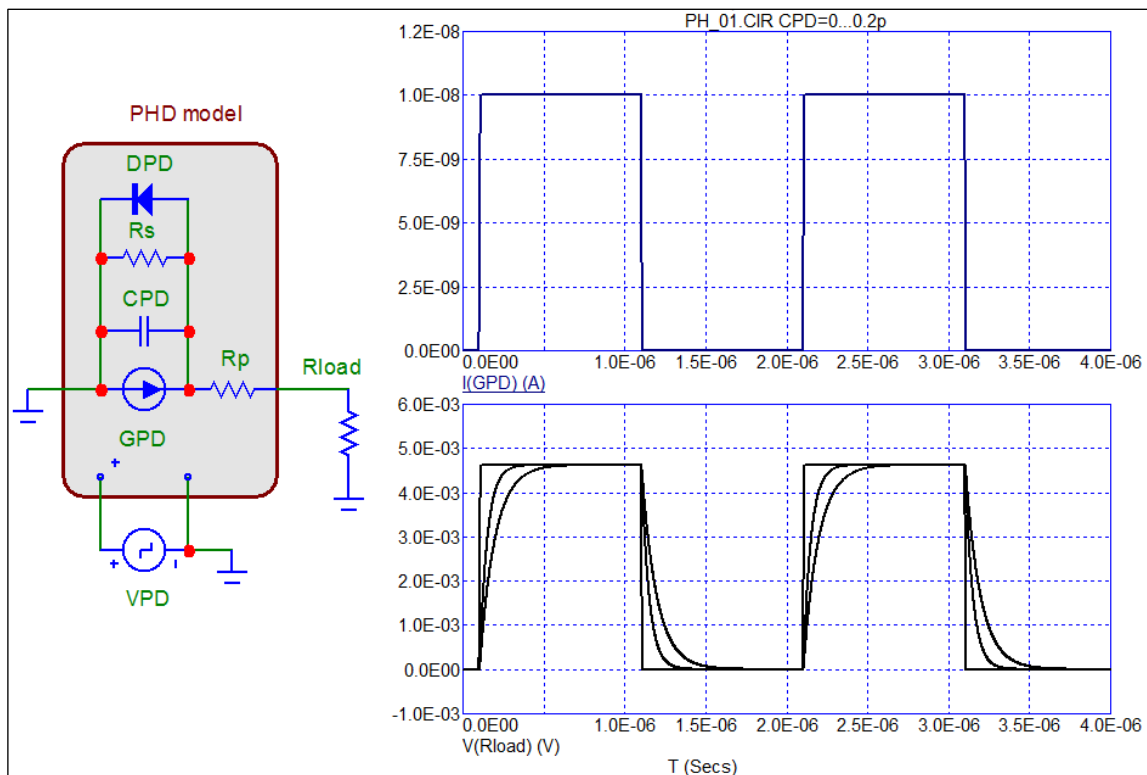


Рис. 2.41. Перехідний аналіз для доповненої моделі фотодіоду

2.6. SPICE моделі компонентів сигнального тракту

Моделні дослідження та параметрична оптимізація сигнальних тракту фотоелектронних сенсорів передбачають використання верифікованих та коректно специфікованих SPICE моделей компонентів сигнального тракту.

Здебільшого, такі моделі добре відомі, а відтак детального аналізу не потребують. Серед основних компонентів сигнального тракту, коректна специфікація SPICE моделей яких потребує особливої уваги, є операційні підсилювачі ОА (Operational Amplifier). Розрізняють декілька рівнів і таких моделей. Зокрема, нижче приведено лістинг моделі АО AD8601/2/4 Level 3.

```

* AD8601/2/4 SPICE Macro-model
* Node: 1(IN+), 2(IN-), 45 (OUT), 50(E-), 99 (E+)
* INPUT STAGE
M1 14 7 8 8 PIX L=1E-6 W=982E-6
M2 16 2 8 8 PIX L=1E-6 W=982E-6
M3 17 7 10 10 NIX L=1E-6 W=982E-6
M4 18 2 10 10 NIX L=1E-6 W=982E-6
RC5 14 50 4E+3
RC6 16 50 4E+3
RC7 99 17 4E+3
RC8 99 18 4E+3
C1 14 16 0.6E-12
C2 17 18 0.6E-12
I1 99 8 100E-6
I2 10 50 100E-6
V1 99 9 0.3
V2 13 50 0.3
D1 8 9 DX
D2 13 10 DX
EOS 7 1 POLY(3) (22,98) (73,98) (81,98) 300E-6 1 1 1
IOS 1 2 2.5E-12
* CMRR 90dB, ZERO AT 15kHz, POLE AT 2MHz
ECM1 21 98 POLY(2) (1,98) (2,98) 0 0.5 0.5
CCM1 21 22 3.54E-10
RCM1 21 22 30000
RCM2 22 98 1
* PSRR=100dB, ZERO AT 300Hz
EPSY 98 72 POLY(1) (99,50) 0 1
CPS3 72 73 5.30E-9
RPS3 72 73 100E+3
RPS4 73 98 1
* VOLTAGE NOISE REFERENCE OF 33nV/rt(Hz)
VN1 80 98 0
RN1 80 98 16.45E-3
HN 81 98 VN1 33
RN2 81 98 1
* INTERNAL VOLTAGE REFERENCE
EREF 98 0 POLY(2) (99,0) (50,0) 0 .5 .5
GSY 99 50 (99,50) 48E-6
EVP 97 98 POLY(1) (99,50) -0.6 0.5
EVN 51 98 POLY(1) (50,99) 0.6 0.5
* GAIN STAGE
G1 98 30 POLY(2) (14,16) (17,18) 0 375E-6 375E-6
R1 30 98 2.53E+6
CF 45 30 50E-12
D3 30 97 DX
D4 51 30 DX
* OUTPUT STAGE
M5 45 46 99 99 FOX L=1E-6 W=1.6E-3
M6 45 47 50 50 NOX L=1E-6 W=3.33E-3
EG1 99 46 POLY(1) (98,30) 0.5216 1
EG2 47 50 POLY(1) (30,98) 0.4622 1
* MODELS
.MODEL FOX PMOS (LEVEL=2,KP=10E-6,VTO=-0.328,LAMBDA=0.01,RD=0)
.MODEL NOX NMOS (LEVEL=2,KP=10E-6,VTO=+0.328,LAMBDA=0.01,RD=0)
.MODEL PIX PMOS (LEVEL=2,KP=10E-6,VTO=-0.328,LAMBDA=0.01,KF=2.5E-31,AF=1,
TOX=100E-3)
.MODEL NIX NMOS (LEVEL=2,KP=10E-6,VTO=+0.328,LAMBDA=0.01,KF=2.5E-31,AF=1,
TOX=100E-3)
.MODEL DX D(IS=1E-14,RS=5)
.ENDS AD8604

```

Рис. 2.42. Лістинг моделі АО AD8601/2/4 Level 3.

В такі моделі типово входять схеми заміщення вхідного каскаду - Input stage, каскадів частотної характеристики – CMRR та PSRR, каскадів джерел шуму - Voltage noise reference та Internal voltage reference, каскаду підсилення - Gain stage та вихідного каскаду - Output stage[179].

На рис. 2.43 наведено приклад дослідження частотних характеристик підсилювача з набором параметрів SPICE моделі OA X1: F1 – GBW=1MEG; F2 – GBW=3MEG; F3 – GBW=10MEG; F4 – GBW=30MEG; K1 (R2=10k); K2 (R2=100k); K3 (R2=1000k).

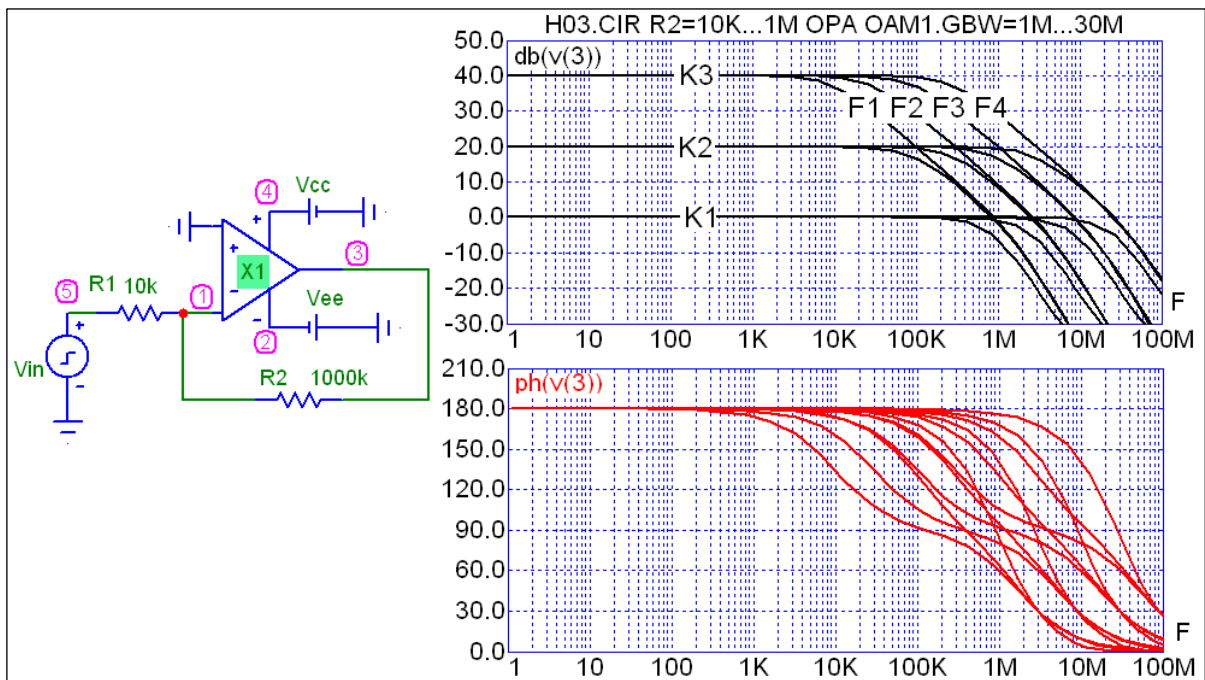


Рис. 2.43. АЧХ та ФЧХ підсилювача для набору параметрів моделі OA X1

Як це було відзначено в розділі 2.3, на динамічні характеристики сигнальних перетворювачів безпосередньо впливають не лише добуток коефіцієнту підсилення на ширину смуги частот GBP (Gain Bandwidth Product), але і швидкість наростання вихідної напруги - SRP (Maximum Positive Slew Rate, V/s) та SRN (Maximum Negative Slew Rate V/s) [174]. При цьому необхідно розрізняти, що параметр GBP специфікує характеристики в малосигнальному аналізі (AC analysis) та перехідному аналізі (Transient analysis), в той час як параметри SRP та SRN – лише характерники в перехідному аналізі. Ілюстрація на прикладах рис. 2.44 рис. 2.46 [172].

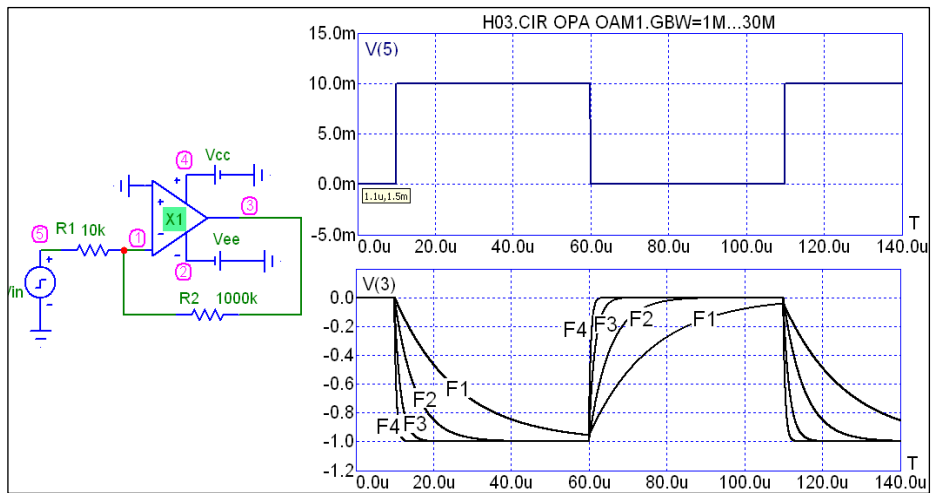


Рис. 2.44. Перехідні характеристики при для набору параметрів: SRN, SRP = 10000MEG; GBW=1MEG, 3MEG, 10MEG, 30MEG

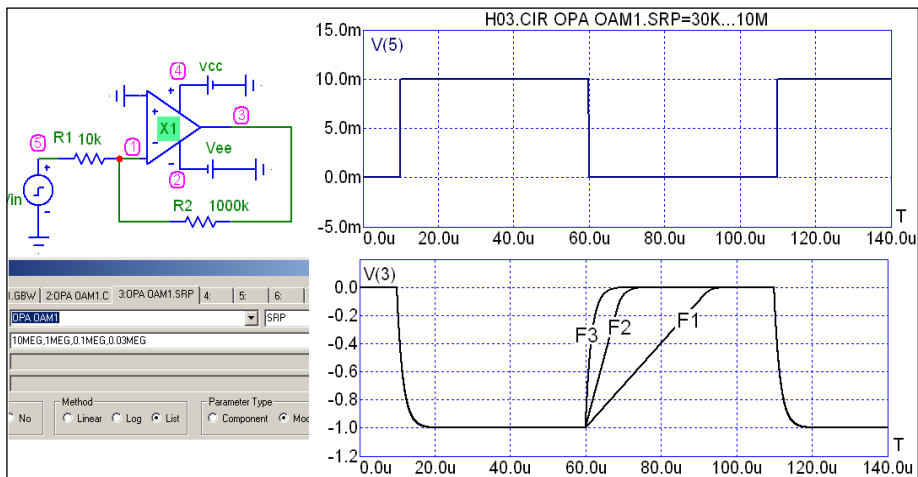


Рис. 2.45. Перехідні характеристики при для набору параметрів: GBW=10MEG; SRP = 30K (F1), 100K (F2), 1 MEG та 10 MEG (F3)

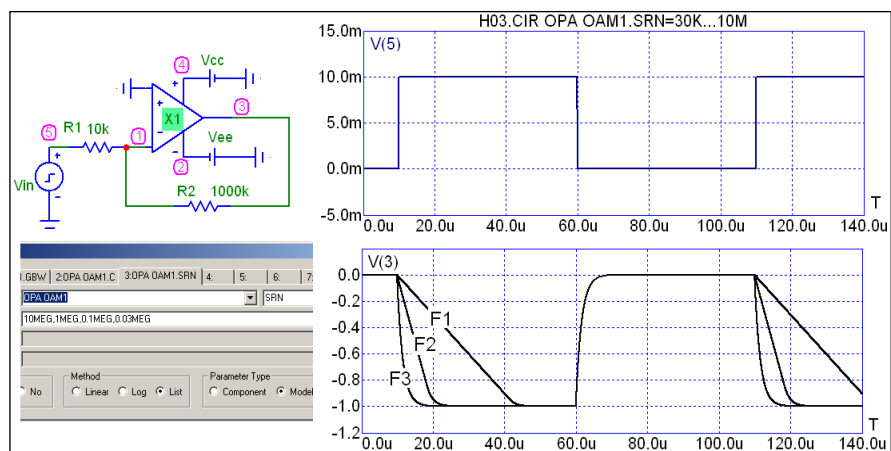


Рис. 2.46. Перехідні характеристики при для набору параметрів: GBW=10MEG; SRN = 30K (F1), 100K (F2), 1 MEG та 10 MEG (F3)

Наведені приклади досліджень є визначальними для розглянутої в підрозділі 2.2 задачі оптимізації режимів живлення сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв в імпульсних режимах роботи. За результатами таких досліджень визначають характеристичні залежності часу встановлення вихідного сигналу від потужності (струму) живлення компонентів сигнальних перетворювачів. Це дозволяє провести оптимізацію режимів живлення, зокрема, визначити струм живлення I_S сигнального перетворювача, при якому енергія споживання сенсорним пристроєм буде мінімізованою [174].

Детальні дослідження сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв є предметом розгляду розділу 3 дисертаційної роботи.

2.7. Висновки до розділу 2

В результаті аналізу тенденцій розвитку та алгоритмічно-структурних рішень фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією в технологіях OWC, FSO, FOC, VLC, Li-Fi тощо, сформульовано принцип функціонального інтегрування LCPS (Light Communication & Powering & Sensing), що поєднує сигнальні перетворювачі фотосенсорники, фотовольтаїчного живлення та оптичного безпроводного зв'язку. Основними компонентами LCPS пристроїв є засоби: збору енергії (Energy harvesting) оптичного випромінювання, зокрема з використанням фотовольтаїчних панелей; конвертування енергії оптичного випромінювання в електричний струм джерела живлення електронної схеми (Energy conversion); селекції (Signal selection) та конвертування (Signal conversion) сигналів у відповідності до алгоритму керування; оптичної сенсорники, яка реалізує первинне перетворення «світловий потік - електричний струм» (Primary sensor); сенсорного «фронт-енду», який реалізує вторинне перетворення сигналів у відповідності до вимог енергоефективної схемотехніки (Sensor Front-end); керування сенсорним пристроєм у відповідності до вимог вбудованих програмованих систем на кристалі (Control system); формування візуального

образу вихідного інформативного сигналу технологіями LCD чи e-Ink (Image formation) [177].

Показано, що в основі невідповідності синтезу сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією лежить протиріччя щодо вимог до фотоперетворювачів фотовольтаїчних кіл живлення та перетворювачів оптичного тракту формування інформативних сигналів. З одного боку, фотовольтаїчні панелі та контролери живлення є принципово колами постійного струму з незначними низькочастотними коливаннями кіл зворотного зв'язку стабілізаторів напруги живлення. А з протилежного - кола формування сигналів оптичного зв'язку та інформативних сигналів сенсорики потребують відповідних динамічних характеристик, селективності, завадостійкості, лінійності функції перетворення тощо[177].

В розвиток методу трекінгу (відслідковування) точки максимальної енергії MPPT (Maximum Power Point Tracking) проведено аналіз впливу неідеальності подальшого перетворення потужності фотовольтаїчного джерела живлення на робочу точку оптимального відбору енергії. Проведення такого аналізу забезпечує можливість підвищити ефективність фотовольтаїчного живлення з врахуванням втрат в DC-DC конвертерах понижувального (Buck) чи підвищувального (Boost) типів.

Враховуючи, що більшість задач параметрично аналізу електронних схем проводять з використанням SPICE моделей, розроблено моделі (схеми заміщення з відповідними специфікаціями функціональних компонентів) перетворення енергії фотовольтаїчного джерела (Photovoltaic source) та первинного перетворювача (Primary transducer) фотодіодного типу.

РОЗДІЛ 3. СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ФОТОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ

3.1. Аналіз задач сигнального перетворення у фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією

Аналізуючи функціональні характеристики предмету дослідження даної дисертаційної роботи – фотоелектронних фотовольтаїчних сенсорних пристроїв типу LCPS (Light Communication & Powering & Sensing), розглянемо вимоги до їх живлення вхідних та вихідних трактів оптичного каналу телекомунікації. Основною вимогою до такого каналу, як і до фотовольтаїчних сенсорів в цілому, є їх мінімальне енергоспоживання.

Вхідний тракт приймача - фотоелектронного ресівера OER (Opto Electronic Receiver) - фотовольтаїчних сенсорних вузлів представляє собою фотоперетворювач (фотодіод чи фототранзистор) з селективним трансімпедансним підсилювачем, що формує інформативний сигнал. Останній виділяється та детектується з сумарного світлового потоку, складовими якого є модульоване оптичне випромінювання керуючого пристрою (корисний сигнал з прогнозованими характеристиками) та сторонніх джерел природнього чи штучного освітлення (завада з непрогнозованими характеристиками). Попри певні складності такого селективного перетворення, мова про які піде далі, сигнальні перетворювачі вхідного тракту можуть бути оптимізованими з точки зору енергоспоживання. Зокрема, принципово можливою є реалізація мікропотужного OER з струмом споживання порядку 10^{-4} А (більш конкретні цифри залежать від смуги робочих частот).

Натомість реалізація вихідного тракту передавача - фотоелектронного трансмітера OET (Opto Electronic Transmitter) - фотовольтаїчних сенсорних вузлів з мікропотужним споживанням є більш комплексною. Світлодіоди LED (Light Emitted Diode) та їх сучасні варіанти – OLED (Organic Light Emitted Diode) потребують джерел струму порядку 10^{-2} ... 10^{-1} А.

Відтак, існують два рішення. Перше рішення, як це вже було представлено в розділі 2 дисертаційної роботи, передбачає передавання інформації у виді візуальних образів (Informatics Image), зокрема QR (Quick Response Code) кодів з допомогою технологій мікропотужних LCD чи e-Ink дисплеїв. Струм споживання таких дисплеїв не перевищує 10^{-4} А. Друге рішення передбачає накопичення енергії, що надходить в фотоелектронний ресівер, а далі, кумулятивне формування коротких імпульсів живлення світлодіоду фотоелектронного трансмітера.

В обох рішеннях фотоелектронного трансмітера, як фотовольтаїчних сенсорів в цілому, в даному контексті розглядаються канали зв'язку з низькою швидкістю передавання даних. Попри це обмеження, ринок таких фотовольтаїчних сенсорів є дуже широким, адже переважна більшість сенсорних пристроїв моніторингу процесів оточуючого середовища (температури, вологості, екологічного моніторингу тощо) не потребують високої швидкості обміну даними. Мова йде, зокрема, і про сенсори, які переважну більшість часу перебувають в пасивному стані сну (Sleep Mode), а зчитування інформації носить епізодичний характер.

Ще одним різновидом сенсорів розглядуваної тематики є засоби моніторингу сонячних панелей (батареї) (Solar battery) фотовольтаїчних джерел енергії. Моніторинг таких джерел енергії передбачає отримання інформації про температуру сонячних батарей та деградацію їх характеристик в процесі експлуатації. Здебільшого значні деградації мають місце в сонячних панелях на тонкоплівкових органічних структурах. Телекомунікаційні компоненти таких засобів моніторингу фотовольтаїки, теж, можуть використовувати керування модульованим світловим потоком.

Наведений вище стислий аналіз функціонування сенсорних вузлів з фотовольтаїчним живленням від світлового потоку телекомунікаційного каналу демонструє широкий спектр задач, що виникають при їх побудові. Очевидно, що вирішення всіх цих задач за об'ємом досліджень виходить за межі дисертаційної роботи PhD ступеня.

Відтак, враховуючи наведені в розділі 1 оглядово-аналітичні матеріали та в розділі 2 загальні положення функціонального інтегрування, енергоефективності та SPICE моделювання компонентів фотovoltaїчних сенсорних пристроїв, в даному розділі дисертаційної роботи виділено завдання з розроблення, параметричного аналізу та модифікування базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Front-end) LCPS пристроїв. Ці вузли повинні відповідати критеріям [177]:

- сумісності з фотovoltaїчними колами живлення та керування;
- мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування;
- програмованого конфігурування та керування режимами роботи;
- мультифункціональності у відповідності до концепції злиття сенсорів;
- мінімальних структурних затрат;
- реалізації в базисі систем на кристалі;
- інтегрованості в сенсорні пристрої Інтернету речей.
- Такими базовими вузлами вхідного сигнального тракту є:
- перетворювачі «фотострум-напруга» фотодіодних структур на основі трансїмпедансних підсилювачів - TIA (Transimpedance amplifier).
- частотноселективні кола навантаження фотодіодних структур на основі безіндуктивних гіраторів (Gyrator);
- перетворювачі на основі поєднання трансїмпедансного підсилення та інтегрування сигналу фотодіодних структур;
- селектори керуючих імпульсів в колі фотovoltaїчного живлення.

3.2. Аналіз задачі селекції сигналів у фотоприймачах

Проблематикою сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв є неінформативне випромінювання сторонніх джерел, наприклад сонця чи ламп освітлення. Враховуючи потребу в «відкритості» навколишнього середовища, дане завдання потребує нового схмотехнічного рішення для фільтрації корисної складової від паразитної.

Відтак, вхідні кола, зокрема на основі трансїмпедансних перетворювачів

та гіраторів, повинні забезпечувати високу селективність оптичних сигналів сенсорики та телекомунікації.

Інформативним сигналом первинного перетворення більшості фотоелектронних сенсорів є струм (зокрема, фотострум фотодіодів чи фототранзисторів). На відміну від сенсорів резистивного чи потенціометричного типів (вольтаїчного, тобто з виходом по напрузі), методи та засоби вторинного перетворення сигналу повинні бути оптимізованими з точки зору забезпечення високої ефективності подальшого перетворення «струм-напруга». Під ефективністю в даному контексті розуміється здатність забезпечувати високі значення лінійності перетворення, селективності, смуги робочих частот, стабільності в перехідних процесах тощо.

Розглянемо елементарні схеми вхідних фотоелектронних перетворювачів на фотодіодах D_{PH} (рис. 3.1). Найгіршим рішенням таких перетворювачів є використання резистивного навантаження R_1 сигнального кола фотодіоду D_{PH} (рис. 3.1, а). Така схема характеризується значною нелінійністю функції перетворення та відсутністю частотної селекції, що обумовлює низьке співвідношення сигнал-завада.

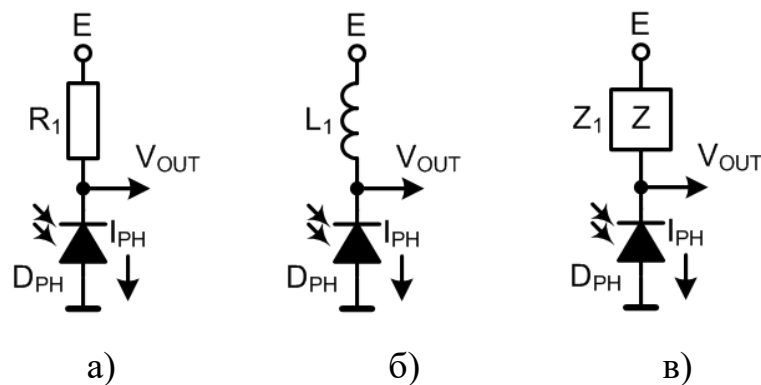


Рис. 3.1. Елементарні схеми вхідних фотоелектронних перетворювачів

Часткове вирішення цих невідповідностей полягає у використанні індуктивного навантаження L_1 (рис. 3.1, б), що реалізує елементарний фільтр високих частот. Така схема зменшує обмеження постійного рівня сигналу з квазісталих сторонніх джерел освітлення. Оптичні сигнали телекомунікації та сенсорики формують на частоті (типово, $f = 10^3$ Гц та вище), при якій рівень

напруги на індуктивному навантаженні є достатньо великим у порівнянні з напругою від джерел освітлення (квазісталий потік з $f < 10$ Гц). Однак, використання індуктивних компонентів в сучасній мікросхемотехніці є небажаним з точки зору адаптації до вимог мініатюризації та електромагнітного екранування. Наступне рішення передбачає використання комплексного навантаження Z (рис. 3.1, в), зокрема гіраторів – електронних схем, вхідний імпеданс яких в певному частотному діапазоні має індуктивний характер. При цьому схеми гіраторів не потребують індуктивних компонентів.

Якщо розглядати смугові фільтри в контексті вимірювальних перетворювачів з виходом по струму, можна помітити низьку ефективність роботи таких фільтрів. В запропонованій SPICE моделі C_1, C_2, R_1, R_2 – формують собою фільтри високих частот. У свою чергу C_3, C_4, R_4, R_5 – формують собою фільтри високих частот. Амплітуда сигналу задається джерелом напруги (V_1).

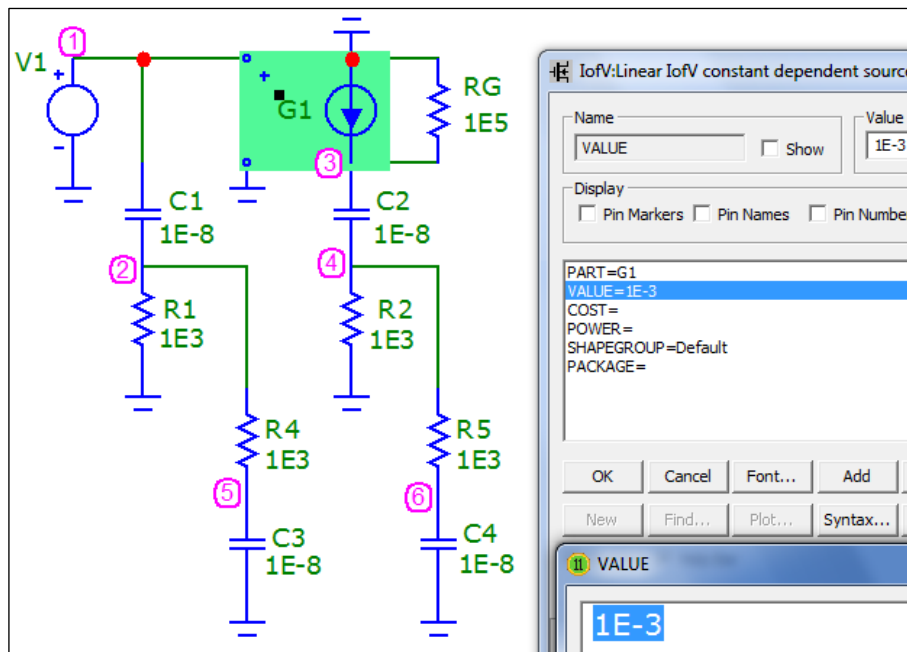


Рис. 3.2. SPICE модель елементарних сигнальних кіл частотної селекції

Реалізація моделі сенсора з виходом по струму пропонується використанням перетворювача G_1 . Для емуляції фотовольтаїчного джерела живлення (фотодіода) додається опір R_G котрий становить $1E5$ Ом. Щоб

порівняти амплітудно-частотну характеристику обох фільтрів для джерела напруги та фотовольтаїчного джерела потрібно також врахувати опори резисторів R_{1-4} що становлять сталу величину $1E3$ Ом. Перетворювач згаданий вище має сталий коефіцієнт перетворення напруги у струм як $1E-3$ A/V.

Результати досліджень діаграм Боде, а саме, амплітудно-частотних (АЧХ) та фазочастотних (ФЧХ) характеристик, смугового фільтру сигналів перетворювача з потенціометричним виходом представлено на рис. 3.3, де: $V(2)$, $V(5)$ – напруги, відповідно, у вузлах (2) та (5) на виходах фільтрів високих та низьких частот, $dB(V(2))$, $dB(V(5))$ – коефіцієнти передачі в дБ, а $ph(V(2))$, $ph(V(5))$ – фазові затримки в цих вузлах.

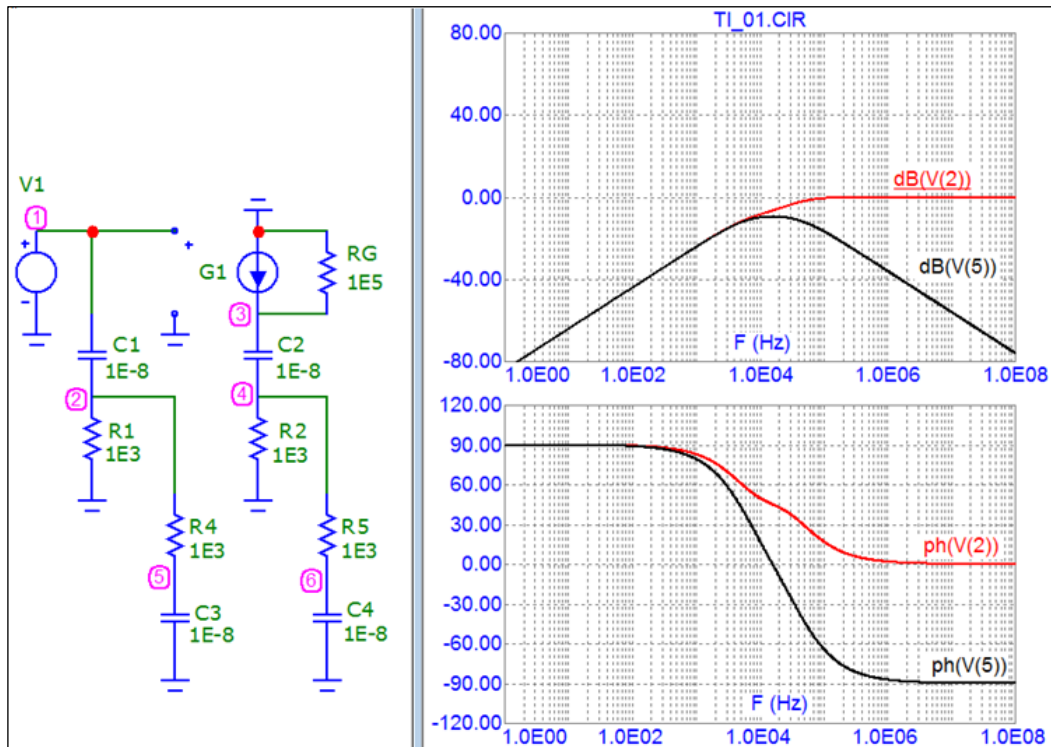


Рис. 3.3. АЧХ та ФЧХ смугового фільтру сигналів перетворювача з потенціометричним виходом

Аналогічно на рис. 3.4 представлені результати досліджень перетворювачів зі струмовим виходом (зокрема, фотодіодів), де: у вузлі (3) формується вихідна напруга струмового кола, у вузлі (4) – фільтру високих частот, у вузлі (6) – фільтру низьких частот, а інші позначення - аналогічні до вищезгаданих коефіцієнти передачі та фаз.

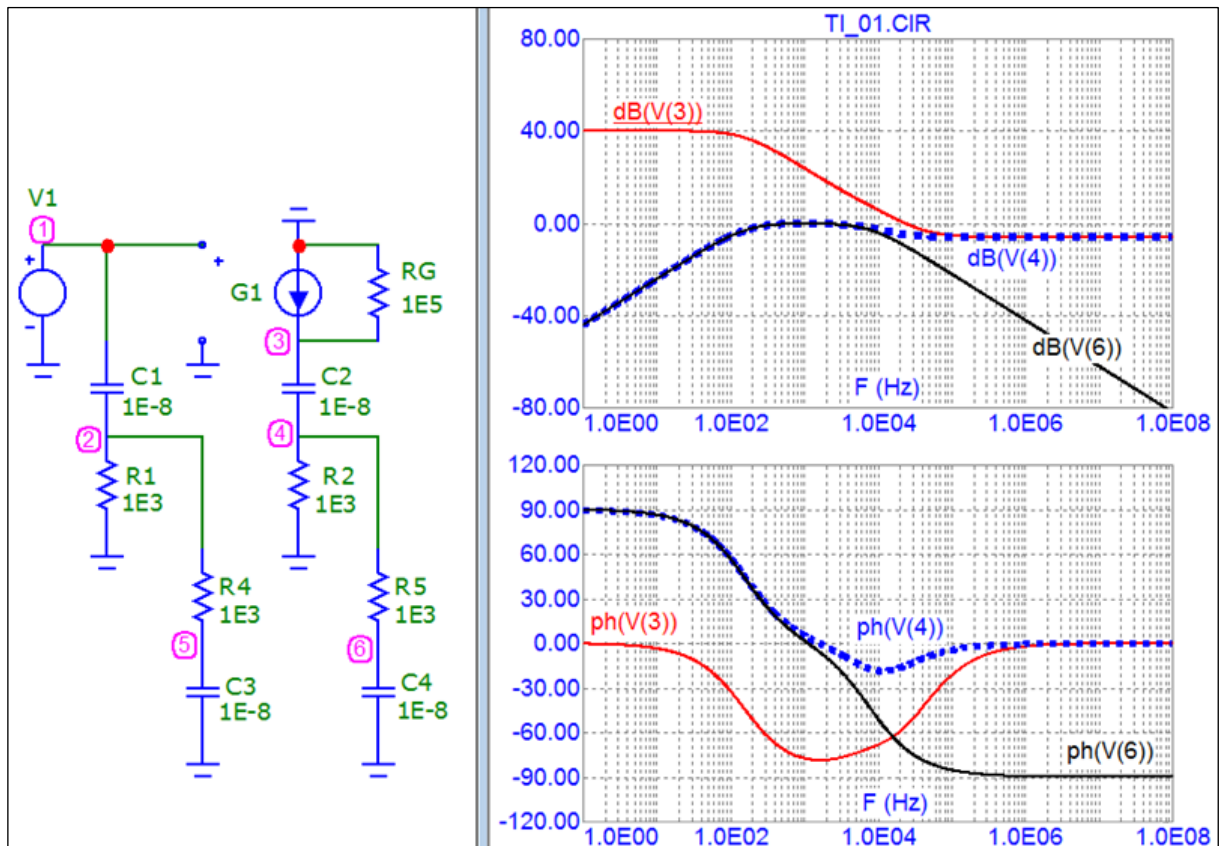


Рис. 3.4. АЧХ та ФЧХ смугового фільтру перетворювача з струмовим виходом

Порівняння АЧХ та ФЧХ смугових фільтрів сигналів перетворювачів при різних параметрах шунтуючого опору на фотовольтаїчному джерелі живлення (1E4 (1), 1E5 (2), 1E6 (3), 1E7 (4)) наведені на рис. 3.5.

Наведені результати показують, що характеристики фільтрів перетворювачів з потенціометричним та струмовим виходами суттєво відрізняються, а відтак, представляється необхідним враховувати ці відмінності, що в свою чергу, вимагає створення відповідних SPICE моделей, як первинних перетворювачів, так і схем подальшого сигнального перетворення [172].

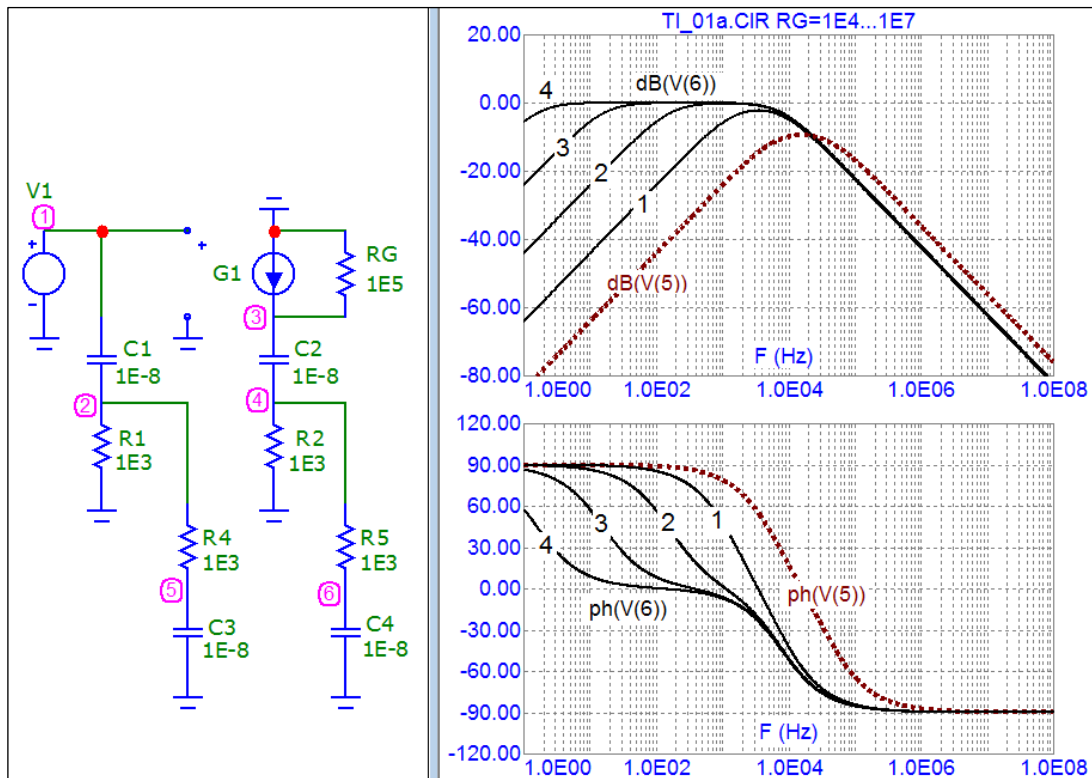


Рис. 3.5. Порівняння АЧХ та ФЧХ смугових фільтрів сигналів перетворювачів.

3.3. Параметричний аналіз перетворювачів на основі трансімпедансних підсилювачів

Специфікою схемотехнічних вузлів вимірювальних перетворювачів мікроелектронних сенсорів оточуючого середовища є вимога щодо функціонального інтегрування з вхідними колами фотоприймачів керуючих оптичних сигналів. Переважно такі вимірювальні перетворювачі базуються на трансімпедансних підсилювачах (ТІА - Transimpedance Amplifier) та реалізують перетворення струму в напругу, зокрема перетворення струму фотоприймачів у напругу інформативного сигналу фотоелектронного каналу телекомунікації (рис. 3.6, а) [177].

Трансімпедансні підсилювачі можуть ефективно інтегруватися у вимірювальні кола сенсорів на основі вищезгаданих вольт-амперметричних, кулонометричних, ємнісних чи імпедансних перетворювачів. Зокрема, прикладами застосування трансімпедансних перетворювачів, що формують інформативні сигнали активної та реактивної складових комплексного

імпедансу Z (рис. 3.6, б), є гігрометри, хімічні та біохімічні сенсори, засоби моніторингу забруднень поверхонь, аналізатори полімеризації чи затвердіння бетонних конструкцій тощо[177].

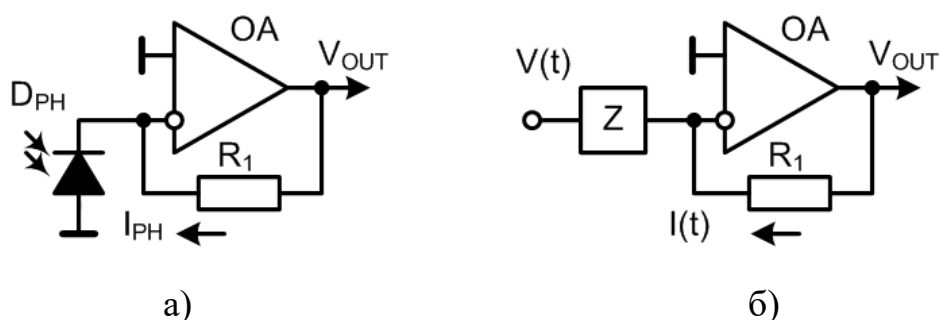


Рис. 3.6. Елементарні схеми перетворювачів на трансімпедансних підсилювачах

Як це вже було відзначено, модульований світловий потік у функціонально інтегрованих LCPS пристроях використовується для трьох задач – фотовольтаїчного живлення, телекомунікації та сенсорики, зокрема, з використанням оптичної спектроскопії. Вирішення цих задач визначається здатністю аналогового фронт-енду LCPS пристроїв здійснювати ефективне перетворення вхідного фотоструму первинного перетворювача (фотодіода) у вихідну напругу з виділенням її складових методами частотної селекції. Для фотовольтаїчного живлення використовується постійна складова світлового потоку, чи його інтегральне значення за певний час. Телекомунікація здійснюється кодовими послідовностями, що формуються модуляцією світлового потоку відповідної частоти. Реалізація функції сенсорики передбачає вимірювання відносно повільних змін спектру поглинання, зокрема хімічно активними плівками чутливого елемента [177].

Спершу, провівши відповідні модельні дослідження, конкретизуємо завдання селекції сигналів у фотоперетворювачах на основі трансімпедансних підсилювачів. Розглянемо схеми частотної селекції фотоперетворювачів з елементарними RC фільтрами на вході (рис. 3.7,а) та виході (рис. 3.7, б) трансімпедансного підсилювача [177].

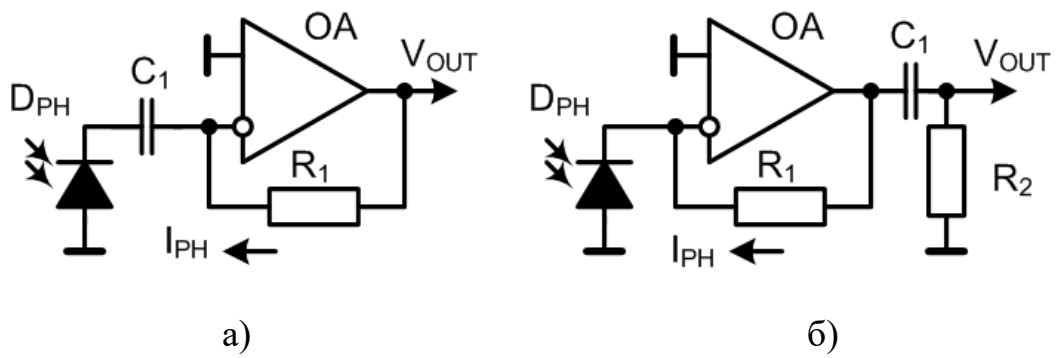


Рис. 3.7. Елементарні схеми частотної селекції фотоперетворювачів на трансімпедансних підсилювачах

Результати модельних досліджень АЧХ та ФЧХ фотоперетворювача з елементарним колом частотної селекції на вході трансімпедансного підсилювача для набору значень конденсатора $C_1 = [1E-8 (1), 1E-9 (2), 1E-10 (3), 1E-11 (4), 1E-12 (5)] \Phi$ наведено на рис. 3.8 [177].

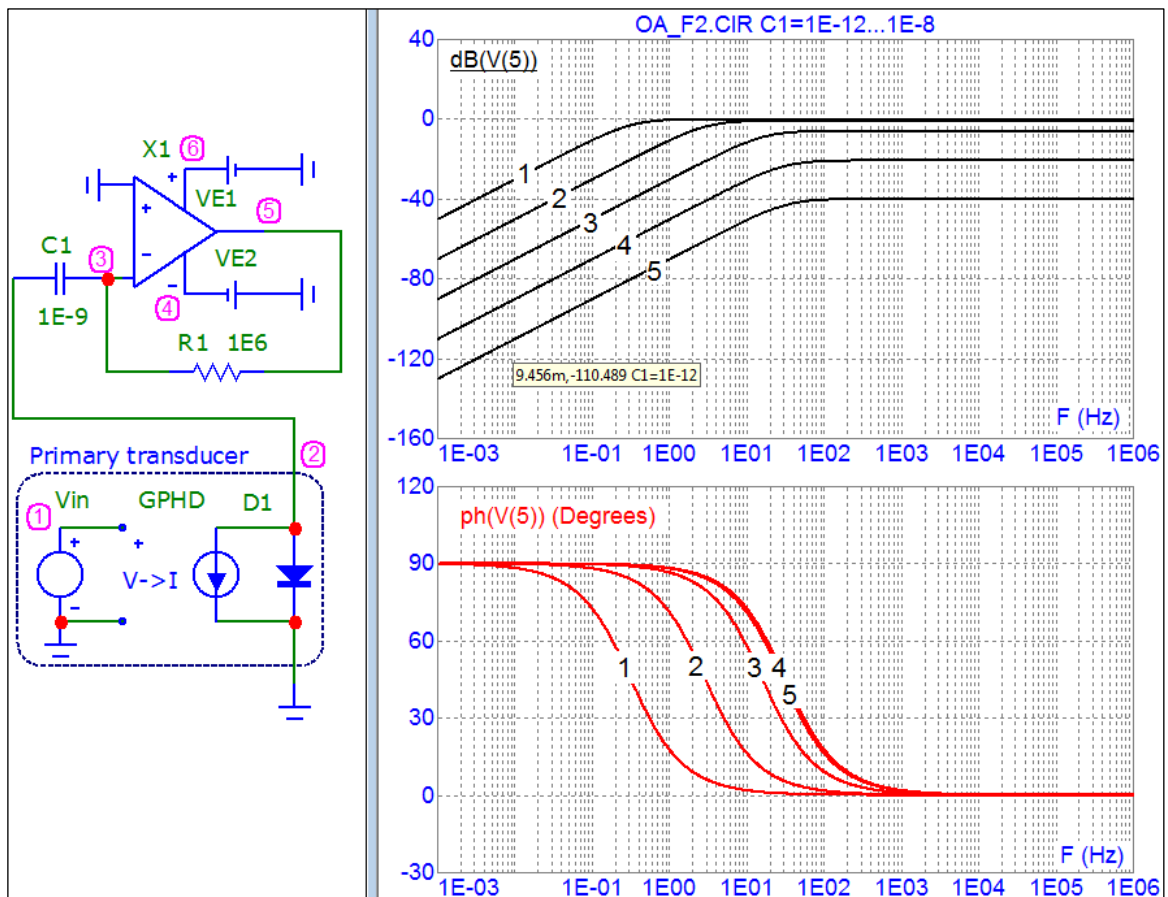


Рис. 3.8. АЧХ та ФЧХ фотоперетворювача з частотною селекцією на вході при $C_1 = [1E-8 (1), 1E-9 (2), 1E-10 (3), 1E-11 (4), 1E-12 (5)] \Phi$ [177].

Використовувалась вищерозглянута SPICE модель фотоприймача (Primary transducer) при параметрах діода D1: $C_{J0} = 1E-10$ F, $I_S = 1E-9$ A, $R_s = R_G = 1E9$ Ohm. Можна бачити суттєву проблему такої схеми частотної селекції – при зсуві частоти зрізу відповідним зменшенням ємності конденсатора C_1 у смузі частот пропускання відбувається значне зменшення коефіцієнту передачі $dB(V(5))$. Інша проблема - нестабільність частоти зрізу при зміні шунтуючого опору R_L (Junction Leakage Resistance) моделі фотодіода: $R_s(D1) = [1E3$ (1), $1E6$ (2), $1E9$ (3)] Ом - представлена на рис. 3.9[177].

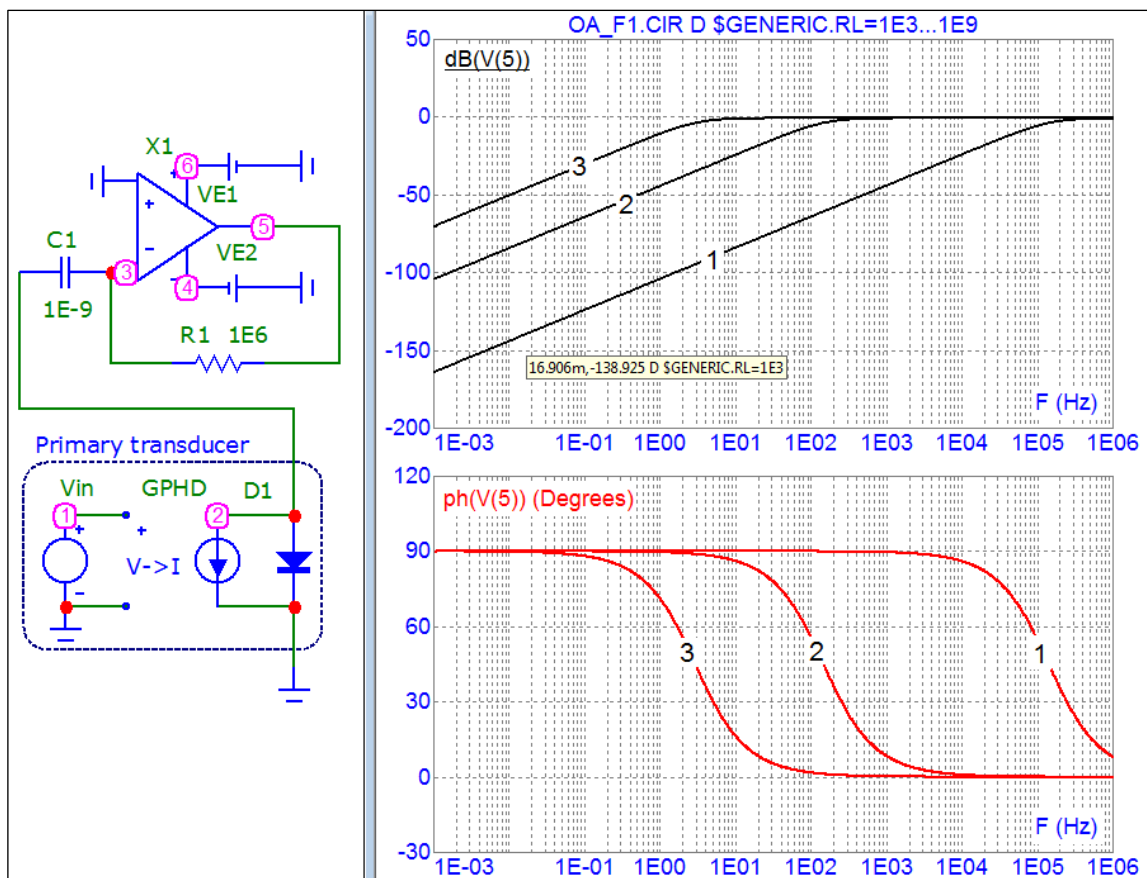


Рис. 3.9. АЧХ та ФЧХ фотоперетворювача з частотною селекцією на вході при $R_s(D1) = [1E3$ (1), $1E6$ (2), $1E9$ (3)] Ом

Є дві основні причини цих зривів. По-перше, це прояв фізичної суті самого фотоефекту, а саме - струмовий характер вихідного сигналу фотодіода. І по-друге, це вплив на вхідний контур сигнального перетворювача параметрів фотодіода, а саме – його вихідного опору та паразитної ємності p-n переходу.

Альтернативний варіант частотної селекції, який позбавлений цих недоліків, передбачає використання фільтрів на виході трансїмпедансного підсилювача (рис. 3.6, б). Однак, і цей варіант не можна вважати ефективним. Причиною цього є значний та нестабільний рівень постійного рівня (в більш загальному розумінні – квазісталої компоненти) напруги на виході трансїмпедансного підсилювача. Цей рівень квазісталої компоненти напруги може в декілька порядків перевищувати рівень корисної складової сигналу сенсора [177].

Найбільш критичним є режим, при якому вихідна напруга перетворювача обмежується допустимим діапазоном розмаху операційного підсилювача. Приймаючи до уваги тенденцію до зменшення напруг живлення (3 В і нижче), і особливо в сучасних мікропотужних електронних пристроях телекомунікації та сенсорики, зменшення допустимого рівня розмаху вихідної напруги стає особливо критичною. З врахуванням вищесказаного, використання кіл частотної селекції на виході трансїмпедансного підсилювача теж не є ефективним [177].

3.4. Параметричний аналіз перетворювачів на основі гіраторів

Вирішення вищезгаданого завдання частотної селекції передбачає використання перетворювачів на основі гіраторів – схем конверсії реактивного імпедансу, що синтезують реактивне навантаження індуктивного типу з використанням ємнісних компонентів. Схема одного з найбільш простих варіантів гіратора Z , що формує індуктивне навантаження фотодіода D_{PH} , наведена на рис. 3.10, а. Реалізація цієї схеми в частотно-селективному сигнальному фронт-енді на операційному підсилювачі OA_1 , мова про який піде дещо далі, наведена на рис. 3.10, б [177].

Гіратор реалізовано на пасивних резистивно-ємнісних компонентах R_1 , R_2 , C_1 та повторювачі напруги A – ідеальному підсилювачі з одиничним коефіцієнтом підсилення $K_V = 1$, нульовим фазовим зсувом та безмежним вхідним опором у всій смузі частот [177].

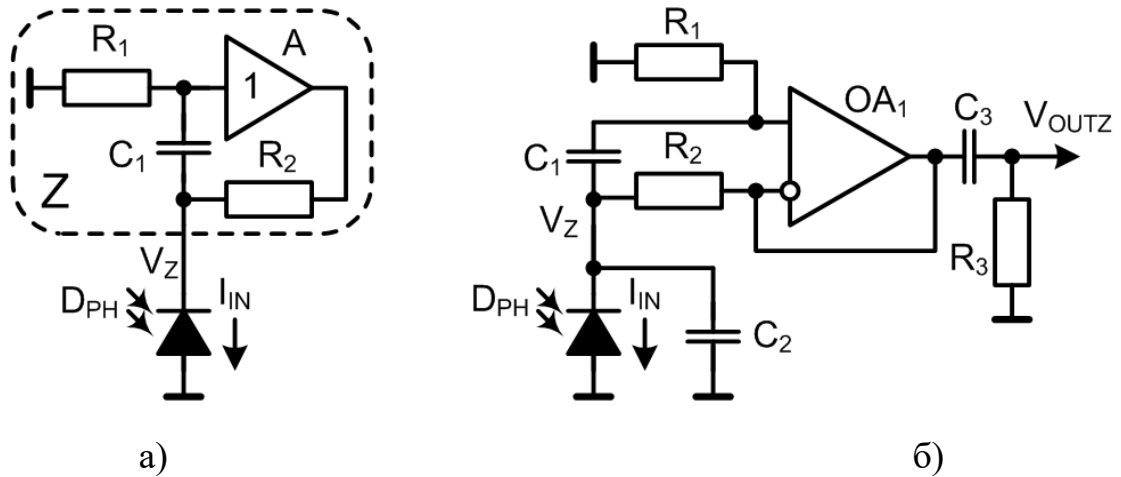


Рис. 3.10. Гіраторні схеми частотної селекції фотоперетворювачів

Функціонування гіратора описується системою рівнянь функціонального зв'язку між векторами струмів \dot{I} , напруг \dot{U} та комплексних опорів \dot{Z} , індекси умовних позначень яких визначаються позначеннями компонентів на рис. 3.10.

$$\begin{cases} \dot{I}_{IN} = \dot{I}_{R1} + \dot{I}_{R2} \\ \dot{U}_{R2} = \dot{U}_{C1} \\ \dot{U}_Z = \dot{I}_{IN} \dot{Z}_{IN} \\ \dot{U}_Z = \dot{U}_{C1} + \dot{U}_{R1} \end{cases}$$

Для наближеного розрахунку частотної залежності вхідного імпедансу Z_{IN} , провівши заміну векторів струмів та напруг на їх модульні значення $\dot{U} \Rightarrow U$, $\dot{I} \Rightarrow I$, запишемо [177]

$$U_{C1} = U_Z - U_{R1}; \quad I_{C1} = \frac{U_Z}{Z_{C1} + R_1}; \quad Z_{C1} = \frac{1}{\omega C_1}; \quad I_{R2} = U_Z \frac{Z_{C1}}{(Z_{C1} + R_1)R_2}.$$

Провівши відповідні перетворення цих виразів, отримуємо

$$Z_{IN} = \frac{(1 + \omega R_1 C_1) R_2}{1 + \omega R_2 C_1}.$$

Прийнявши до уваги, що такий розрахунок не враховує фазовий зсув векторів напруг та струму, тобто представляє лише перше наближення, все ж

можна виявити певні закономірності частотної залежності вхідного імпедансу Z_{IN} . Зокрема, на низьких частотах ($\omega \rightarrow 0$) має місце наближення вхідного імпедансу до $Z_{IN} \rightarrow R_2$. Натомість, на високих частотах ($\omega \rightarrow \infty$) має місце $Z_{IN} \rightarrow R_1$. Таким чином, змінюючи співвідношення між резисторами R_1 та R_2 представляється можливим синтез імпедансу, як ємнісного ($R_1 / R_2 < 1$), так і індуктивного ($R_1 / R_2 > 1$) характеру[177]. Зокрема, із зростанням частоти при $R_1 / R_2 = 10^4$ отримуємо зріст імпедансу в децибелах на

$$K_{ZIN} \text{ (dB)} = K_{ZIN} (\omega \rightarrow \infty) / K_{ZIN} (\omega \rightarrow 0) = 20 \log (10^4) = 80 \text{ dB}.$$

Приклади модельних досліджень фотодіодного перетворювача з гіраторним навантаженням, що підтверджують вищенаведені викладки та дають більш точні дані з врахуванням фазових характеристик сигнального тракту, наведені на[177]:

- рис. 3.11 - АЧХ та ФЧХ гіратора при $C1 = [1E-7 \text{ (1)}, 1E-6 \text{ (2)}, 1E-5 \text{ (3)}]$ Ф (напруга у вузлі 2 відповідає напрузі на гіраторі $V(2) \equiv UZ \equiv U(Z_{IN})$);
- рис. 3.12 - активна $\text{Re} \hat{Z}$ та реактивна $\text{Im} \hat{Z}$ складові імпедансу гіратора при $C1 = [1E-7 \text{ (1)}, 1E-6 \text{ (2)}, 1E-7 \text{ (3)}]$ Ф, що представлені відповідними складовими напруг $\text{Re}(V(2))$, $\text{Im}(V(2))$, та діаграма Найквіста на їх основі;
- рис. 3.13 – АЧХ та ФЧХ гіратора при $R1 = [1E5 \text{ (1)}, 1E6 \text{ (2)}, 1E7 \text{ (3)}]$ Ом;
- рис. 3.14 – АЧХ та ФЧХ гіратора при $R2 = [1E1 \text{ (1)}, 1E2 \text{ (2)}, 1E3 \text{ (3)}, 1E4 \text{ (4)}, 1E5 \text{ (5)}, 1E6 \text{ (6)}]$ Ом;
- рис. 3.15 – активна $\text{Re} \hat{Z}$ та реактивна $\text{Im} \hat{Z}$ складові імпедансу при $R1 = [5E5 \text{ (1)}, 1E6 \text{ (2)}, 2E6 \text{ (3)}]$ Ом та діаграма Найквіста на їх основі;
- рис. 3.16 – аналогічно до рис. 3.13 з врахуванням параметрів фотодіода, зокрема, паразитної ємності р-п переходу - $CJ0 = 1E-10$ Ф;
- рис. 3.17 – аналогічно до рис. 3.14 з врахуванням параметрів фотодіода, зокрема, паразитної ємності р-п переходу - $CJ0 = 1E-10$ Ф.

Відзначимо, що представлені результати модельних досліджень демонструють не лише можливість ефективною частотною селекції сигналів

фотоелектронних сенсорів, але і можливість розширеної інтерпретації отриманих сигналів, зокрема на основі методу імпедансної спектроскопії.

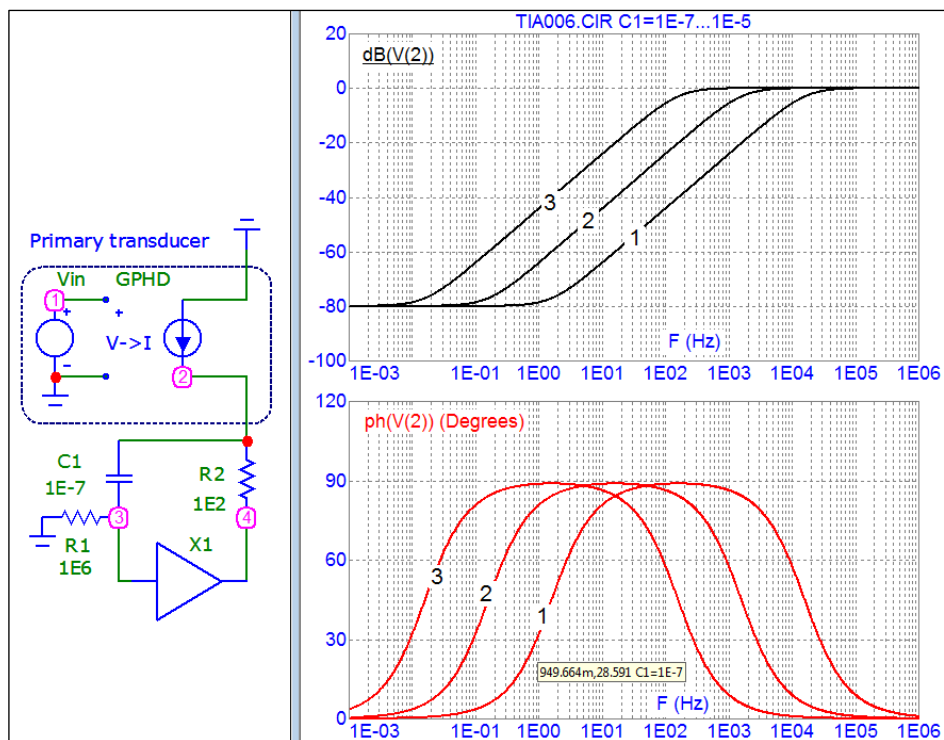


Рис. 3.11. АЧХ та ФЧХ гіратора при $C1 = [1E-7 (1), 1E-6 (2), 1E-5 (3)] \Phi$ [177]

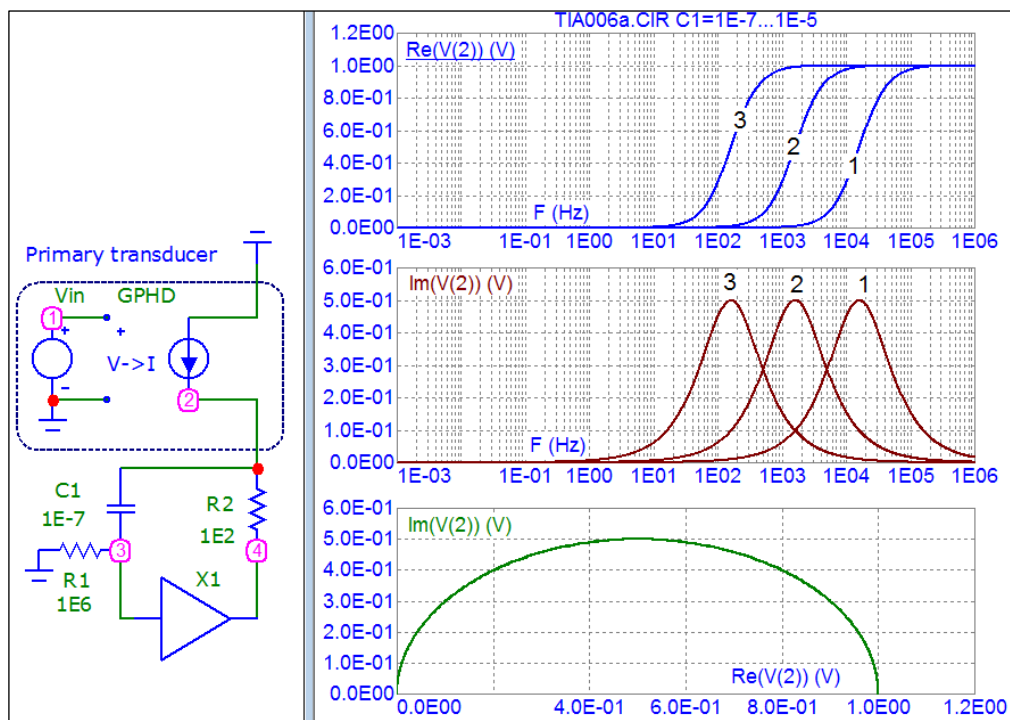


Рис. 3.12. Активна $Re(V(2))$ та реактивна $Im(V(2))$ складові напруг при $C1 = [1E-7 (1), 1E-6 (2), 1E-7 (3)] \Phi$ та діаграма Найквіста на їх основі [177]

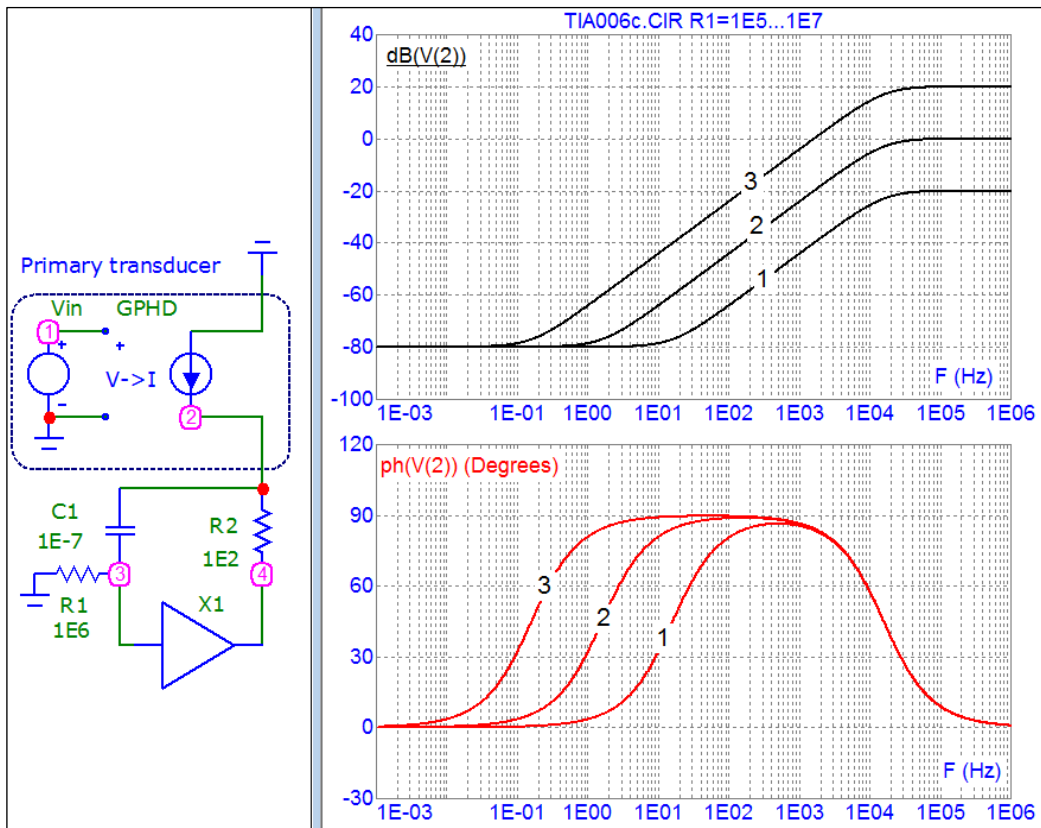


Рис. 3.13. АЧХ та ФЧХ гіратора при $R1 = [1E5 (1), 1E6 (2), 1E7 (3)] \text{ Ом}$ [177]

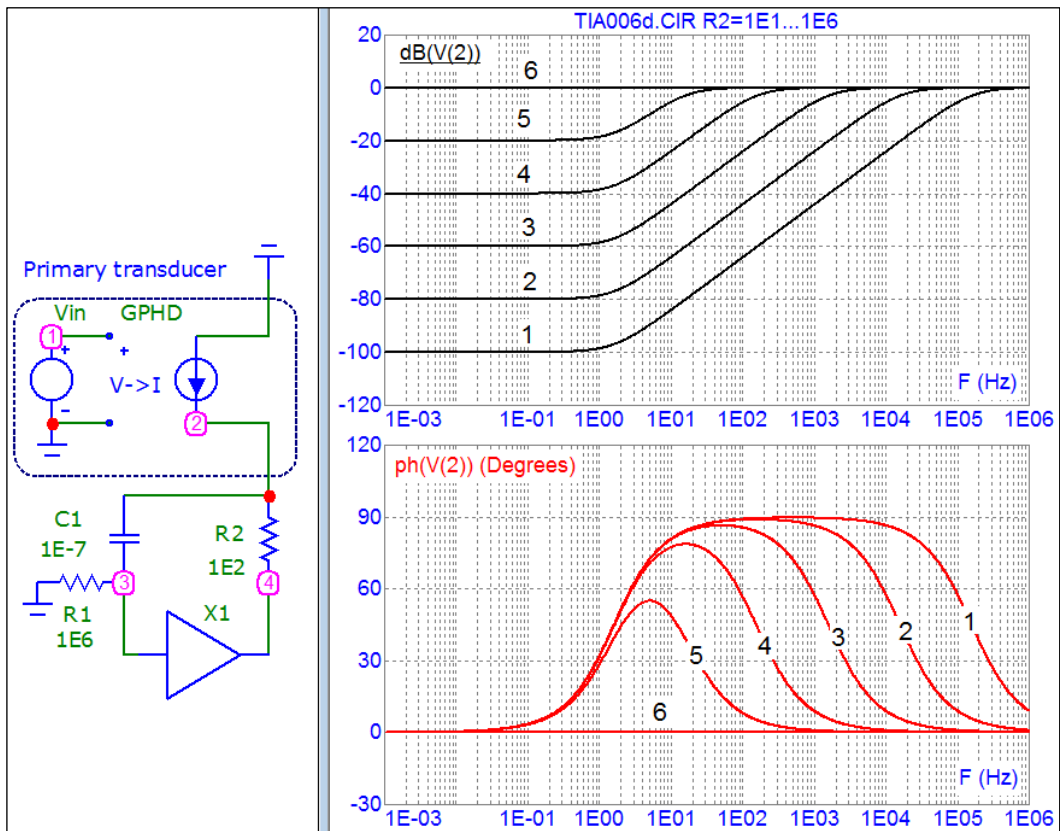


Рис. 3.14. АЧХ та ФЧХ гіратора при $R2 = [1E1 (1), 1E2 (2), 1E3 (3), 1E4 (4), 1E5 (5), 1E6 (6)] \text{ Ом}$ [177].

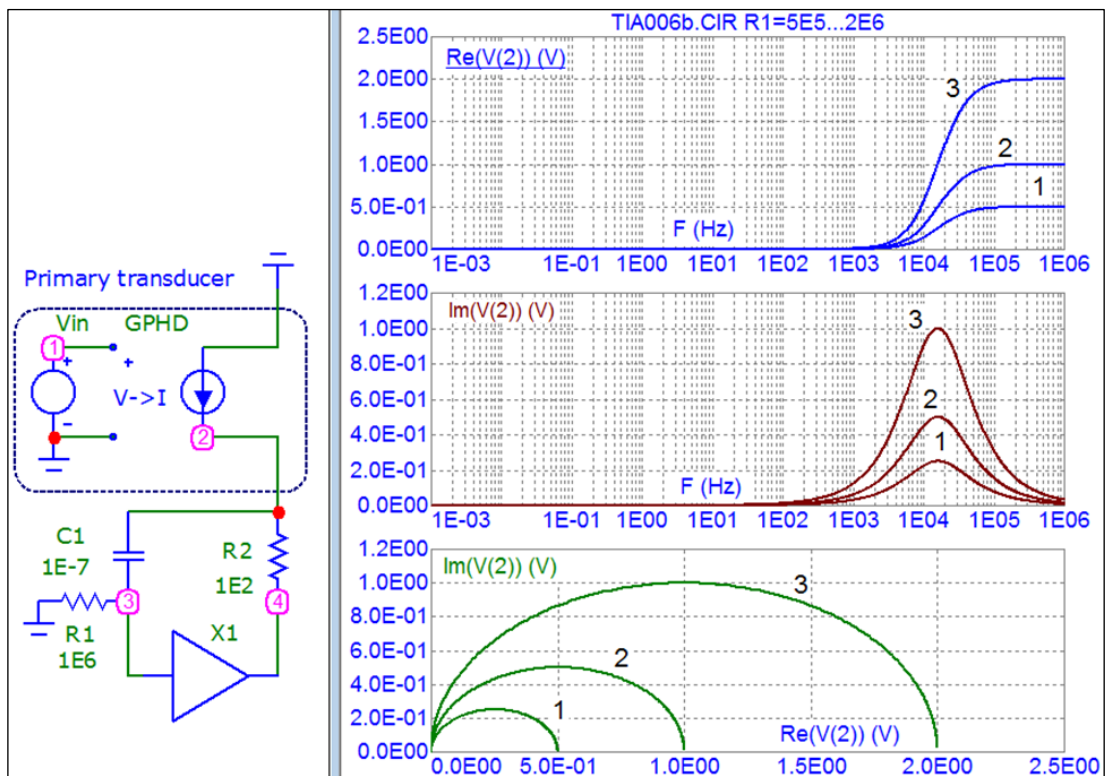


Рис. 3.15. Активна $\text{Re } \hat{Z}$ та реактивна $\text{Im } \hat{Z}$ складові імпедансу при $R1 = [5E5$ (1), $1E6$ (2), $2E6$ (3)] Ом та діаграма Найквіста на їх основі [177]

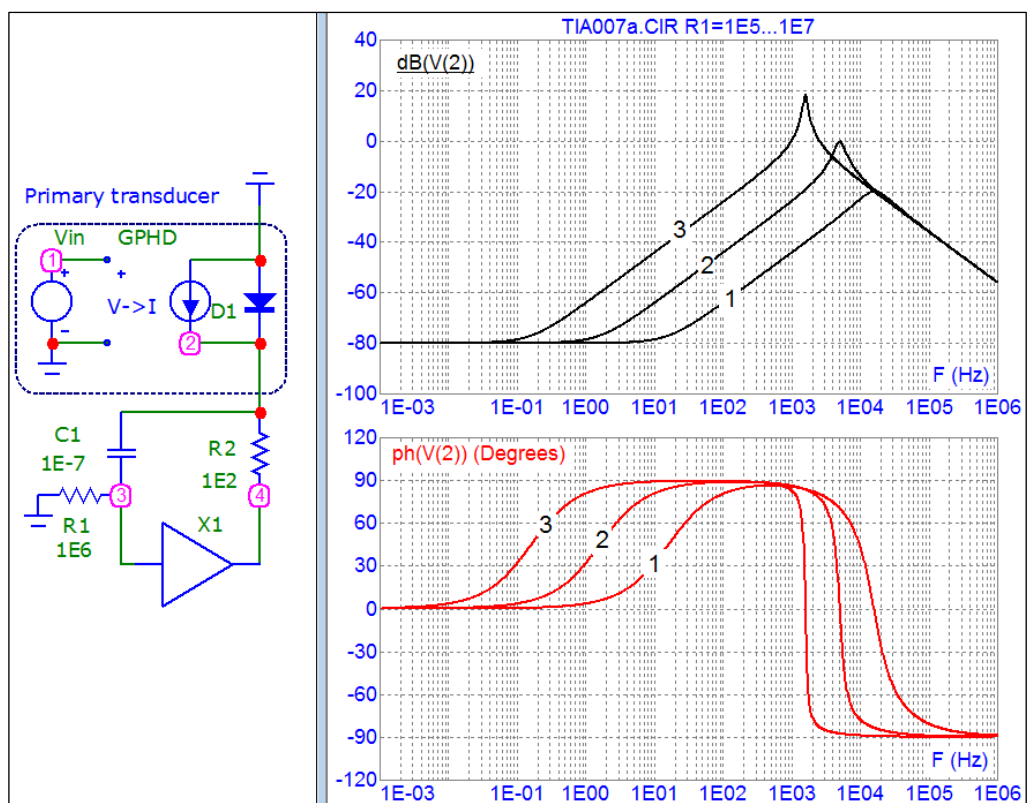


Рис. 3.16. Аналогічно до рис. 3.13 з врахуванням параметрів фотодіода, зокрема, паразитної ємності р-п переходу - $CJ0 = 1E-10$ Ф [177]

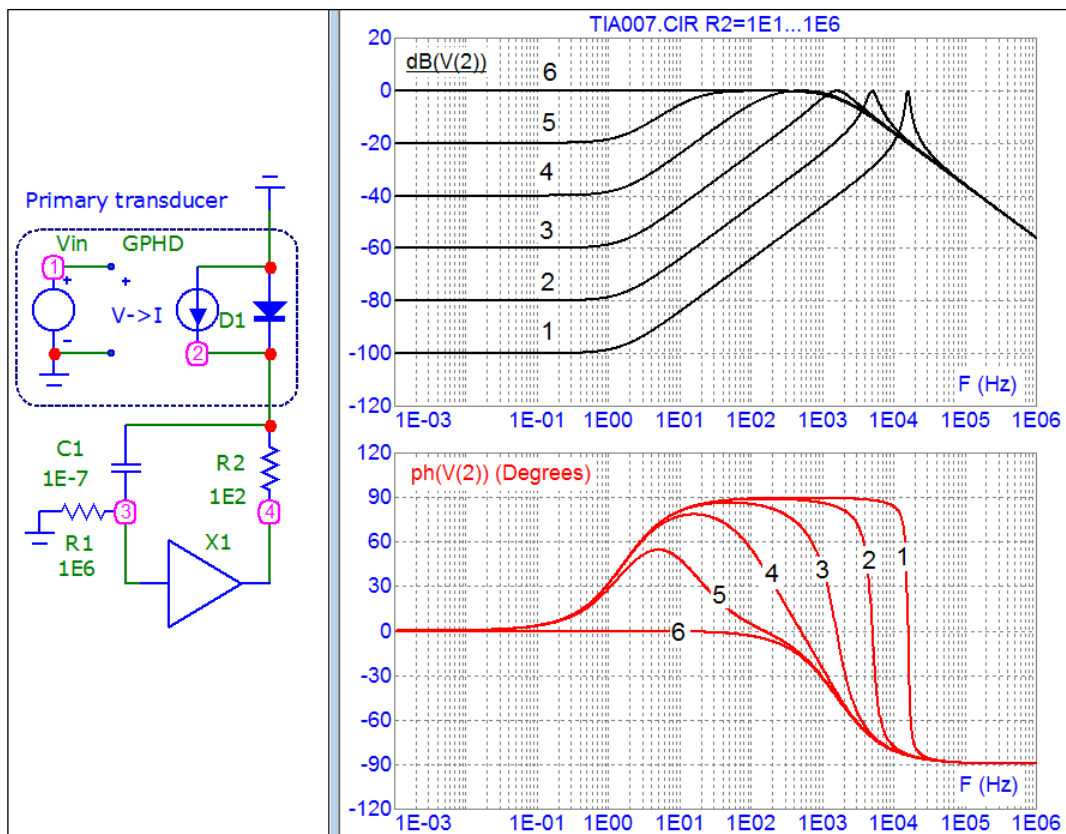


Рис. 3.17. Аналогічно до рис. 3.14 з врахуванням параметрів фотодіода, зокрема, паразитної ємності р-n переходу - $C_{J0} = 1E-10$ Ф [177]

3.5. Порівняльний параметричний аналіз перехідних процесів в схемах підсилення та інтегрування сигналу

В даній дисертаційній роботі дано подальший розвиток сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв. Новизною цього розвитку є поєднання функцій трансімпедансного підсилення та програмно-керованого сигнального інтегрування РТІС (Programmable Trans-Impedance Converter), що вирішує задачу підвищення швидкодії та точності процесу вимірювання. Задача вирішена у відповідності до концепції злиття даних, а основою її рішення є формування масиву результатів вимірювального перетворення при перемиканні режимів роботи РТІС з інверсією напруги на інтегруючому конденсаторі. Використовуючи цей масив та відповідні алгоритми корекції паразитних дрейфів схеми інтегрування, відділяють корисну та паразитну складові сигналу. На відміну від схеми елементарного інтегратора, відбувається модуляція вихідної напруги у всьому діапазоні

напруг джерела живлення, що забезпечує підвищення роздільної здатності та точності подальшого аналого-цифрове перетворення. Реалізація запропонованого рішення представлена в розділі 4 дисертаційної роботи.

Для розуміння проблематики даної задачі спершу дамо порівняльний аналіз перехідних процесів в схемах підсилення та інтегрування сигналу. Параметричний аналіз наведених далі результатів досліджень дозволяє конкретизувати шляхи вирішення поставлених в роботі задач побудови сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією сенсорів.

Типовий приклад досліджень схем підсилювача та інтегратора наведено на рис. 3.18. З метою порівняльного аналізу в обох схемах використані ідентичні за параметрами моделі операційних підсилювачів: X1 в схемі інвертуючого підсилювача) та X2 в схемі інтегратора. Обидві схеми є інвертуючими, тобто їх вихідні напруги є протилежними за знаком до відповідних вхідних напруг. Пасивними елементами є: R1, R2 – резистори від’ємного зворотного зв’язку, C1 – конденсатор інтегрування струму, R3 – струмозадаючий резистор, R_z – резистор стабілізації кола від’ємного зворотного зв’язку на постійному струмі. Джерела постійної напруги V_{cc1}, V_{ee1}, V_{cc2}, V_{ee2} забезпечують двополярне живлення операційних підсилювачів. Імпульсне джерело напруги V_{in} формує вхідні імпульси амплітудою 10 мВ. Тривалість імпульсів – 50 мкс, період – 100 мкс, тривалість фронту та спаду – 0,1 мкс.

В наведеному прикладі визначальними з точки зору перехідних процесів досліджуваних схем є параметри моделі операційних підсилювачів: рівень складності - Level 2; смуга частот при одиничному підсиленні - GBW = 8E6; максимальна швидкість наростання SRP та швидкість спадання SRN вихідної напруги - SRP = SRN = 5E6 (5 В/мкс). Ці параметри відповідають специфікації прецизійного широкосмугового операційного підсилювача AD8601 (Precision CMOS, Single-Supply, Rail-to-Rail, Input/Output Wideband), який був

використанам при виготовленні універсального набору вузлів сигнального перетворення фотоелектронних сенсорів (див. розділ 4 дисертаційної роботи).

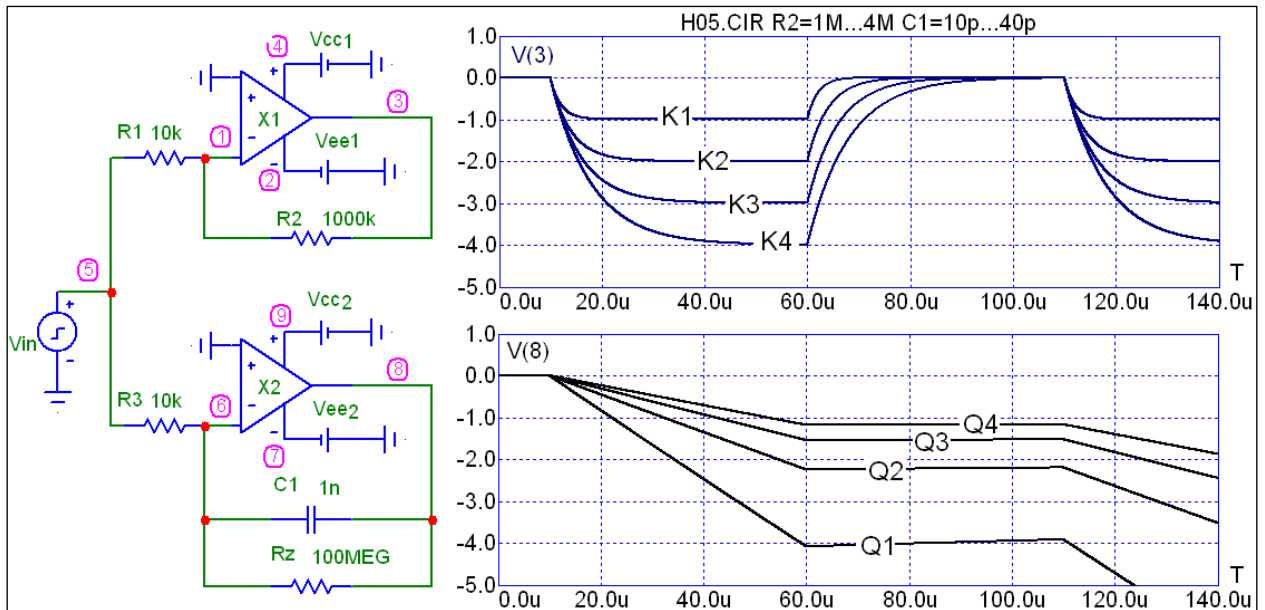


Рис. 3.18. Схеми та приклади результатів модельних досліджень перехідних процесів підсилювача (верхня схема) та інтегратора (нижня схема)

З метою визначення залежності тривалості перехідних процесів від амплітуди вихідних сигналів дослідження проводилися при дискретній зміні (Stepping) значень резистора від'ємного зворотного зв'язку R_2 (для інвертуючого підсилювача) та конденсатора C_1 (інтегратора). Наборами таких значень та умовними позначеннями епюр, що відповідають цим значенням є: $R_2 = 1 \text{ МОм}$ (K1), 2 МОм (K2), 3 МОм (K3), 4 МОм (K4); $C_1 = 10 \text{ пФ}$ (Q1), $C_1 = 20 \text{ пФ}$ (Q2), $C_1 = 30 \text{ пФ}$ (Q3), $C_1 = 40 \text{ пФ}$ (Q4). Вихідна напруга у вузлі 3 – $V(3)$ представляє вихід підсилювача, а у вузлі 8 – $V(8)$ – вихід інтегратора.

Наведений приклад результатів досліджень демонструє суттєву відмінність перехідних процесів в схемах підсилювача на інтегратора. Як слідує з епюр, у відповідності до параметрів заданих SPICE моделей AD8601, час наростання (за модулем) t_{KV} вихідної напруги $V(3)$ підсилювача суттєво залежить від коефіцієнту підсилення напруги $K_V = R_2 / R_1$ – при коефіцієнті $K_V = 100$ ($R_2 = 1 \text{ МОм}$, K1) $t_{KV} \sim 8 \text{ мкс}$, а при $K_V = 400$ ($R_2 = 4 \text{ МОм}$, K4) - $t_{KV} \sim 30 \text{ мкс}$. Тобто, має місце доволі суттєва затримка встановлення вихідної

напруги, що обмежує часову роздільну здатність схеми. Натомість, характер наростання вихідної напруги $V(8)$ інтегратора в першому наближенні не виявляє суттєвої затримки – функція залежності вихідної напруги від часу є практично лінійною і залежить лише від вхідного струму та ємності інтегруючого конденсатора. І хоча такий попередній аналіз є доволі наближеним, є допустимим вважати схему інтегратора (в порівнянні з підсилювачем) більш ефективною з точки зору забезпечення необхідної часової роздільної здатності. Крім того, як це слідує з теорії інтегрування сигналів, сигнальні перетворювачі на інтеграторах характеризуються нижчим рівнем шуму та вищою завадостійкістю.

Приклад кількісного аналізу залежності точності сигнального перетворення інтеграторів від частотних характеристик операційних підсилювачів наведено на рис. 3.19. В даному прикладі обидві схеми (на моделях X1 та X2) є структурно ідентичними інтеграторами.

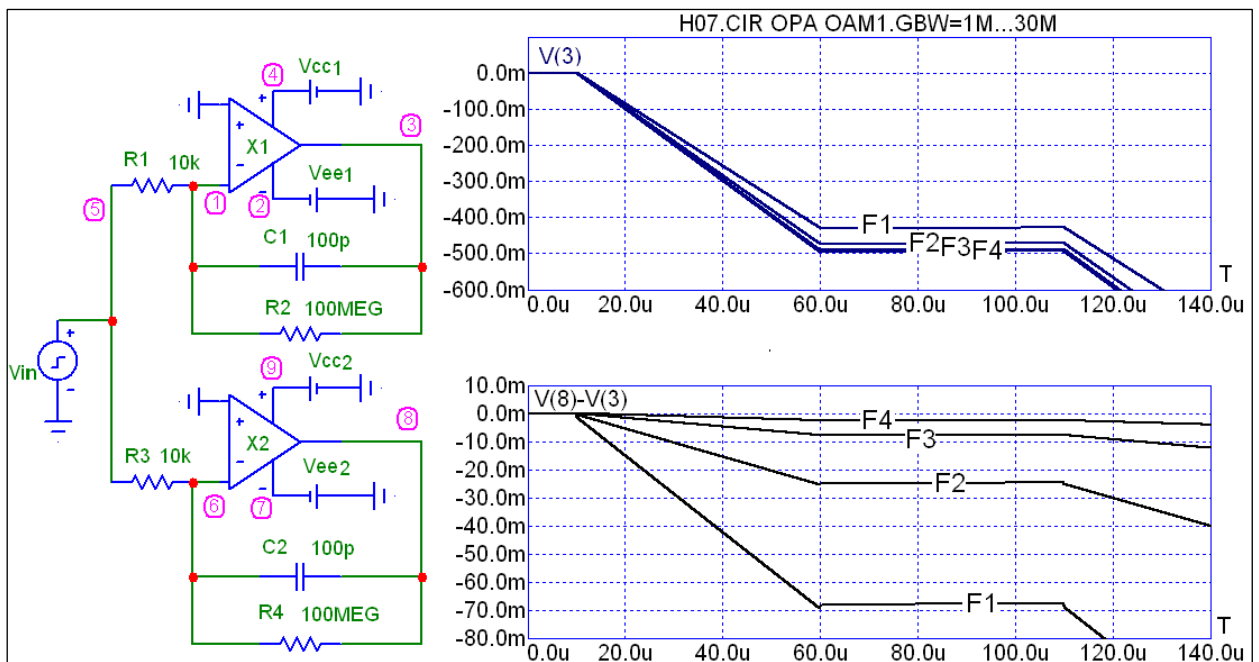


Рис. 3.19. Епюри вихідної напруги інтегратора (верхня еюра) та похибки інтегрування (нижня еюра) від смуги GBW

Відмінність між ними полягає в різних параметрах моделі. Верхня схема інтегратора з вихідною напругою $V(3)$ використовує модель X1 з набором

дискретних значень смуги частот - $GBW = 1E6$ (F1), $3E6$ (F2), $10E6$ (F3), $30E6$ (F4), натомість, нижня схема інтегратора з вихідною напругою $V(8)$ – модель X2 «ідеалізованого» операційного підсилювача з необмеженими частотними характеристиками. Відзначимо, що для мікропотужних операційних підсилювачів типово $GBW \approx 1E6$. Натомість, для широкосмугових операційних підсилювачів, в залежності від спеціалізації та потужності споживання, типово $GBW \approx (5..30)E6$.

Можна бачити, що спостерігається певна залежність функції інтегрування – вихідної напруги $V(3)$ інтегратора - від вище згаданих частотних характеристик GBW . З метою кількісного аналізу цієї залежності на нижній епюрі наведено різницю між реальними та «ідеалізованими» значеннями $V(8)$ - $V(3)$. Використовуючи отримані дані, можна визначити відносну похибку інтегрування

$$\delta_{INT} = \frac{V(8) - V(3)}{V(8)} 100\%.$$

Зокрема, при $GBW = 30E6$ - $\delta_{INT} \approx 0.6\%$, при $GBW = 10E6$ - $\delta_{INT} \approx 1\%$, при $GBW = 3E6$ - $\delta_{INT} \approx 6\%$, а при $GBW = 1E6$ - $\delta_{INT} \approx 17\%$. Отримані результати дають можливість провести експрес аналіз динамічних характеристик сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорів на основі інтеграторів.

В розвиток представленого вище результату дослідження динамічних характеристик підсилювачів розглянемо їх динамічні характеристики в схемах, які реалізують трансїмпедансне перетворення. Як це вже відзначалося, таке перетворення є типовим для більшості сучасних рішень вхідного сигнального кола фотодіода. Трансїмпедансний підсилювач реалізує функцію перетворення струму фотодіода у вихідну напругу при квазінульовому імпедансі його кола навантаження. При цьому еквівалентний імпеданс самого фотодіода в «ідеалізованому» випадку вважається гранично високим.

В першому наближенні для проведення аналізу динамічних характеристик трансїмпедансного перетворювача достатньо збільшити на декілька порядків опір резистора $R1$ вхідного кола підсилювача. Зокрема, як

це показано на рис. 3.20, прийнято значення $R1 = 1 \text{ МОм}$. При амплітуді імпульсів напруги вхідного джерела $V_{in} = 1 \text{ мВ}$, це значення опору відповідає імпульсу струму фотодіода 1 нА ($V_{in} / R1 = 1\text{E-}3 / 1\text{E}6 = 1\text{E-}9$). Враховуючи, що опір резистора від'ємного зворотного зв'язку $R2 = 1 \text{ МОм}$, коефіцієнт підсилення напруги V_{in} становить $K_V = 1$. Тривалість імпульсу становить 200 нс . На епюрах представлені: імпульс вхідної напруги – $V(5)$, напруга на інвертуючому вході операційного підсилювача - $V(1)$, вихідна напруга - $V(3)$. Дослідження проводилися для набору значень смуги частот - $1\text{E}6$ (F1), $3\text{E}6$ (F2), $10\text{E}6$ (F3), $30\text{E}6$ (F4), $1\text{E}10$ (F5, варіант моделі «ідеалізованого» підсилювача з необмеженою швидкодією).

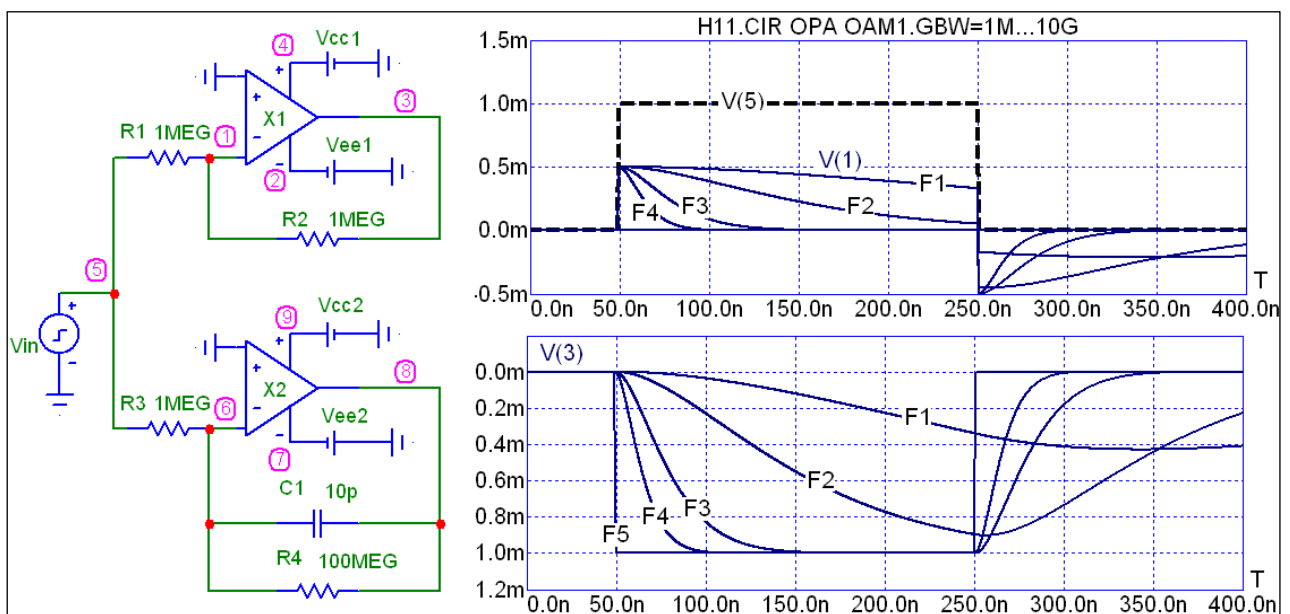


Рис. 3.20. Епюри вхідної (верхня епюра) та вихідної (нижня епюра) напруг підсилювача (верхня схема) від смуги GBW при $R1 = R2 = 1 \text{ МОм}$

Імпульси напруги на інвертуючому вході $V(1)$ операційного підсилювача демонструють ефект динамічного перерозподілу між вихідною $V(3)$ та вхідною $V(5)$ напругами в перехідному процесі схеми. В такому перехідному процесі коло від'ємного зворотного зв'язку операційний підсилювач знаходиться в незбалансованому стані, тобто відсутня рівність напруг на його інвертуючому та неінвертуючому входах. Оскільки $R1 = R2 = 1 \text{ МОм}$ в початковий момент перемикання коефіцієнт перерозподілу становить $0,5$.

Далі, в процесі балансування кола вхідна напруга $V(1)$ спадає до нуля, що і обумовлює встановлення заданого значення вихідної напруги $V(3)$. Отримані результати досліджень дозволяють показати можливість суттєвого підвищення динамічних характеристик схеми – зокрема, при $GBW = 10E6$ (F3) тривалість перехідного процесу не перевищує 0,1 нс.

З метою проведення кількісного аналізу впливу коефіцієнту перетворення трансїмпедансного підсилювача на тривалість перехідного процесу проводились дослідження залежності форми вихідних імпульсів від смуги GBW при наборі дискретних значень опору кола від'ємного зворотного зв'язку $R2$. Приклад результатів таких досліджень для $R2 = 0.1$ МОм при $GBW = 1E6$ (F1), $3E6$ (F2), $10E6$ (F3), $30E6$ (F4), $1E10$ (F5) наведено на рис. 3.21.

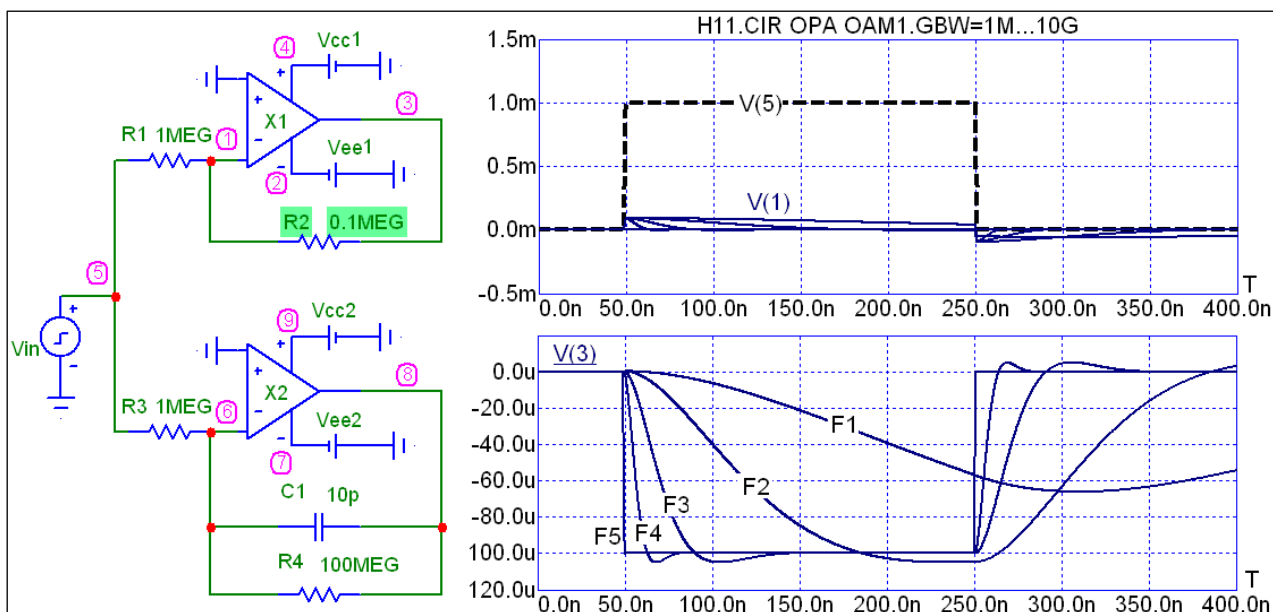


Рис. 3.21. Епюри вхідної (верхня епюра) та вихідної (нижня епюра) напруг підсилювача (верхня схема) від смуги GBW при $R1 = 1$ МОм, $R2 = 0,1$ МОм

Наведений приклад показує закономірну з точки зору принципу функціонування досліджуваної схеми обернено пропорційну залежність амплітуди вихідної напруги $V(3)$ від опору $R2$. При цьому важливим результатом з точки зору вирішуваної задачі є встановлена можливість підвищення швидкості наростання (спадання) вихідного сигналу при зменшенні $R2$. Так, при зменшенні $R2$ з 1 МОм до 0.1 МОм тривалість

спадання імпульсу, зокрема, при $GBW = 10E6$ (F3) зменшується з $150-50 = 100$ (нс) до $90-50 = 40$ (нс). Однак, при цьому, спостерігається паразитний процес затухаючого автоколивання. Тривалість такого паразитного процесу може бути настільки значною (зокрема, в даному прикладі приблизно 50 нс), що позитивний ефект від зменшення коефіцієнту передачі трансїмпедансного підсилювача є доволі обмеженим.

Як це вже відзначалося, досягнення поставленої в даній роботі мети створення швидкодіючих сигнальних перетворювачів базується на поєднанні принципів трансїмпедансного підсилення та інтегрування. Тож, в продовження аналізу, розглянемо особливості перехідного процесу інтегратора при аналогічних до попередньої схеми підсилювача параметрах SPICE моделей. На рис. 3.22 наведені форми імпульсів: напруги V(5) на вхідному джерелі Vin, лінійно масштабованої в 50 раз напруги V(6) на інвертуючому вході X2 - V(6)*50 та вихідної напруги V(8) інтегратора. Як і в попередньо наведених $GBW = 1E6$ (F1), $3E6$ (F2), $10E6$ (F3), $30E6$ (F4), $1E10$ (F5).

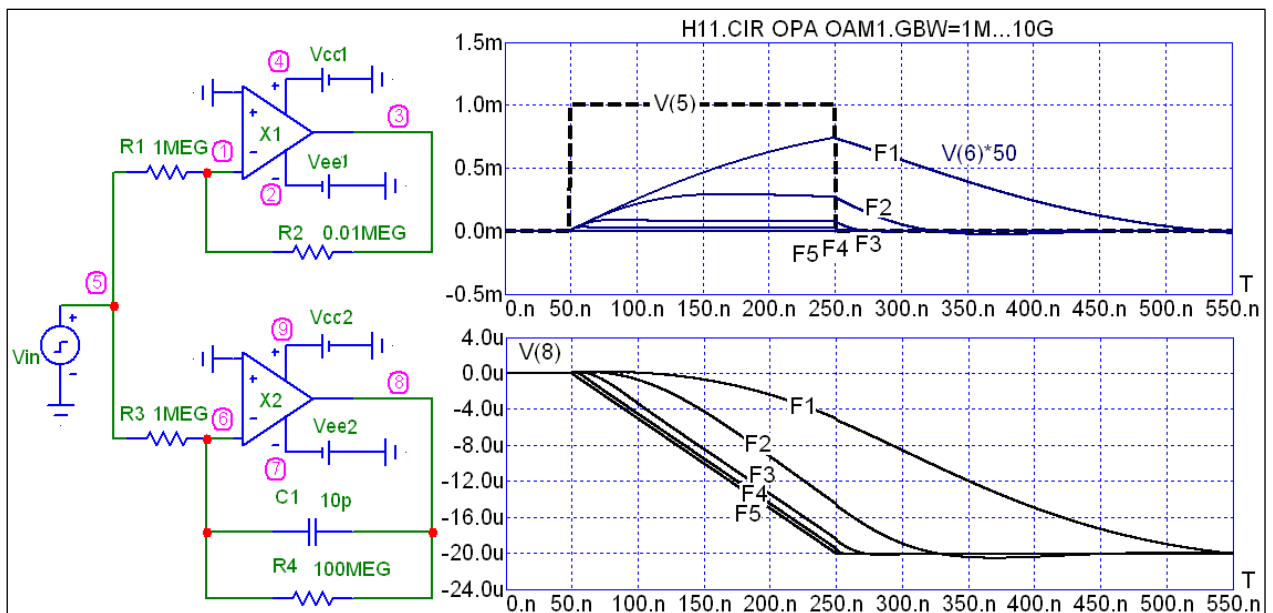


Рис. 3.22. Епюри вхідної (верхня еюра) та вихідної (нижня еюра) напруг інтегратора (нижня схема) від смуги GBW при $R1 = 1$ МОм, $R2 = 0,1$ МОм

Отримані результати досліджень показують, що:

- по-перше, процес інтегрування супроводжується викидом та подальшою компенсацією напруги на інвертуючому вході операційного підсилювача;
- по-друге, при недостатній ширині смуги GBW останнього перехідний процес триває не лише під час, але і після завершення, імпульсу вхідної напруги;
- і, по-третє, після повного завершення перехідного процесу вихідна напруга інтегратора $V(8)$ в першому наближенні, зокрема при нехтуванні паразитною ємністю вхідного кола інтегратора (більш детальний аналіз з врахування цієї ємності буде наведено в подальшому), не залежить від GBW.

Наступним типом параметричного аналізу інтеграторів є модельні дослідження часових параметрів перехідних процесів в фотоелектронних сенсорах люмінесцентного типу, для яких є характерною форма коротких експоненційно затухаючих імпульсів фотоструму. Приклади результатів таких досліджень наведені на рис. 3.23 та рис. 3.24, де верхні та нижні схеми інтеграторів є взаємно ідентичними, однак, вхідні імпульси на верхніх схемах є експоненційно затухаючі (вхідна напруга - $V(5)$, вихідна напруга інтегратора - $V(3)$), а вхідні імпульси на нижніх схемах - прямокутної форми (вхідна напруга - $V(11)$, вихідна напруга інтегратора - $V(9)$). Вхідні експоненційно затухаючі імпульси формуються диференціюючими ланками C_d, R_d з постійними часу $\tau_{IN} \approx 10$ мкс (рис. 3.23) та $\tau \approx 0,02$ мкс (рис. 3.24).

Можна бачити, що у відповідності до принципу інтегруючого перетворення, форма імпульсів вихідної напруги при прямокутній формі вхідних імпульсів є лінійно наростаючою, а при експоненційно затухаючій формі визначається функцією інтегралу. Важливим результатом наведених досліджень є виявлена закономірність – спостерігається певне збільшення постійної часу τ_{OUT} наростання вихідної напруги $V(3)$ інтегратора відносно постійної часу τ_{IN} вхідних імпульсів.

Крім того, дослідження такого типу дають змогу провести кількісний аналіз залежності вихідної напруги інтегратора від ширини смуги GBW та тривалості експоненційно затухаючих імпульсів фотоструму. Зокрема, при зменшенні GBM з 30E6 (F2) до 1E6 (F1) вихідна напруга спадає на 15 мВ (з 97 мВ до 82 мВ), тобто приблизно на 15 % [172].

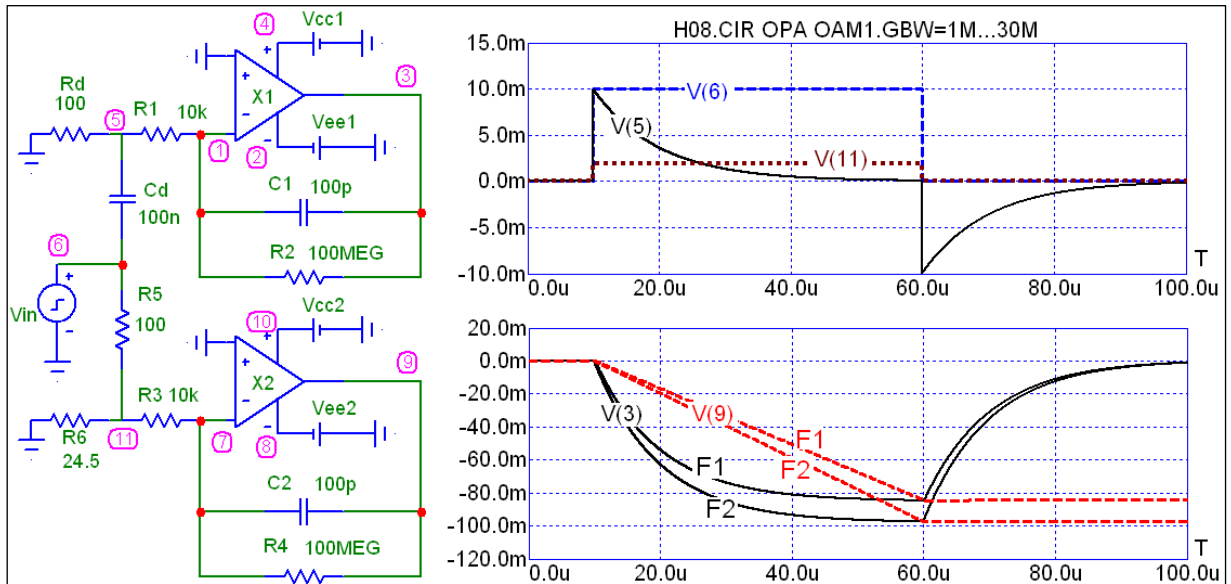


Рис. 3.23. Епюри вхідних (верхня еюра) та вихідних (нижня еюра) напруг інтегратора ($\tau \approx 10$ мкс) від смуги при GBM = 1E6 (F1), 30E6 (F2)

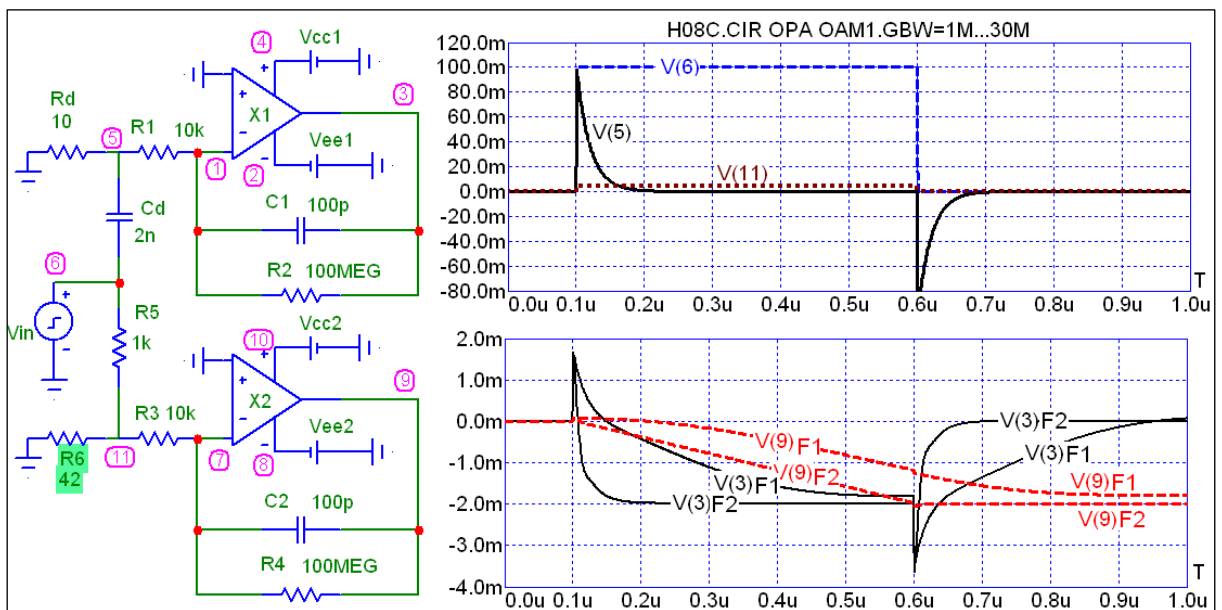


Рис. 3.24. Епюри вхідних (верхня еюра) та вихідних (нижня еюра) напруг інтегратора ($\tau_{IN} \approx 0,02$ мкс) від смуги при GBM = 1E6 (F1), 30E6 (F2)

Більш детально вплив параметрів SRP та SRN операційних підсилювачів на імпульсні характеристики інтегратора при коротких затухаючих імпульсах вхідної напруги розглянуто на рис. 3.25 та рис. 3.26. В наведених варіантах досліджень аналізуються залежності амплітуди вихідної напруги $V(3)$ від SRP, SRN та амплітуди вхідних імпульсів V_{IN} [176].

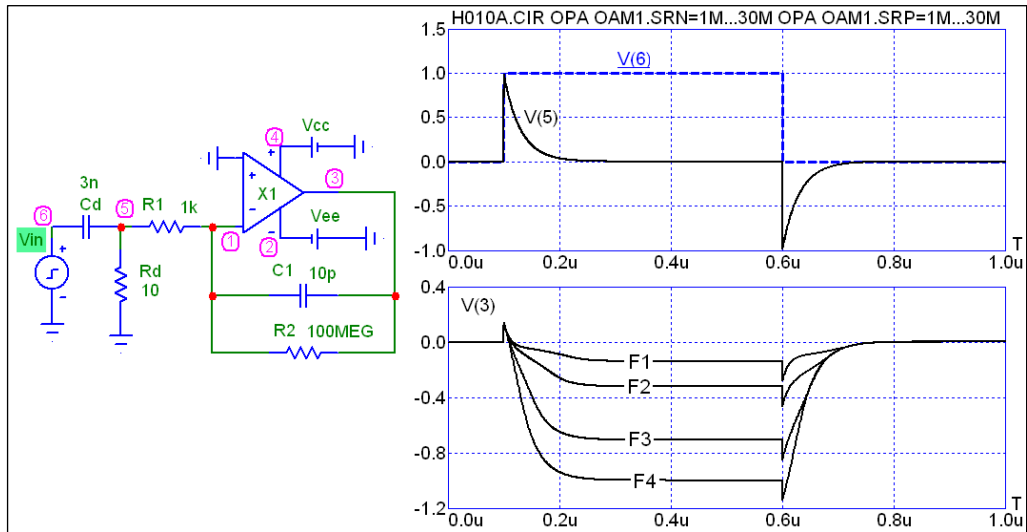


Рис. 3.25. Епюри вхідних (верхня еюра) та вихідних (нижня еюра) напруг інтегратора при: $V_{IN} = 1$ В; SRP = SRN = 1E6 (F1), 3E6 (F2), 1E7 (F3), 3E7 (F4)

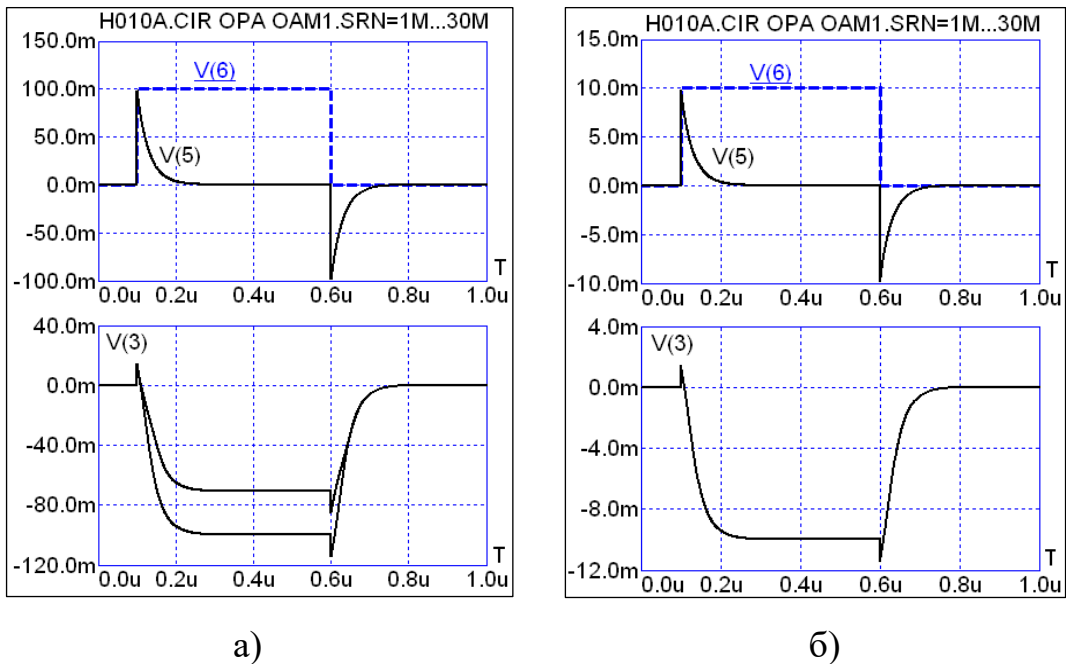


Рис. 3.26. Епюри вхідних (верхня еюра) та вихідних (нижня еюра) напруг інтегратора при: $V_{IN} = 0,1$ В (а) та $V_{IN} = 0,01$ В (б)

У всіх варіантах прийнято: $GBM = 8E6$; $SRP = SRN = 1E6$ (F1), $3E6$ (F2), $1E7$ (F3), $3E7$ (F4). Параметри вхідного диференціую чога кола Rd , Cd , а також струмозадаючого резистора $R1$ встановлювалися таким чином, щоб при $V_{IN} = 1$ В у варіанті «ідеалізованого» операційного підсилювача з необмеженими частотними характеристиками номінальне значення вершини імпульсу вихідної напруга встановлювалося б на рівні $V(3) = 1$ В.

Показано, що таке номінальне значення вихідної напруги встановлюється при $SRP = SRN \geq 3E7$ (F4). Натомість, при $SRP = SRN = 1E7$ (F3) вихідна напруга зменшується відносно номінального значення приблизно на 30 % (до $\approx 0,7$ В), при $SRP = SRN = 3E6$ (F2) – на 70 % (до $\approx 0,3$ В), а при $SRP = SRN = 1E6$ (F1) – на 90 % (до $\approx 0,1$ В). Ті ж параметри елементної бази встановлені і для варіантів зі зменшеними значеннями вхідних напруг: $V_{IN} = 0,1$ В (рис. 3.26, а) та $V_{IN} = 0,01$ В (рис. 3.26, б).

Можна бачити, що при $V_{IN} = 0,1$ В спостерігається лише два імпульси вихідної напруги, а при $V_{IN} = 0,01$ В – лише один варіант імпульсу. Це свідчить про незалежність вихідної напруги при $V_{IN} = 0,1$ В для значень $SRP = SRN \geq 3E6$ (F2), а при $V_{IN} = 0,01$ В - для значень $SRP = SRN \geq 1E6$ (F1). Це свідчить, зокрема, що функція перетворення інтегратора на типових операційних підсилювачах з швидкістю наростання (спадання) вихідної напруги $SRP = SRN = 1E6$ (F1), тобто 1 В/мкс, є достатньо стабільною при амплітудах $V_{IN} < 0,01$ В ($V_{OUT} < 0,01$ В). Натомість, збільшення цих напруг обумовлює виникнення похибок функції перетворення інтегратора, а відтак, потребує переходу на операційні підсилювачі з вищими динамічними характеристиками. [172].

Відтак, на основі розглянутих підходів та прикладів SPICE модельних досліджень перехідних процесів схем підсилення та інтегрування сигналу встановлено ряд нових закономірностей впливу параметрів операційних підсилювачів на стабільність функцій перетворення цих схем. Використання таких підходів дозволяє проводити параметричний аналіз сигнальних

перетворювачів фотоелектронних сенсорів, а встановлені закономірності становлять основу їх подальшої схемної оптимізації.

3.6. Селектори керуючих імпульсів в колі фотовольтаїчного живлення

В розвиток сигнальних перетворювачів фотоелектронних фотовольтаїчних сенсорних пристроїв проведемо аналіз схемотехнічних рішень селекції імпульсів керування, яка у відповідності до розглядуваної в розділі 2 дисертаційної роботи концепції LCPS (Light Communication & Powering & Sensing) формується в колі фотовольтаїчного живлення[177].

Елементарні схеми селекції імпульсів керування LCPS пристроїв представлені на рис. 3.27. Основною вимогою функціонування таких схем є коректне виділення імпульсів керування з амплітудно модульованого світлового потоку в колі фотовольтаїчного живлення[177].

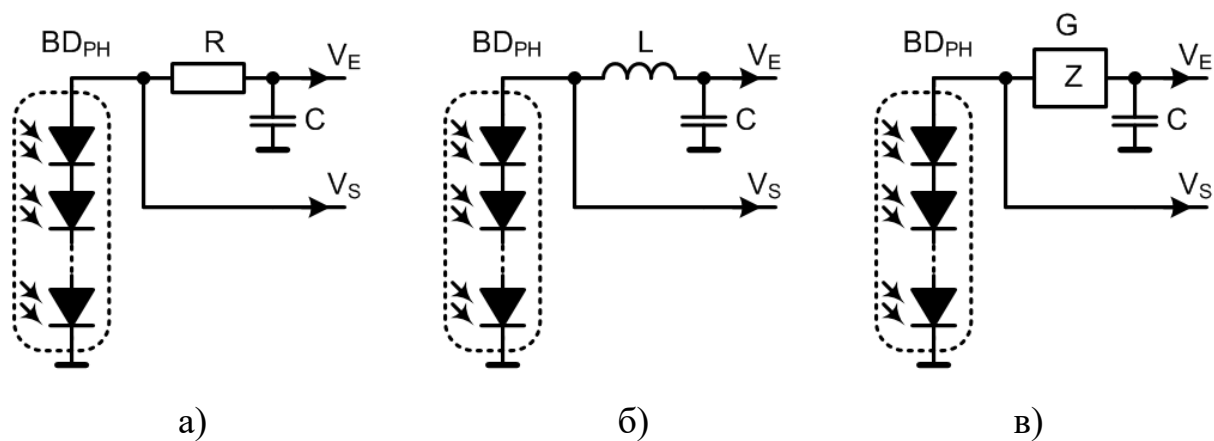


Рис. 3.27. Елементарні схеми селекції керуючих імпульсів в колах фотовольтаїчного живлення

Ця вимога передбачає розділення кола фотовольтаїчного живлення, здебільшого – батареї фотоелементів на фотодіодних структурах (BDPH), на частотно-селективний тракт формування імпульсів керування V_S та тракт постійного струму DC (Direct Current) напруги живлення V_E LCPS пристрою. В елементарному варіанті вказане розділення реалізується пасивними RC (рис. 3.27, а) чи LC (рис. 3.27, б) фільтрами. Як це вже відзначалося, використання схеми гіратора G (рис. 3.27, в) забезпечує можливість реалізації

безіндуктивних схем, що відповідає вимогам щодо мінімальних габаритів, зокрема мінімальної товщини пристрою [177].

Можуть використовуватися схеми з діодними випрямлячами (рис. 3.28, а). Однак, падіння напруги на діоді D (порядку $0,7\text{ В}$) призводить до втрат в колі живлення, а відтак, обмеження динамічного діапазону чи необхідності збільшувати кількість фотодіодних структур фотовольтаїчної батареї. Відтак, ефективні рішення передбачають використання спеціалізованих стабілізаторів напруги живлення ST з мінімізованими падінням напруги на керуючому транзисторі T (рис. 3.28, б) [177].

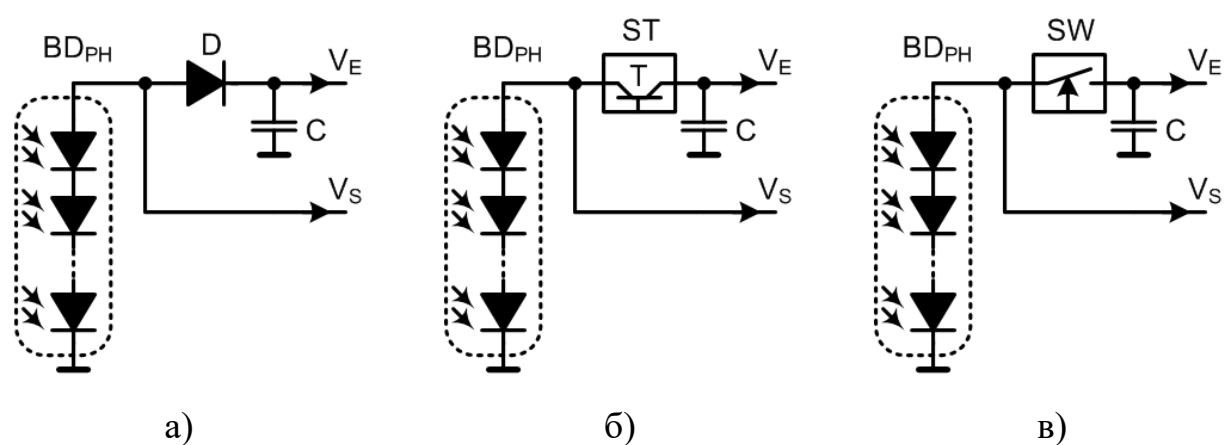


Рис. 3.28. Активні схеми селекції імпульсів в колах фотовольтаїчного живлення

В розвиток тематики селекції імпульсів керування LCPS пристроїв в даній роботі представлено нове схемотехнічне рішення використання керуючою ключа SW (рис. 3.28, в), що, по-перше, підвищує ефективність формування імпульсів керування, і, по-друге, забезпечує мінімальні рівні падіння напруги в колі живлення. [173]. Спрощене схемотехнічне рішення такого варіанту представлено на рис. 3.29, а схема заміщення його SPICE моделі – на рис. 3.30. Аналоговий CMOS Rail-to-Rail ключ, зокрема серії ADG (Analog Devices), керується компаратором, зокрема на операційному підсилювачі ОА. Напруга живлення LCPS пристрою V_E формується на конденсаторі C , значення електричної ємності якого та резистора $R1$ оптимізуються за критерієм

достатнього згладжування модульованого сигналу на фотовольтаїчній батареї BD_{PH} [177] [172].

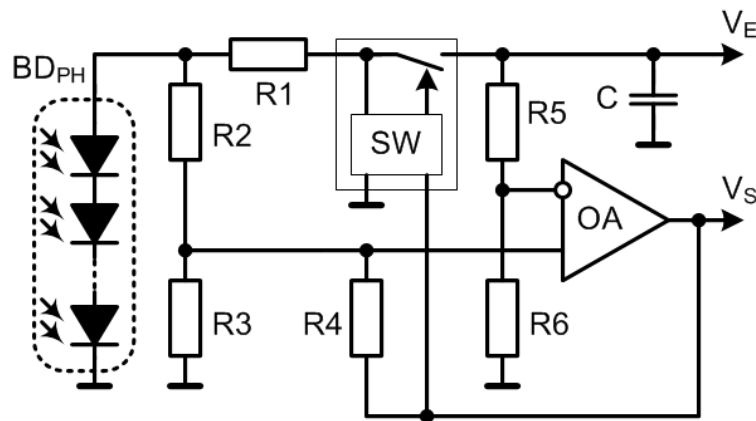


Рис. 3.29. Селектор керуючих імпульсів в колі фотовольтаїчного живлення

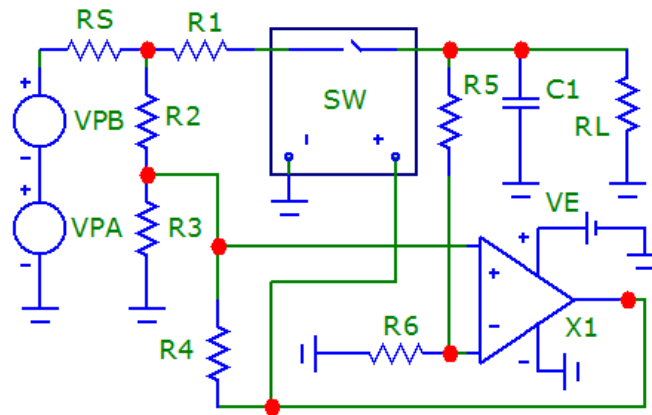


Рис. 3.30. Схема заміщення SPICE моделі селектора керуючих імпульсів

В процесі заряду конденсатора C напруга на інверсному вході ОА менша за напругу на батареї BD_{PH} , а відтак ключ SW підтримується в замкненому стані. Відповідні значення напруг компарування задають резистивні подільники R_2 , R_2 та R_5 , R_6 . Для запобігання неперервного коливання навколо порогового значення перемикач та формування імпульсів керування заданої тривалості компаратор охоплений додатнім зворотним зв'язком. Цей зв'язок реалізується резистором R_4 , значення якого визначає величину гістерезису перемикач [177].

Приклади функціонального та параметричного аналізу запропонованого селектора керуючих імпульсів наведено функціонування на рис. 3.31 та

рис. 3.32. SPICE модель сумарної напруги $V(1)$ фотовольтаїчної батареї BD_{PH} представлена двома джерелами - VPA , значення напруги та спектральна характеристика якого відтворюють процес фотовольтаїчного живлення, та VPB , відповідні параметри якого відтворюють процес керування LCPS пристроєм модульованим світловим потоком[172]. Внутрішній опір фотовольтаїчної батареї представлено резистором RS . При необхідності модель цієї батареї може доповнюватися паразитною ємністю чи діодною структурою, яка відтворює її вольт-амперну характеристику[177].

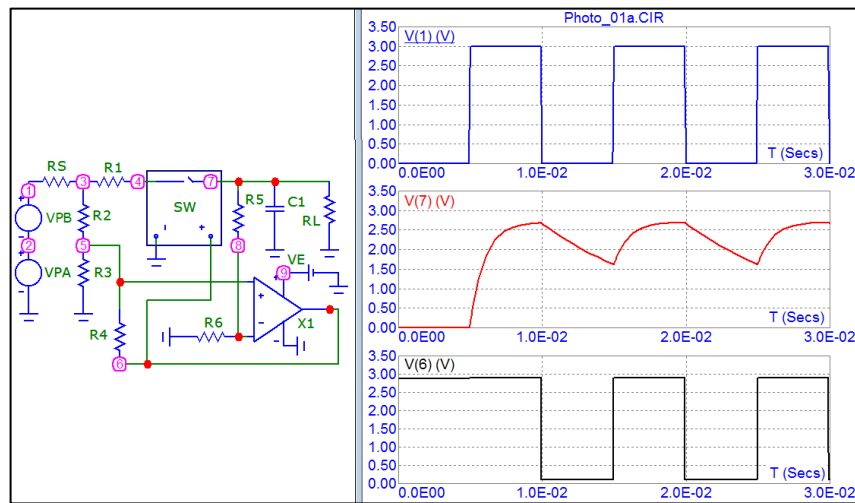
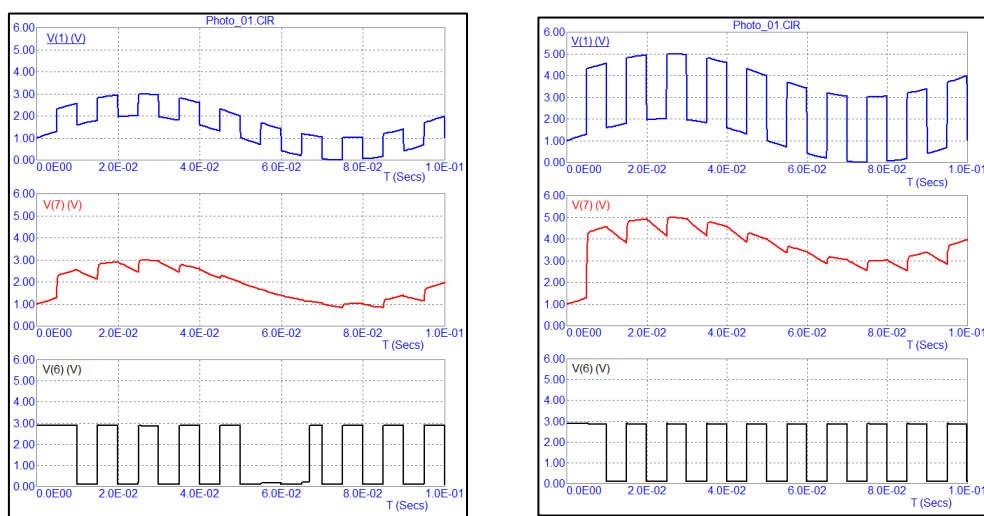


Рис. 3.31. Результат модельного дослідження селекції сигналів при відсутності значних коливань напруги фотовольтаїчного джерела



а)

б)

Рис. 3.32. Результати модельного дослідження селекції сигналів при значних коливаннях напруги фотовольтаїчного джерела

Схема селектора формує напругу живлення $V(7)$ та імпульси керування $V(6)$. Для більшої наочності процесу фільтрування значення ємності конденсатора $C1$ вибране надто малим, що демонструє залишкові коливання вихідної напруги живлення $V(7)$. Очевидно, що після відповідної оптимізації параметрів RC кіл ці коливання мінімізуються у відповідності до вимог кола живлення. Відтак, результати моделювання підтверджують коректне функціонування запропонованої схеми селектора сигналів LCPS пристрою та необхідність подальшої параметричної оптимізації схеми на етапі її реалізації.

Реалізація сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроїв представлена в розділі 4 дисертаційної роботи[177].

3.7. Висновки до розділу 3

Сформульовано та вирішено завдання з оптимізації параметричного аналізу та модифікування базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Fron-end) LCPS пристроїв. Ці вузли повинні відповідати критеріям: сумісності з фотовольтаїчними колами живлення та керування; мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування; програмованого конфігурування та керування режимами роботи; мультифункціональності у відповідності до концепції злиття сенсорів; мінімальних структурних затрат; реалізації в базисі систем на кристалі; інтегрованості в сенсорні пристрої Інтернету речей[177].

Специфікою схемотехнічних вузлів вимірювальних перетворювачів мікроелектронних сенсорів оточуючого середовища є вимога щодо функціонального інтегрування з вхідними колами фотоприймачів керуючих оптичних сигналів. Переважно такі вимірювальні перетворювачі базуються на трансїмпедансних підсилювачах ТІА (Transimpedance Amplifier) та реалізують перетворення струму в напругу, зокрема перетворення струму фотоприймачів у напругу інформативного сигналу фотоелектронного каналу телекомунікації[177].

Показано, що основним недоліком сигнального перетворення

фотоелектронних сенсорних пристроїв є значний паразитний вплив стороннього (неінформативного) оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Так, інтенсивність випромінювання сторонніх джерел світла у сотні раз перевищує корисну складову зміни оптичного сигналу від активного середовища, спектральна характеристика якого несе інформацію про досліджувану хімічну чи біохімічну речовину. Типове вирішення вказаного недоліку шляхом «затемнення» сторонніх джерел світла протирічить вимозі до «відкритості» активного середовища, яке передбачає ефективну взаємодію цього середовища з оточенням [177]. Малоефективним є схемотехнічне рішення на оптичних фільтрах. По-перше, ефективність спектральної селекції оптичних фільтрів не є високою, а по-друге, використання таких фільтрів обмежує інформативність корисного сигналу. Вирішення вищезгаданого завдання з покращення частотної селекції передбачає використання перетворювачів на основі гіраторів (Gyrator) – схем конверсії реактивного імпедансу, що синтезують реактивне навантаження індуктивного типу з використанням ємнісних компонентів [177].

З метою подальшого розвитку сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією та з врахуванням результатів наведеного вище функціонального аналізу проведено параметричний аналіз їх базових вузлів - трансімпедансних підсилювачів, гіраторів та інтеграторів.

РОЗДІЛ 4. РЕАЛІЗАЦІЯ ТА АПРОБАЦІЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ФОТОВОЛЬТАЇЧНИХ СЕНСОРНИХ ПРИСТРОЇВ

4.1. Платформа прототипування LCPS пристроїв

З метою експериментальної верифікації запропонованих в дисертаційній роботі рішень та апробації її результатів був розроблений та виготовлений макет реконфігурованої та програмно керованої платформи прототипування сигнальних перетворювачів LCPS (Light Communication & Powering & Sensing) пристроїв (рис. 4.1). В її склад входять: 1, 3 – батареї фотовольтаїчного живлення; 2 – енергоощадний гнучкий дисплей на основі технології електронних чорнил e-Ink (Waveshare E-Ink 2.13inch e-Paper HAT); 4 – набір фотодіодів; 5 – модуль на основі PSoC 5LP; 6, 8 – спеціалізовані вузли аналогового фронт-енду з мікропотужним споживанням та Rail-to-Rail функціонуванням, зокрема - 1 μ A Micropower CMOS Operational Amplifier AD8502/AD8504 та CMOS Low Voltage, 4-Channel Multiplexer ADG704; 7- радіочастотний модуль Wi-Fi IEEE 802.11 b/g/n; 9 – модуль мікроконтролерів STM32 та AVR для реалізації розширених функції програмного керування з використанням периферійних інтерфейсів - GPIO, UART, SPI, I2C[177].

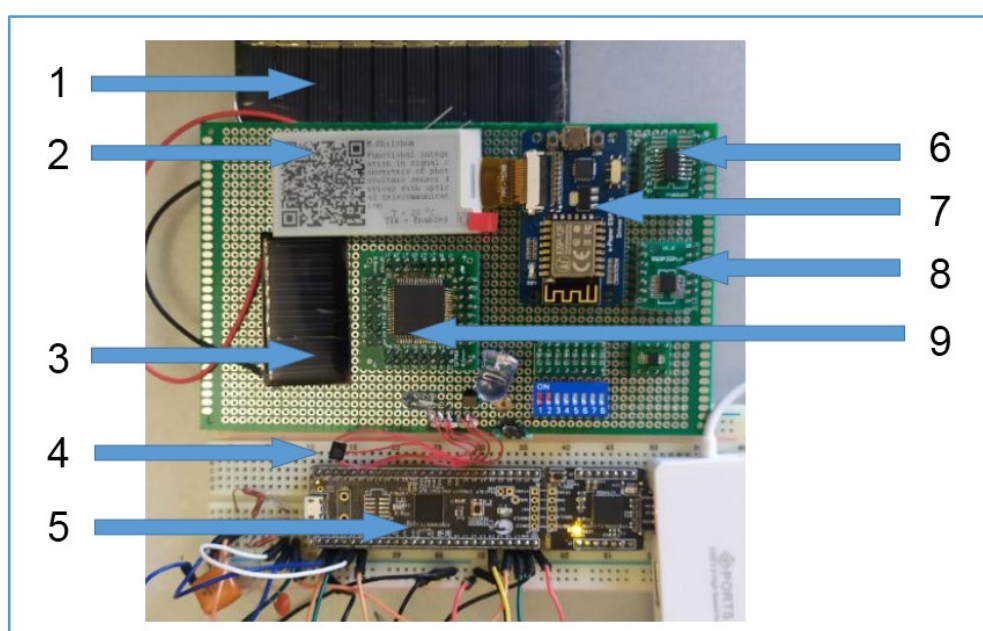


Рис. 4.1. Макет для прототипування фотоелектронних сенсорних пристроїв

Демонстрація оптичного зв'язку використовуючи QR зчитування смартфоном інформації з дисплею Waveshare E-Ink, що візуалізує результати вимірювального перетворення, представлено на рис. 4.2.

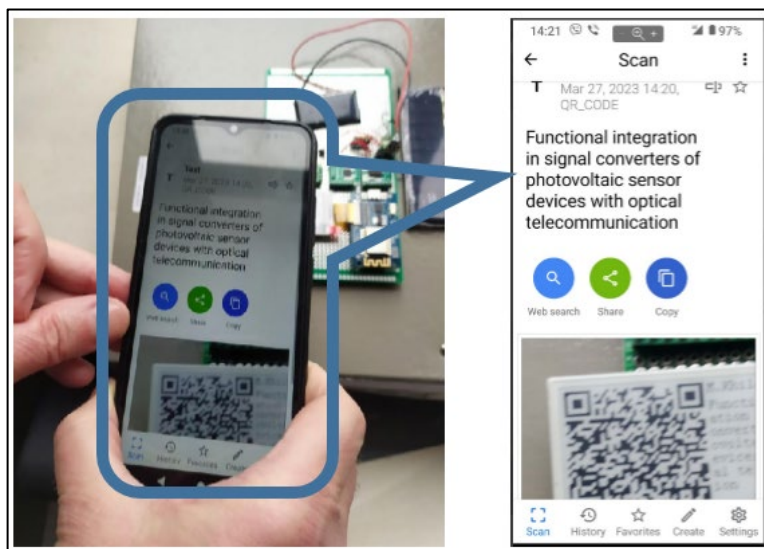


Рис. 4.2. Демонстрація взаємодії смартфона з LCPS пристроєм

Основним компонентом платформи є модуль на основі PSoC, в склад якого входять вузли цифрових та аналогових систем, вузли мікропроцесора, матриці енергозалежної та енергонезалежної пам'яті, системні ресурси, а також вузли програмування та керування енергоспоживанням. Основою цифрових вузлів є матриця універсальних цифрових блоків, спеціалізованих цифрових блоків, зокрема для реалізації інтерфейсів, таймерів, широтно-імпульсних модуляторів тощо. З точки зору реалізації сигнальних перетворювачів сенсорної електроніки суттєвою перевагою сімейства PSoC 5LP є широкий набір програмно керованих аналогових вузлів. [180].

Зокрема, це: операційний підсилювач Opamp (Operational Amplifier), транс-імпедансний підсилювач TIA (Trans-Impedance Amplifier), підсилювач з програмно-керованим коефіцієнтом підсилення PGA (Programmable Gain Amplifier), цифро-аналоговий перетворювач VDAC8 (8-bit Digit-to-Analog Converter), генератор з програмованою формою вихідного сигналу Wave DAC8 (8-bit Waveform Generator), аналого-цифровий перетворювач типу ADC DelSig (Delta-Sigma Analog-to-Digit Converter), аналого-цифровий

перетворювач типу ADC SAR (Successive Approximation Register Analog-to-Digit Converter), універсальний асинхронний інтерфейс UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter), мультиплексор аналогових сигналів AMux (Analog Multiplexor), джерело опорної напруги Vref (Reference Voltage Generator) та ряд інших вузлів фронт-енду функціонально завершених сенсорних пристроїв. Відмінністю реалізації спеціалізованих вузлів фронт-енду є використання новітньої схемотехніки на перемикальних конденсаторах SC/CT (Switched Capacitor - Continuous Time) [180].

Приклад реалізації блок-схеми схеми фронт-енду змішаного сигнального перетворення фотоелектронних сенсорів на основі PSoC представлено на рис. 4.2[175].

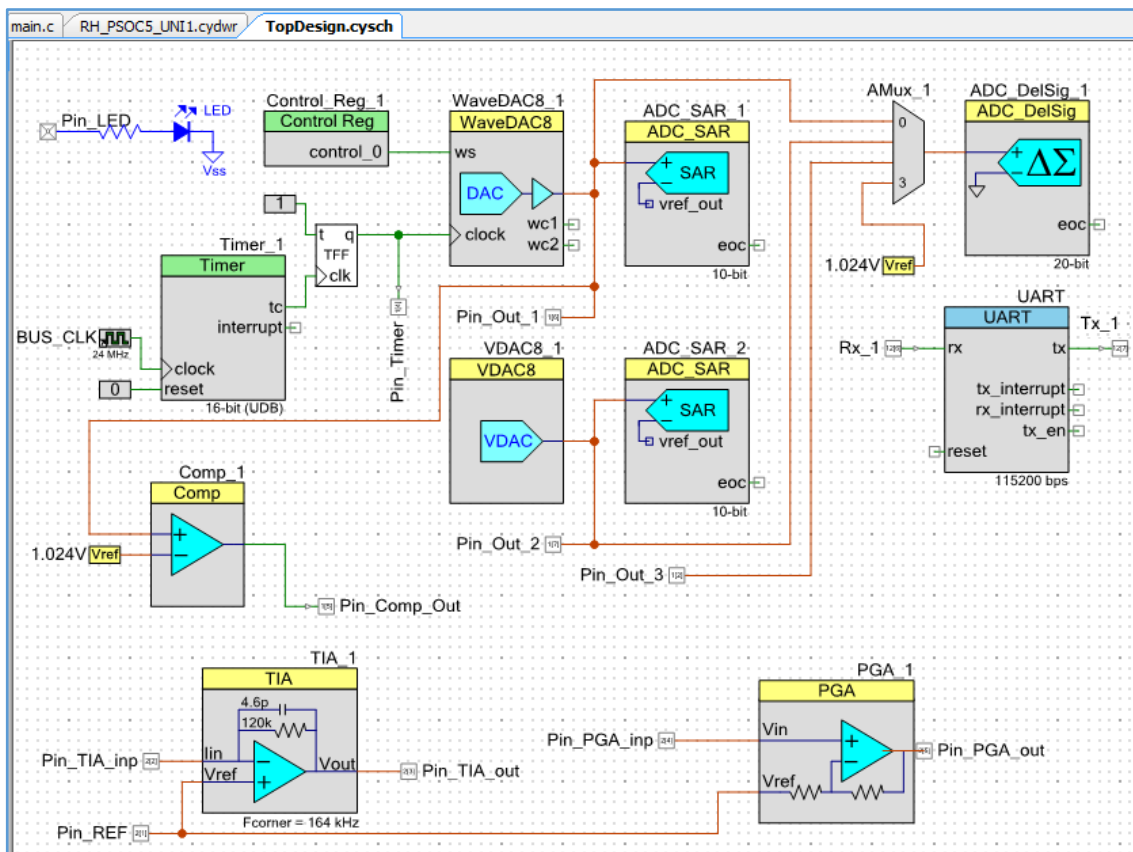


Рис. 4.2. Приклад реалізації блок-схеми фронт-енду змішаного сигнального перетворення фотоелектронних сенсорів на основі PSoC

Сумісно з невеликим набором резисторів та конденсаторів, що не входять в структуру PSoC, програмно керовані вузли реалізують широкий ряд функцій, зокрема: програмоване трансімпедансне перетворення, програмоване

підсилення, швидке 10-бітне (ADC SAR) та високопрецизійне 20-бітне аналого-цифрове перетворення, формування довільної форми сигналів активації (зокрема, світло-діодів), програмне керування режимами роботи, передачу результатів вимірювання тощо. Конфігурування та програмне керування здійснюється використовуючи набори відповідних API (Application Programming Interface) функцій схемних вузлів PSoC [178].

Зокрема, на рис. 4.3 представлено вікно конфігурування PGA та TIA, в яких специфікується опір кола зворотного зв'язку (Resistive Feedback), ємність коректуючого конденсатора (Capacitive Feedback) та споживана потужність (Power), що визначає смугу робочих частот GBW. Використовуються API функції, зокрема: TIA_SetPower() - Sets drive power to one of four levels; TIA_SetResFB() - Sets the resistive feedback to one of eight values; TIA_SetCapFB() - Sets the capacitive feedback to one of four values тощо. [178].

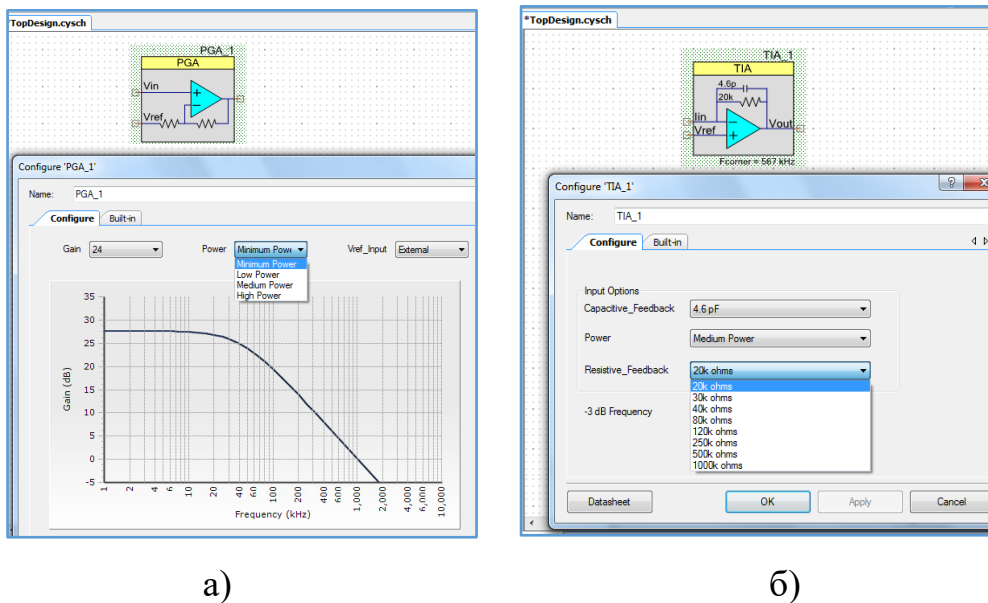
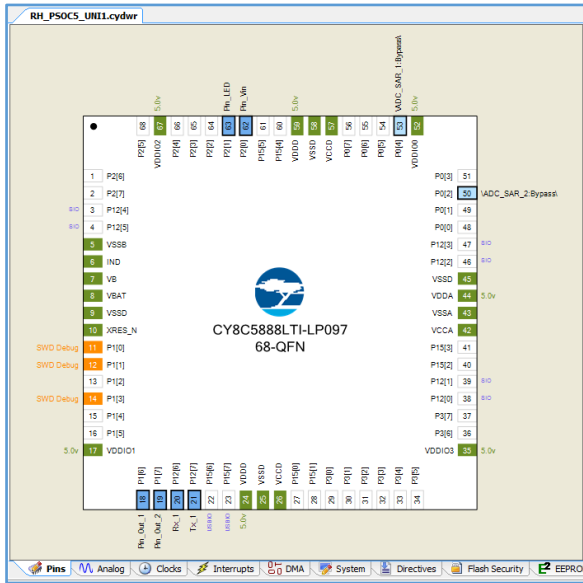


Рис. 4.3. Вікна конфігурування PGA (а) та TIA (б)

Фрагменти вікон конфігурування виводів та програмного коду представлено на рис. 4.4, приклад використання розробленого в даній роботі програмного забезпечення PSoC Control – на рис. 4.5, процес відлагодження фотоелектронного сенсорного пристрою – на рис. 4.6, а приклади осцилограм імпульсів в процесі дослідження динамічних характеристик та обмеження розмаху сигналів Rail-to-Rail сигнальних перетворювачів – на рис. 4.7. [178]



a)

```

main.c RH_PSOCS_UNI1.cydwr TopDesign.cysch
36
37 int main(void)
38 {
39     CyGlobalIntEnable; /* Enable global interrupts. */
40     UART_Start();
41     Timer_1_Start();
42     Timer_1_WritePeriod(timer1_16);
43     WaveDAC8_1_Start();
44     WaveDAC8_1_SetSpeed(WaveDAC8_1_HIGHSPEED);
45     AMux_1_Select(0);
46     ADC_SAR_1_Start();
47     ADC_SAR_2_Start();
48     ADC_SAR_1_StartConvert();
49     ADC_SAR_2_StartConvert();
50     VDACC8_1_Start();
51     ADC_De1Sig_1_Start();
52     ADC_De1Sig_1_StartConvert();
53     Pin_LED_Write(1);
54     Comp_1_Start();
55     TIA_1_Start();
56     FGA_1_Start();
57
58     for(;;)
59     {
60         uartN=UART_GetRxBufferSize();
61         if (uartN==3)
62         {
63             for (i=0;i<=2;i++)
64             {
65                 UART_BYTE[i]=UART_GetChar();
66             }
67             Pin_LED_Write(~Pin_LED_Read());
68             uart_decoder();

```

б)

Рис. 4.4. Фрагменти вікон конфігурування виводів (а) та програмного коду (б)

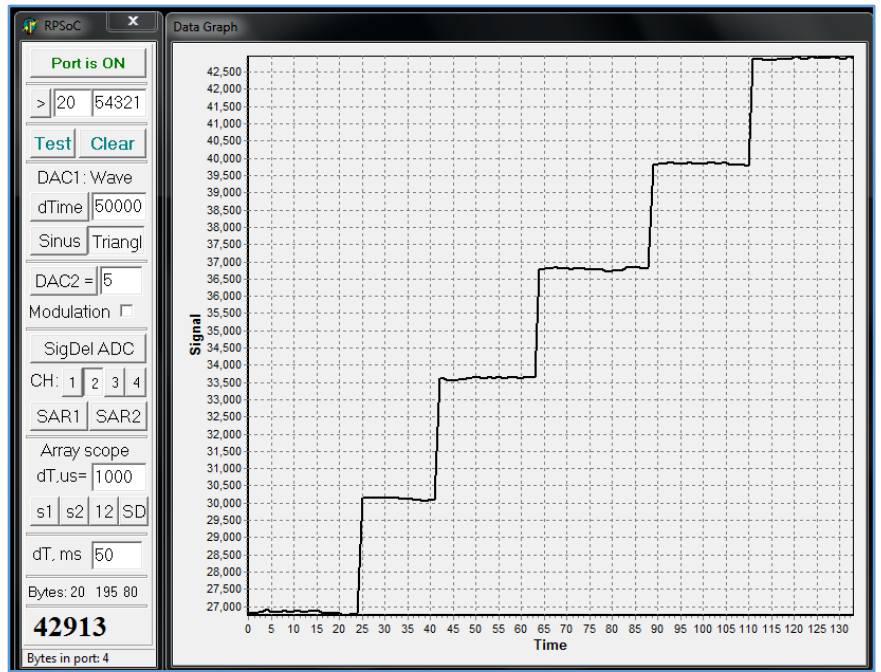
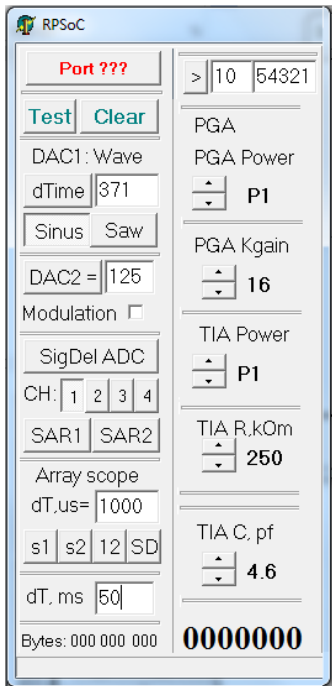


Рис. 4.5. Приклад використання програмного забезпечення PSoC Control

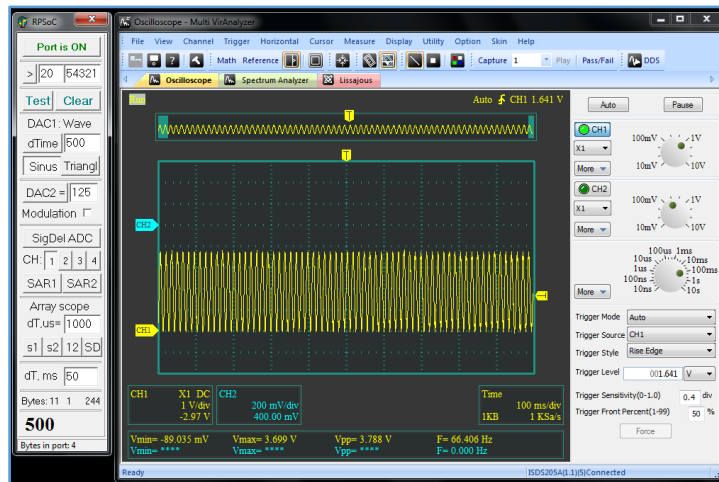


Рис. 4.6. Процес відлагодження фотоелектронного сенсорного пристрою

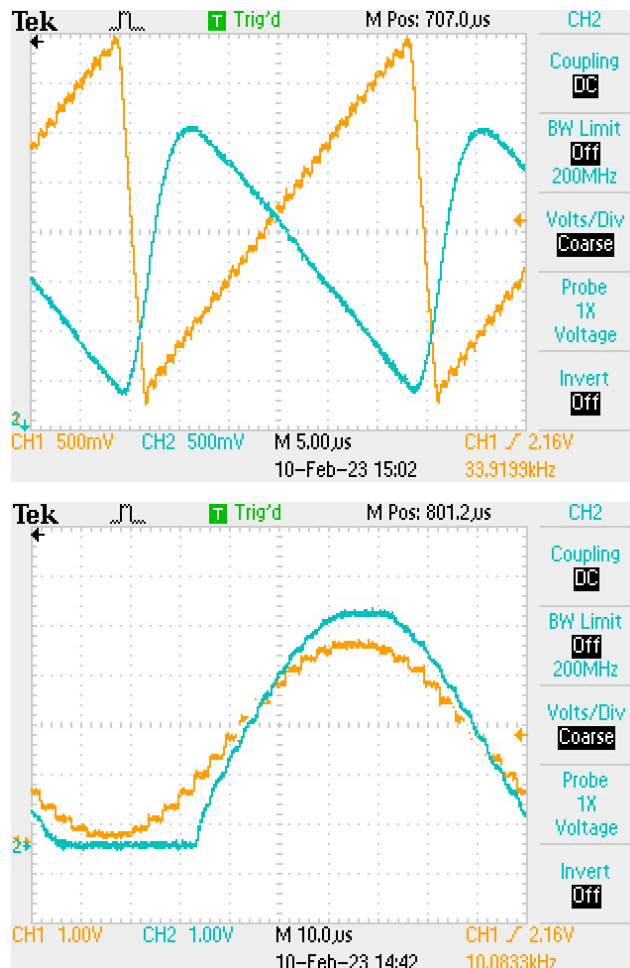


Рис. 4.7. Приклади осцилограм імпульсів в процесі дослідження

Для розширення функціональності використовувалися спеціалізовані апаратно-програмні модулі PSoC, зокрема компоненти Thermocouple та CapSense (рис. 4.7). Ці модулі забезпечують можливість інтегрування в

фотоелектронні сенсорні пристрої засобів прецизійного вимірювання температури, безконтактного керування з використанням ємнісних вимірювальних перетворювачів тощо [178].

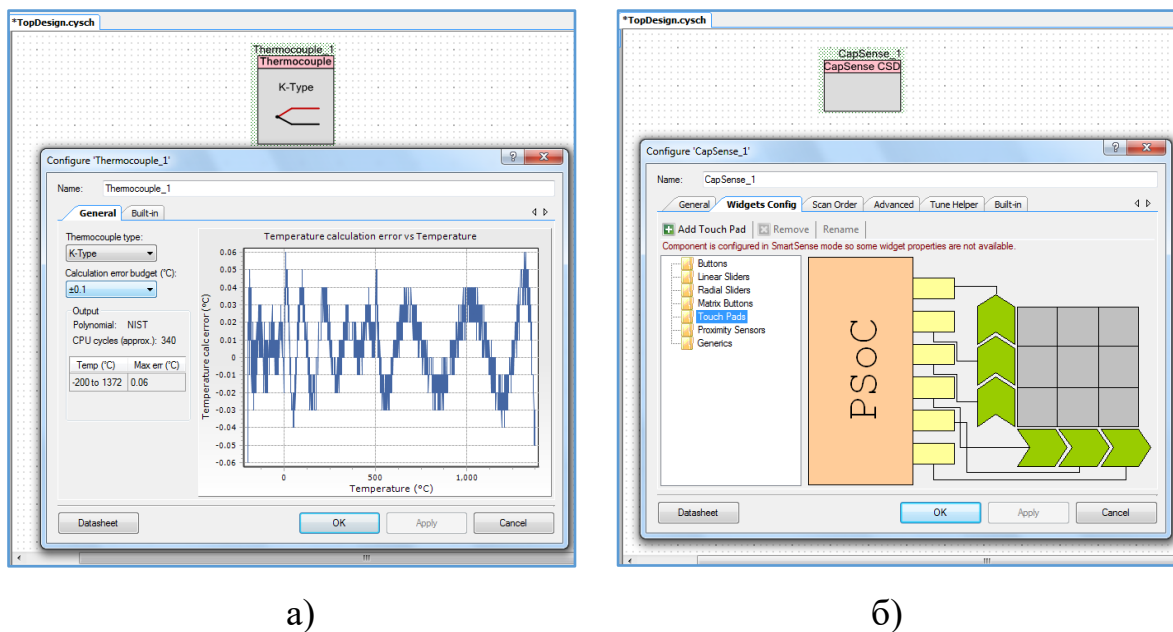
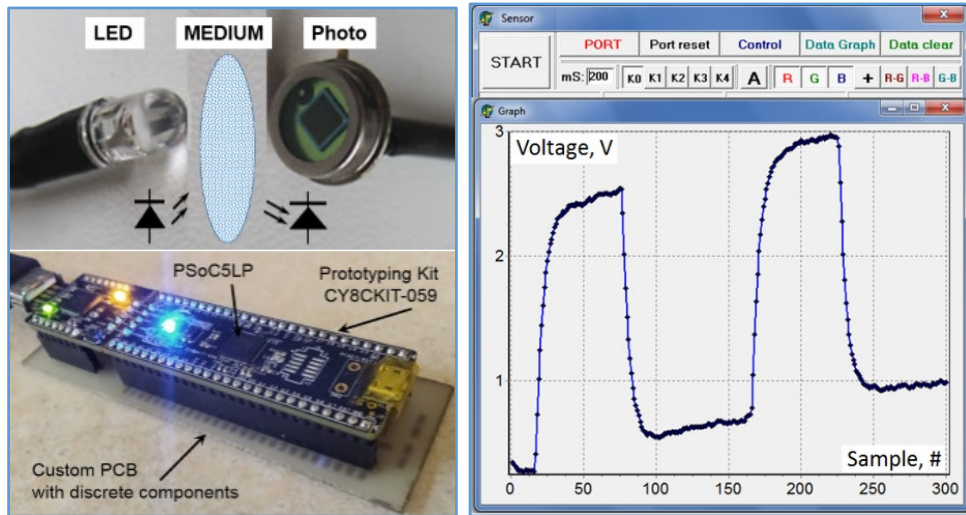


Рис. 4.7. Спеціалізовані апаратно-програмні модулі сенсорики в складі PSoC

Для прикладу, на рис. 4.8 представлено адаптацію фотоелектронного сенсора на основі оптопарі RGB LED-Photo для вимірювання селективного поглинання в досліджуваному середовищі (Medium), програмне забезпечення керування режимами роботи оптопарі та результат вимірювання сигналу в ході релаксації параметрів середовища (зокрема в ході зміни концентрації хімічного розчину).

У вікні програмного керування Sensor здійснюється специфікація способів та режимів вимірювання, зокрема режимів та коефіцієнтів трансїмпедансного перетворення, вибору сигналів з RGB фотоелектронних пар, часові параметри. Візуалізація результатів вимірювання проводиться у вікні Graph. Показано, зокрема, часову зміну напруги (Voltage, V) сигнального перетворювача фотоелектронного сенсора, де Sample # - номер вимірювання [178].



а)

б)

Рис. 4.8. Фотоелектронний сенсор хімічного аналізу (а) та приклад релаксації в процесі вимірювання (б)

4.2. Сигнальний перетворювач з керованою функціональністю

Як це було відзначено в попередніх розділах дисертаційної роботи, суттєвим недоліком сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв є значний паразитний вплив стороннього оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Тривіальне вирішення вказаного недоліку шляхом «затемнення» сторонніх джерел світла протирічить вимозі до «відкритості» активного середовища, яке передбачає ефективну взаємодію цього середовища з оточенням. Вплив електромагнітних завад обумовлений високим імпедансом сигнальних кіл фоточутливих перетворювачів на фотодіодних структурах [174].

З метою вирішення даного завдання значна увага приділяється методам та засобам частотно-селективного сигнального перетворення. Серед останніх чільне місце займають спеціалізовані сигнальні перетворювачі частотної селекції - конвертери імпедансу та гіратори. Принциповою відмінністю та перевагою таких перетворювачів є реалізація частотно-селективних схем з резонансною характеристикою без використання індуктивних елементів (котушок індуктивності), використання яких в мікроелектронних пристроях

твердотільної електроніки є проблематичним [174].

Крім того, корисним рішенням є поєднання вузькосмугових та широкосмугових сигнальних трактів, що відповідає концепції злиття даних. Вузькосмуговими трактами забезпечуються вимоги частотної селективності інформативного сигналу, а відтак, високої завадостійкості. Широкасмуговими трактами забезпечуються висока лінійність перетворення в широкій смузі частот, що вирішує такі задачі, як дослідження спектральних характеристик досліджуваних речовин, калібрування сенсорів чи інтегрування в такі сенсори інтелектуальних функцій самодіагностики [178].

З врахуванням вищесказаного, в ході реалізації (адаптування, кастомізації) фотоелектронних сенсорів на основі платформи прототипування LCPS пристроїв (п. 4.1) була поставлена задача реалізації сигнального перетворювача з керованою функціональністю (з умовною назвою PIT - Programmable Impedance Transducer), в якому синтезуються програмовані вузькосмуговий NBT (Narrow Band Transducer) та широкосмуговий WBT (Wide Band Transducer) сигнальні тракти трансїмпедансного типу. Особливістю трактів такого типу є пряме перетворення вихідного струму сенсора в напругу з забезпеченням необхідних критеріїв формування інформативного сигналу, зокрема, смуги робочих частот та лінійності функції перетворення [178].

Схема вхідних каскадів PIT, що реалізує програмно кероване сигнальне перетворення вхідного струму I_{IN} у вихідні напруги V_{OUT-NB} та V_{OUT-WB} , представлена на рис. 4.9. Первинними перетворювачами, струм I_{IN} яких слугує інформативною величиною сенсорних пристроїв, можуть бути фотодіоди D_{PH} , котушки індуктивності L_X чи двополюсники Z_X вимірювачів імпедансної спектроскопії. Перемикання між трактами сигнального перетворення здійснюється аналоговим комутатором SW [178].

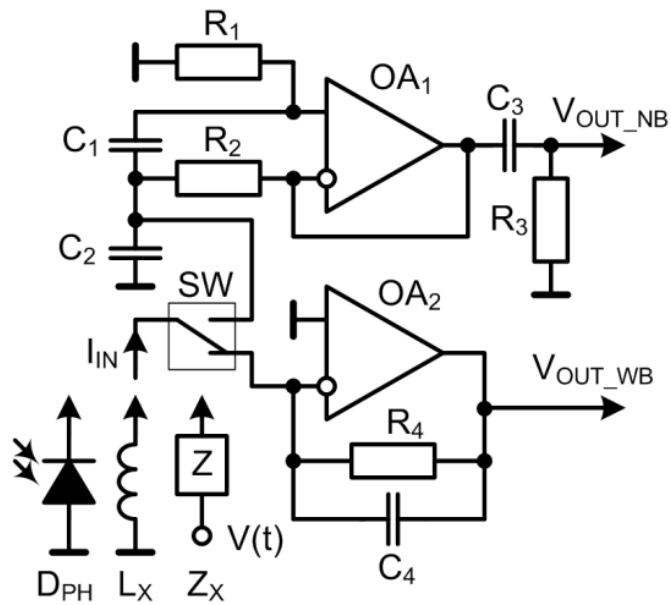


Рис. 4.9. Схема вхідних каскадів сигнального перетворювача РІТ

Тракт частотно-селективного вузькосмугового сигнального перетворювача NBT, що формує напругу V_{OUT_NB} , реалізовано на операційному підсилювачі OA_1 з колами комбінованих зворотних зв'язків на C_1 , R_1 та R_2 та фільтра високих частот на C_3 , R_3 . Ці кола формують схему гіратора. Імпеданс схеми гіратора зростає при збільшенні частоти, що забезпечує індуктивний характер входу сигнального перетворювача, а відтак, реалізацію функціонального аналога керованої індуктивності. Вказана схема гіратора, разом з конденсатором C_2 , формує резонансний контур частотної селекції. Визначальною перевагою такого схемного рішення є можливість реалізації резонансного фільтра без використання індуктивностей та синтезу реактивного опору з його програмного керування лише резистивними колами. [178].

Тракт широкосмугового сигнального перетворювача WBT, що формує напругу V_{OUT_WB} , реалізовано на операційному підсилювачі OA_2 з колом від'ємного зворотного зв'язку на C_4 , R_4 . Разом ці компоненти формують трансімпедансний підсилювач з високолінійним широкосмуговим перетворенням струм-напруга. Резистор R_4 визначає коефіцієнт перетворення $V_{OUT_WB} = I_{IN} \cdot R_4$, а конденсатор C_4 забезпечує стабілізацію перетворювача на

високих частотах [178].

З метою дослідження частотних характеристик сигнального перетворювача РІТ були розроблені SPICE моделі (схеми заміщення) його вхідних трактів (рис. 4.10, рис. 4.11).

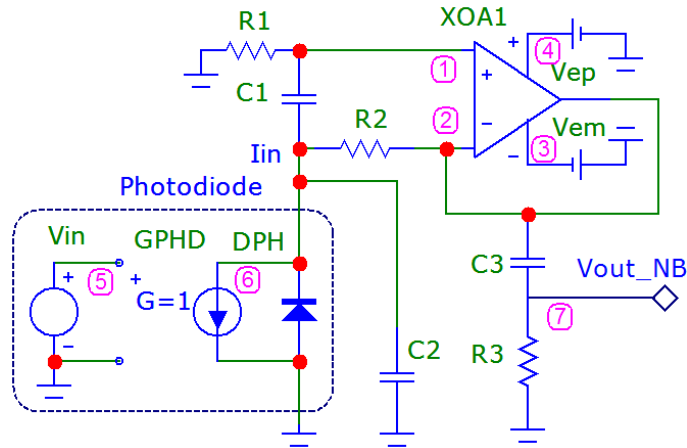


Рис. 4.10. SPICE модель перетворювача NBT

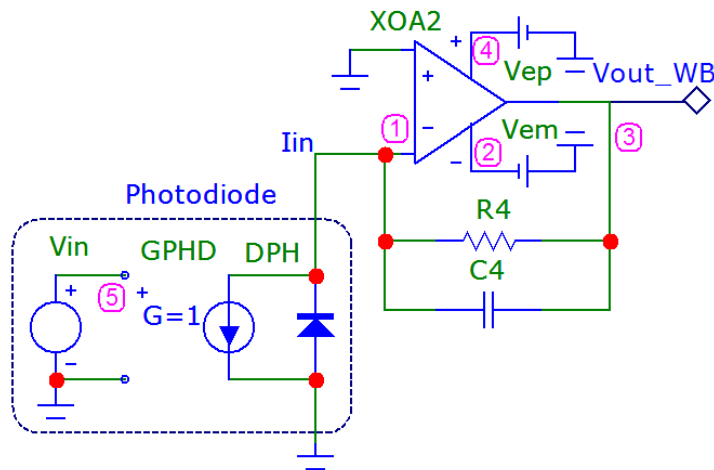


Рис. 4.11. SPICE модель перетворювача WBT

Модель фотодіода (Photodiode) представлена трьома компонентами - джерелом V_{IN} , що є формальним аналогом інформативного сигналу, перетворювача напруга-струм GPHD, що реалізовано на керованому напругою джерелі струму (Dependent sources - Linear I of V) з коефіцієнтом перетворення $G = 1$, та макромоделлю DPH, що відображає електрофізичні параметри (бар'єрний потенціал, паразитні ємності та опори, температурні коефіцієнти тощо) фотодіода. Смуга частот одиничного підсилення

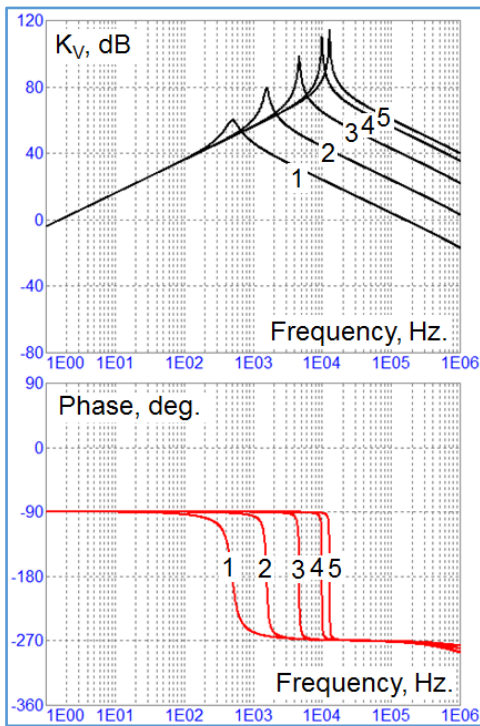
операційних підсилювачів ХОА1 та ХОА2, що визначається параметром GBW (Unity Gain Bandwidth), в наведених далі результатах досліджень становить $3E6$ Гц[178].

Приклади результатів модельних досліджень частотно-селективного вузькосмугового перетворювача NBT за змінним струмом (AC analysis) наведені на рис. 4.12, де відображені частотні (Frequency, Hz) характеристики модуля коефіцієнту перетворення K_V (в децибелах, dB) та фазової (Phase) затримки (в градусах, deg.) вихідної напруги[178].

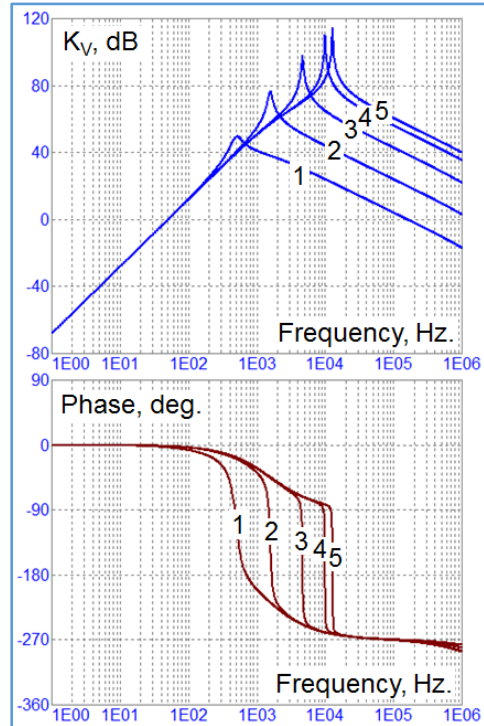
Представлені напруги на виході операційного підсилювача (рис. 4.12, а) та на виході фільтра низьких частот V_{OUT-NB} (рис. 4.12, б). Дослідження проводилися для масиву значень ємності конденсатора $C2 = [1E-6 (1), 1E-7 (2), 1E-8 (3), 1E-9 (4), 0 (5)]$ Ф та фіксованих значеннях: $R1 = 1E6$ Ом, $R2 = 1E2$ Ом, $R3 = 1E6$ Ом, $C1 = 1E-9$ Ф, $C3 = 1E-10$ Ф[178].

Можна бачити, що частотна характеристика такого перетворювача є резонансною. Частота цього резонансу може довільно встановлюватися відповідним підбором параметрів R, C – кіл. До переходу в ділянку резонансу частотна селективність на виході операційного підсилювача (рис. 4.12, а) визначається крутизною $\Delta K_V = 20$ dB на декаду, а на виході фільтра низьких частот (рис. 4.12, б) – крутизною $\Delta K_V = 40$ dB на декаду. В ділянці резонансу має місце додатковий підйом коефіцієнту перетворення ΔK_V від 10 dB до 30 dB в залежності від резонансної частоти та добротності фільтра[178].

Приклади результатів модельних досліджень перехідних характеристик (Transient analysis) цього перетворювача для двох частот сигналу - $f = 10$ кГц (умовно прийняте значення частоти інформативного сигналу сенсора) та $f = 10$ Гц (умовно прийняте значення частота завади) - наведені, відповідно, на рис. 4.13, а та рис. 4.13, б. Дослідження проведені при амплітуді вхідних імпульсів струму $I_{IN} = 1E-6$ А для значень компонентів $R1 = 1E6$ Ом, $R2 = 1E2$ Ом, $R3 = 1E6$ Ом, $C1 = 1E-9$ Ф, $C2 = 1E-9$ Ф, $C3 = 1E-10$ Ф, що, як це слідує з результатів попереднього аналізу, визначає резонансну частоту $f = 10$ кГц[178].

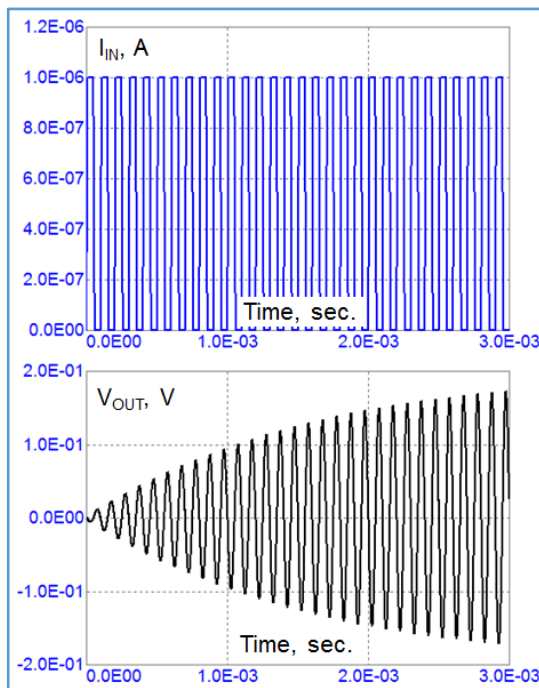


а)

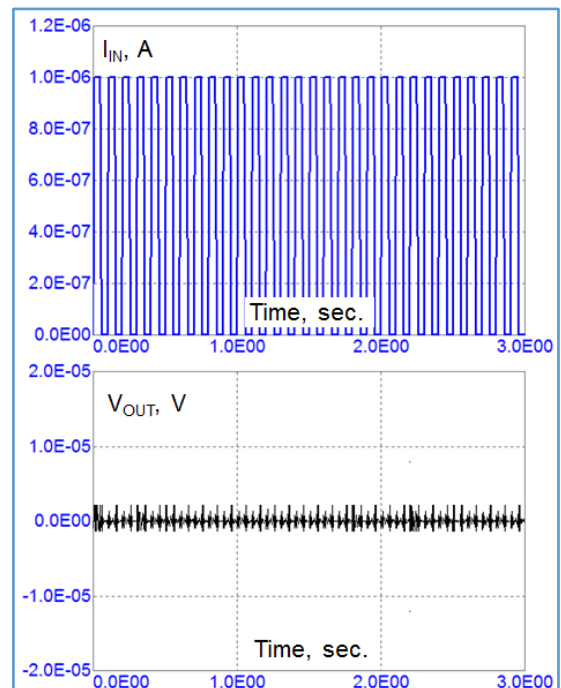


б)

Рис. 4.12. Результати модельних досліджень перетворювача NBT



а)



б)

Рис. 4.13. Результати модельних досліджень перетворювача NBT

Можна бачити, що на цій частоті ($f = 10$ кГц) інформативного сигналу

після завершення перехідного процесу фільтру коефіцієнт перетворення струм-напруга $K_V > 1E5$. Натомість на частоті завади $f = 10$ Гц коефіцієнт перетворення $K_V < 1$. Це свідчить, як про високу селективність інформативного сигналу, так і про хороше узгодження результатів вищенаведених результатів AC analysis та Transient analysis[178].

Приклади результатів модельних досліджень широкосмугового перетворювача WBT при $R_4 = 1E6$ Ом та трьох значеннях ємності коректуючого конденсатора $C_4 = [0$ (1), $1E-11$ (2), $1E-10$ (3)] Ф наведені на рис. 4.14, а (AC analysis) та рис. 4.14, б (Transient analysis). Можна бачити, що при коректному виборі ємності коректуючого конденсатора C_4 коефіцієнт перетворення є стабільним та становить $K_V = 120$ dB в діапазоні частот від нуля до 10 кГц[178].

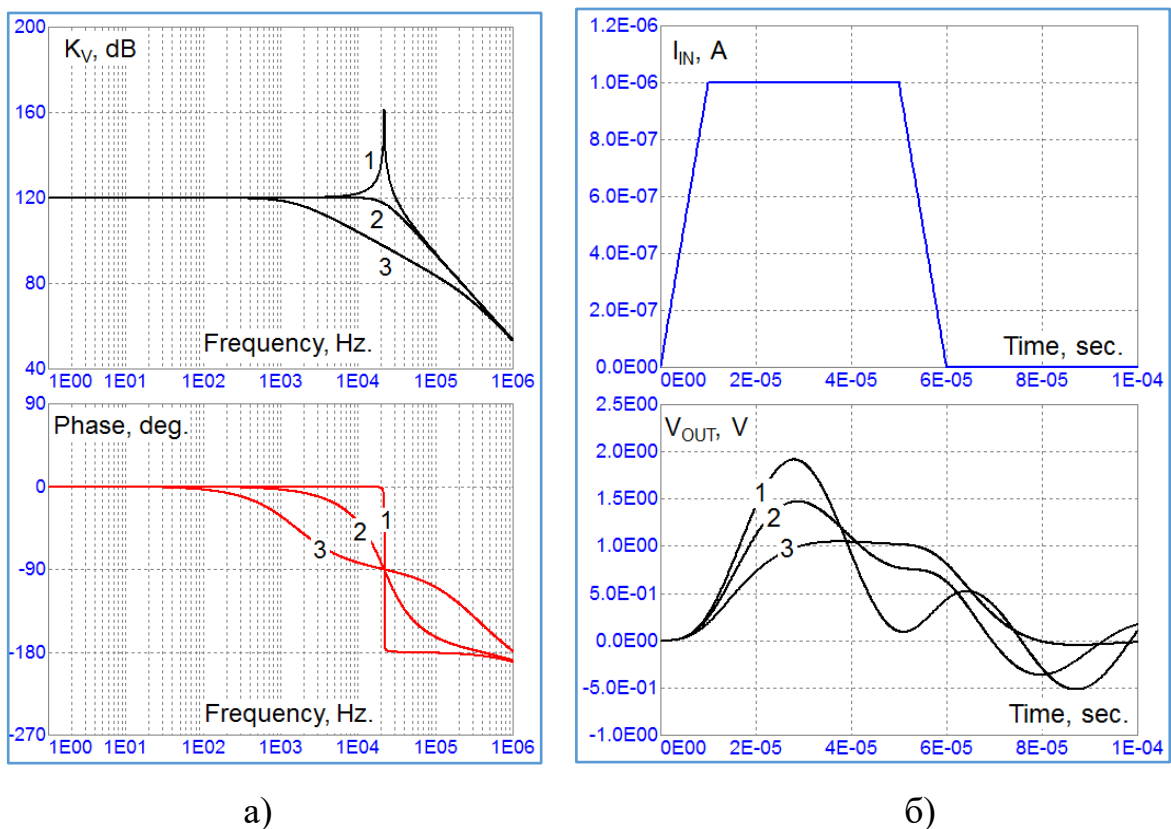


Рис. 4.14. Результати модельних досліджень перетворювача WBT

Подальші етапи досліджень передбачають використання SPICE моделі з врахуванням паразитних параметрів структури фотодіода PHD model (рис. 4.15). Характерні результати досліджень для цієї моделі PHD при

типових значеннях R_{IN} (омічна складова опору фотодіода) та R_{FB} (опір резистора зворотнього зв'язку) наведені на рис. 4.16.

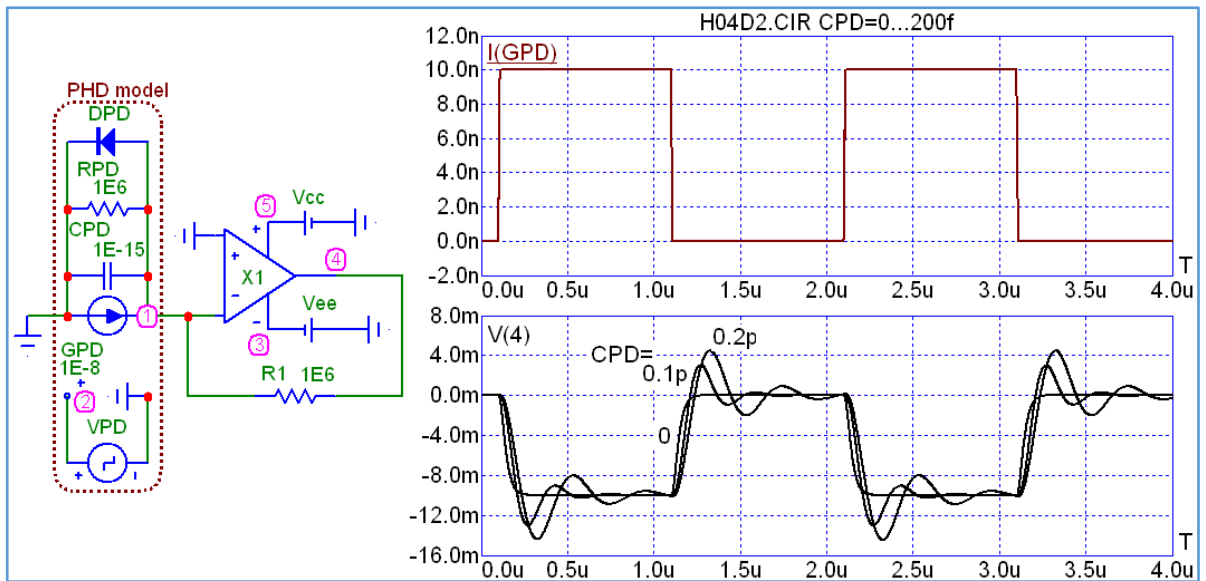


Рис. 4.15. SPICE модель з врахуванням паразитних параметрів структури фотодіода PHD model

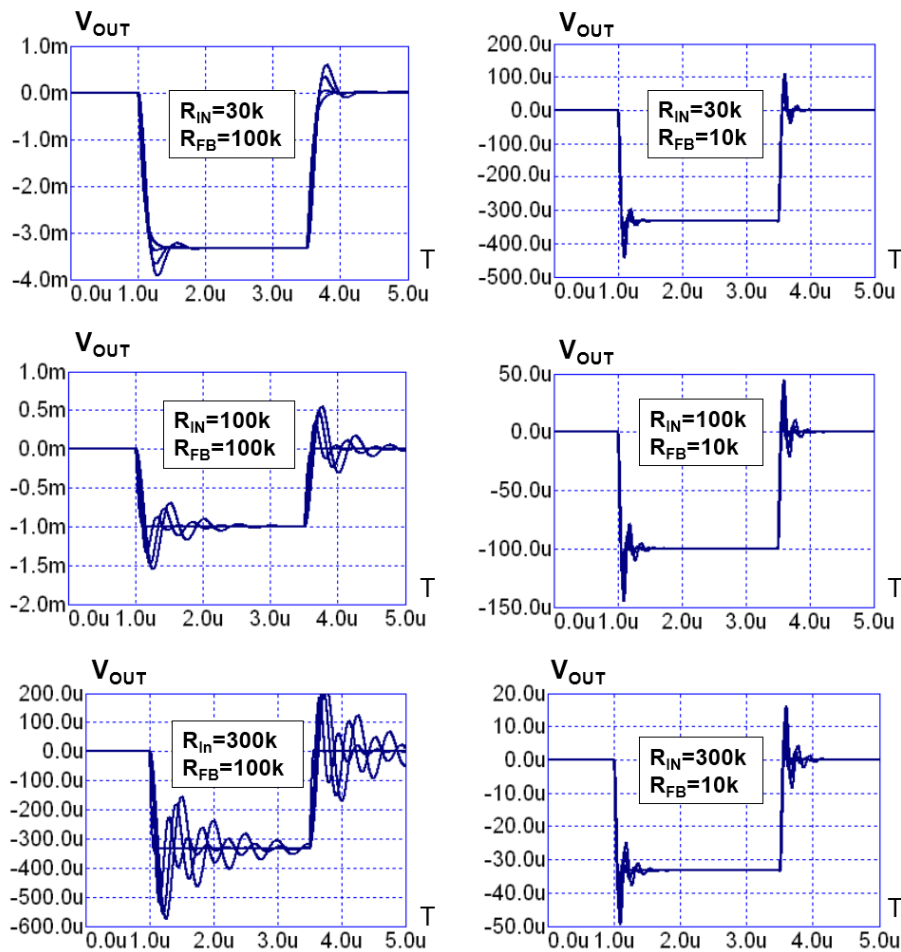


Рис. 4.16. Результати модельних досліджень для наборів значень R_{IN} , R_{FB}

Для верифікації SPICE моделей та уточнення значень їх параметрів проводилися численні експериментальні дослідження. Приклад типових осцилограм сигналів досліджуваної схеми при зміні параметрів сигнального тракту представлено на рис. 4.17. Крім того, верифікацію моделей проводять за даними компаній виробників, зокрема, як це показано на рис. 4.18 та рис. 4.19 (результат отримано на on-line платформі Tools.Analog компанії Analog Devices [181]).

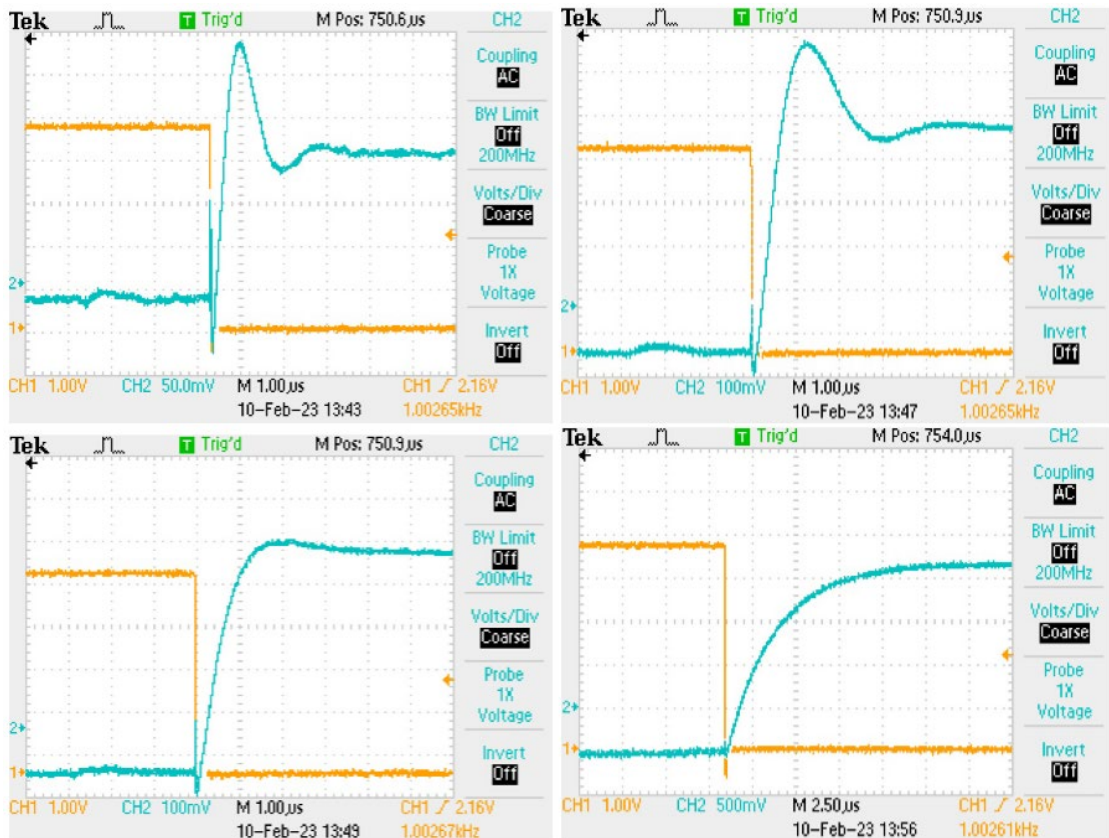


Рис. 4.17. Осцилограми вхідного (канал CH1) та вихідного (канал CH2) імпульсів при зміні параметрів сигнального тракту

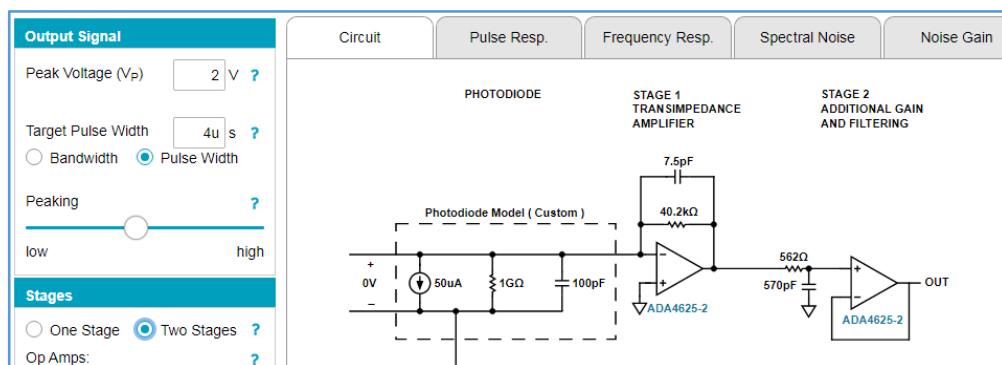


Рис. 4.18. Специфікація моделі на on-line платформі Tools.Analog

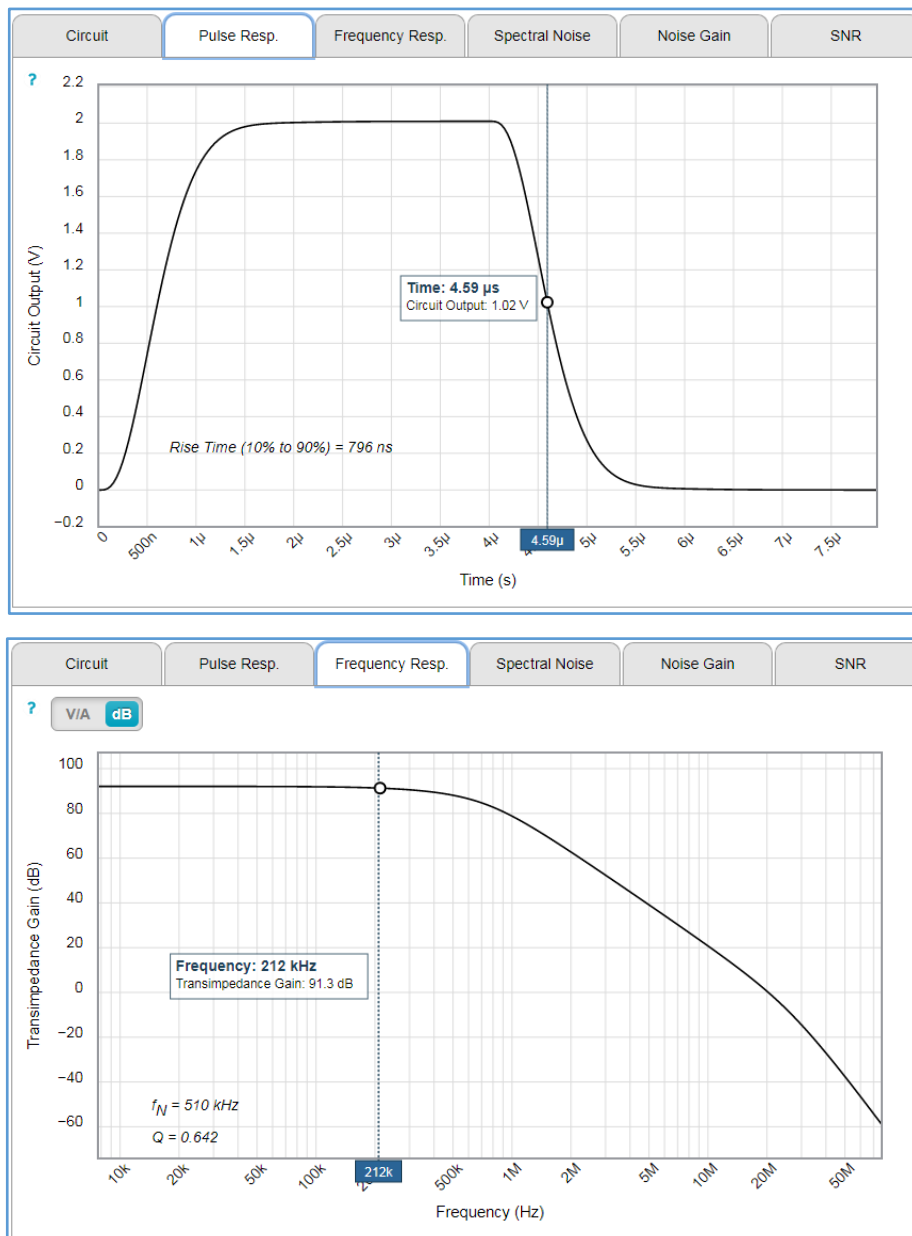


Рис. 4.19. Приклади результатів досліджень на on-line платформі Tools.Analog

4.3. Сигнальний перетворювач з програмно-керованим інтегруванням

Як вже це було відзначено вище, перевагою сигнальних перетворювачів на трансїмпедансних підсилювачах є близький до нуля вхідний опір $R_{INP} \rightarrow 0$, що забезпечує високу лінійність перетворення вхідного струму у вихідну напругу та широку смугу частот. Однак, елементарна схема перетворення має суттєвий недолік, а саме, значний вплив ємності структури фотодіода на перехідну (Transient) характеристику. Такий вплив призводить до генерування

високочастотних перехідних процесів. Для мінімізації цих процесів використовують конденсатор C_{INT} , який забезпечує інтегрування сигналу, а відтак, частотну корекцію (рис. 4.20, а). Для розряду конденсатора C_I та встановлення схеми в початковий стан використовують аналоговий ключ (analogue switch) SW. [173].

Іншим недоліком такої схеми підсилювача є необхідність використання двополярної напруги живлення. При цьому вихідна напруга V_{OUT} формується лише в одній полярності, зокрема, від нульового потенціалу спільної точки до від'ємної напруги живлення. Це зменшує вдвічі динамічний діапазон вимірювального перетворення. Вирішення недоліку з необхідності використання двополярної напруги живлення забезпечується формуванням в схемі опорної (reference) напруги V_{REF} , яка типово становить половину однополярної напруги живлення (Unipolar Power Supply) (рис. 4,20, б). Опорна напруга використовується в колі неінвертуючого входу ОА та під'єднання фотодіода D_{PH} .

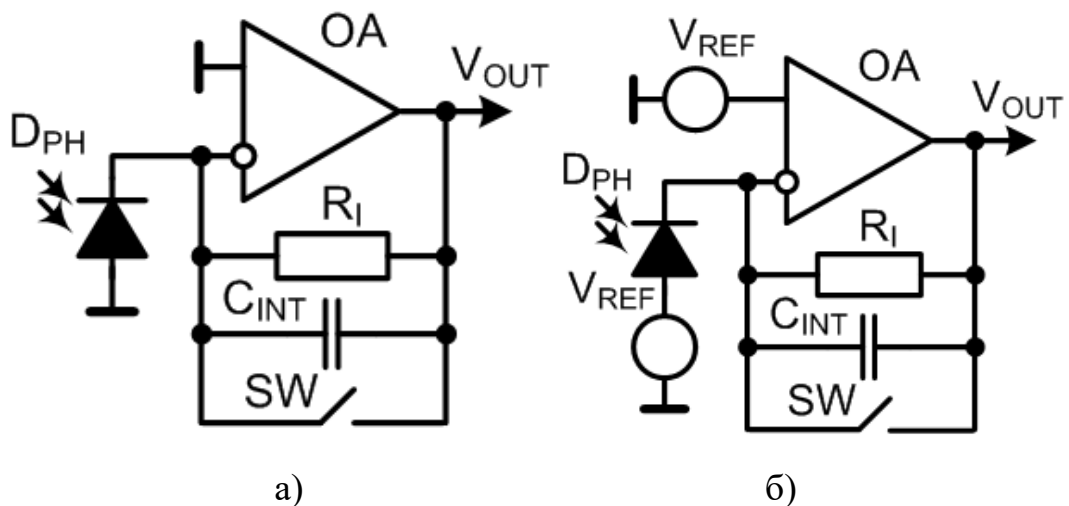


Рис. 4.20. Елементарна схема трансімпедансного перетворювача з інтегруванням сигналу (а) та її модифікація для однополярного живлення (б)

Проводячи аналіз трансімпедансного перетворення та стабільності функціонування такої схеми, синтезуємо SPICE схему заміщення (рис. 4.21, а) з макромоделлю X1 операційного підсилювача та еквівалентним колом вхідного джерела струму (зокрема, фотодіода) - компонентами I_{INP} та C_{INP} .

Приклад результату моделювання трансїмпедансного перетворювача при імпульсах вхідного струму $I_{INP} = 1E-6$ А, опорній напрузі $V_{REF} = 2.5$ V та двох параметрах кола зворотного зв'язку представлено на рис. 4.21, б. [179].

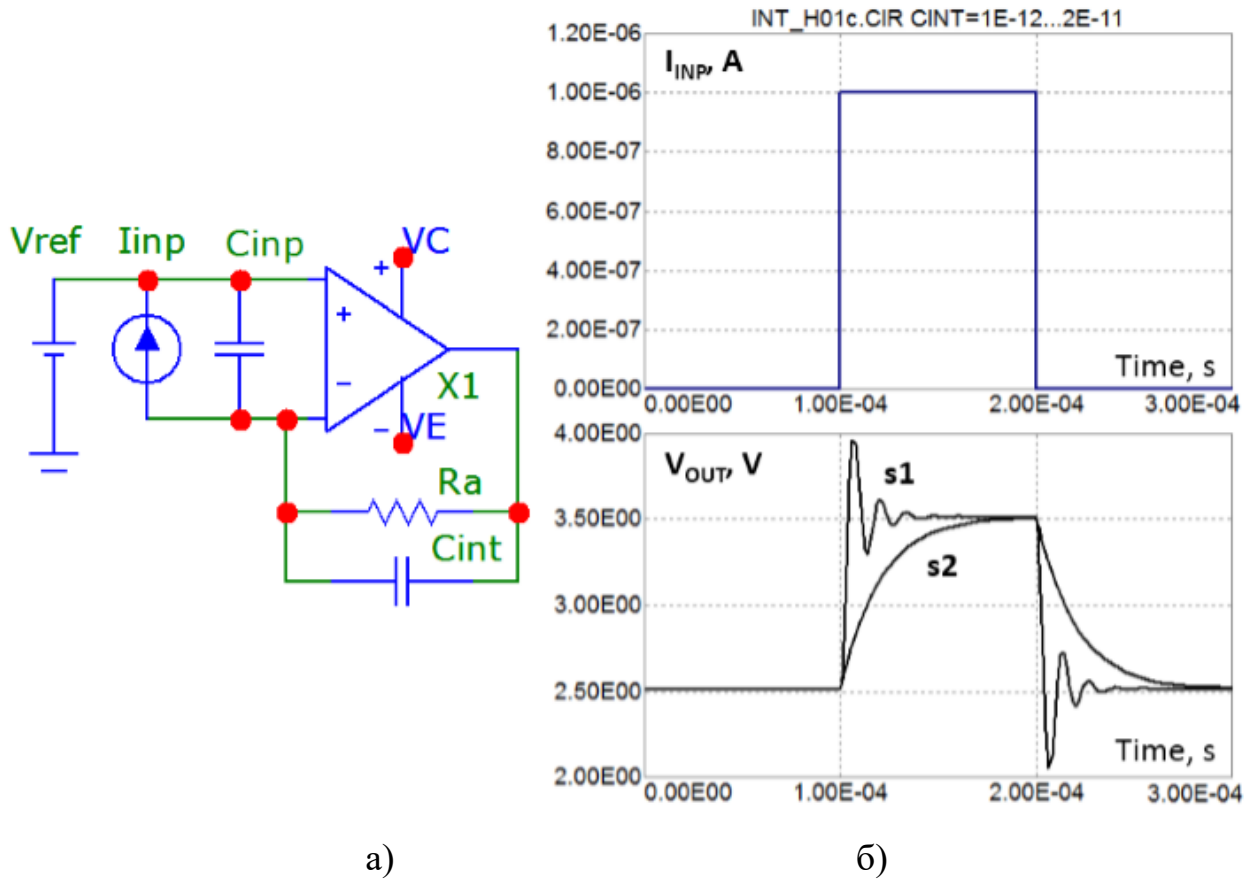


Рис. 4.21. SPICE схема заміщення та приклад результатів моделювання трансїмпедансного перетворювача

Представлено два типові випадки. В першому випадку (s1 – $C_{INT} = 1E-12$ F) частотна корекція є недостатньою, що обумовлює паразитну високочастотну генерацію. Натомість в другому випадку (s2 - $C_{INT} = 2E-11$ F) частотна корекція є надто значною, що обумовлює значну затримку формування імпульсу вихідної напруги.

Відзначимо, що при великих значеннях ємності конденсатора C_{INT} відбувається інтегрування сигналу на протязі певного часу. Таке інтегрування може бути використаним для зменшення шуму сигнального перетворення. Високої ефективності інтегрування, що забезпечує суттєве підвищення співвідношення сигнал-шум, можна досягти багатократним повторенням

процесу перетворення без проміжного розряду конденсатора. Відтак, завдання з підвищення точності вимірювання вирішується програмним керуванням трансїмпедансним перетворювачем з керованим процесом багатократного інтегрування. Таке сигнальне перетворення проводять (рис. 4.22) перемиканням відповідних кіл схеми з періодом T_{PER} між інтервалами затримки t_{DEL} та інтегрування t_{INT} .

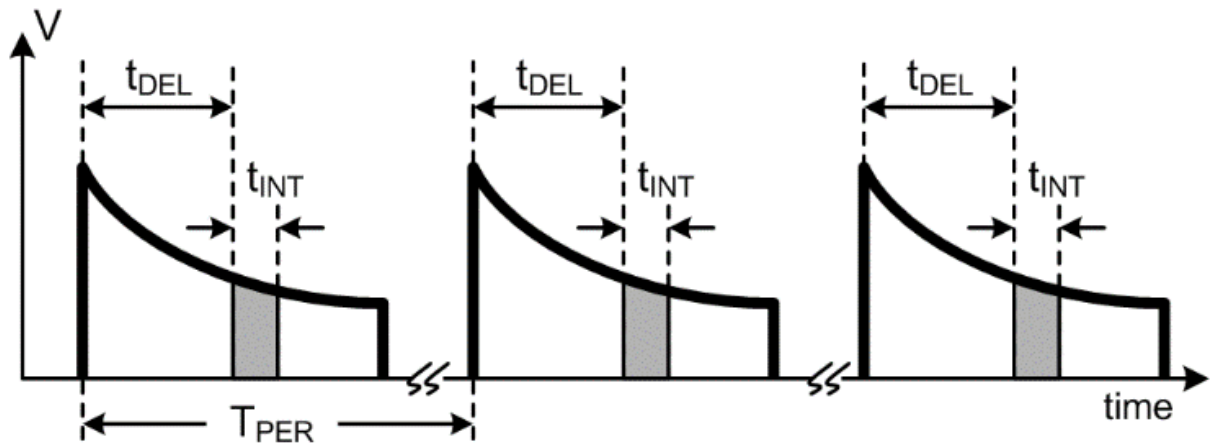


Рис. 4.22. Часові інтервали інтегрування

Однак, розглянуте вимірювальне перетворення пов'язане з паразитними ефектами, в основі яких лежать процеси дрейфу параметрів кола зворотного зв'язку та операційного підсилювача. Продемонструємо аналіз цих паразитних процесів на прикладі модельного дослідження інтегратора (рис. 4.23,а) при дрейфі паразитного струму кола зворотного зв'язку (рис. 4.23,б - s1, s2, s3) та напруги зміщення (off-set voltage) (рис. 4.23,б – s4, s5, s6). Відтак, проведений аналіз параметрів вищезгаданих схем демонструє ряд суттєвих недоліків, на вирішення направлена задача розроблення удосконаленого сигнального перетворювача з підвищеною точністю процесу вимірювання та розширеним динамічним діапазоном.

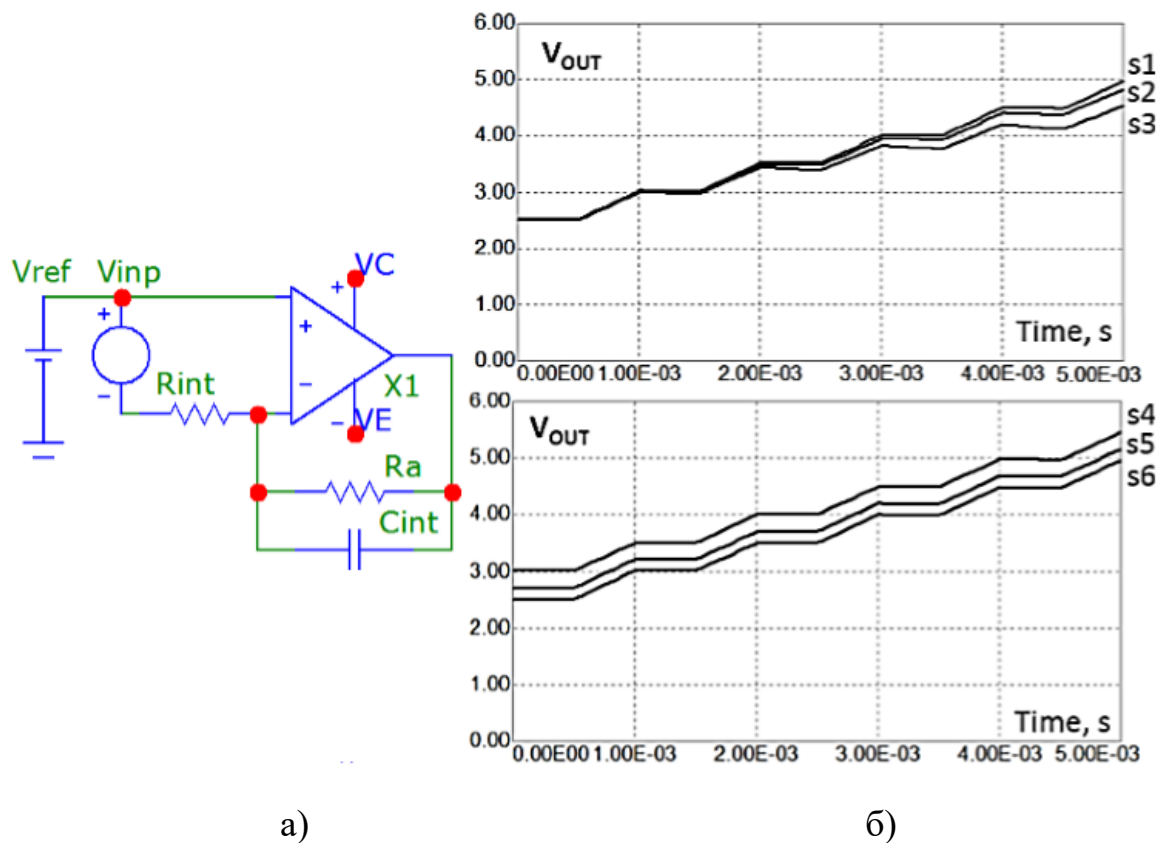


Рис. 4.23. SPICE схема заміщення та приклад результатів моделювання елементарного інтегратора

У відповідності до запропонованого рішення в розробленому фронт-енді змішаного сигнального перетворення з умовною назвою РТІС (Programmable Trans-Impedance Converter) поєднуються функції трансімпедансного підсилення (Transimpedance Amplifier) та програмно керованого сигнального інтегрування (Programmable Signal Integrator).

Спрощена схема аналогового тракту РТІС представлена на рис. 4.24,а. Відмінністю запропонованого рішення є процес програмно-керованого інтегрування з перемиканням конденсатора C_{INT} . Крім вище розглянутих компонентів – операційного підсилювача ОА, джерела опорної напруги V_{REF} , конденсатора C_{INT} та резистора R_I кола від’ємного зворотного зв’язку, схема містить чотири аналогові ключі [173].

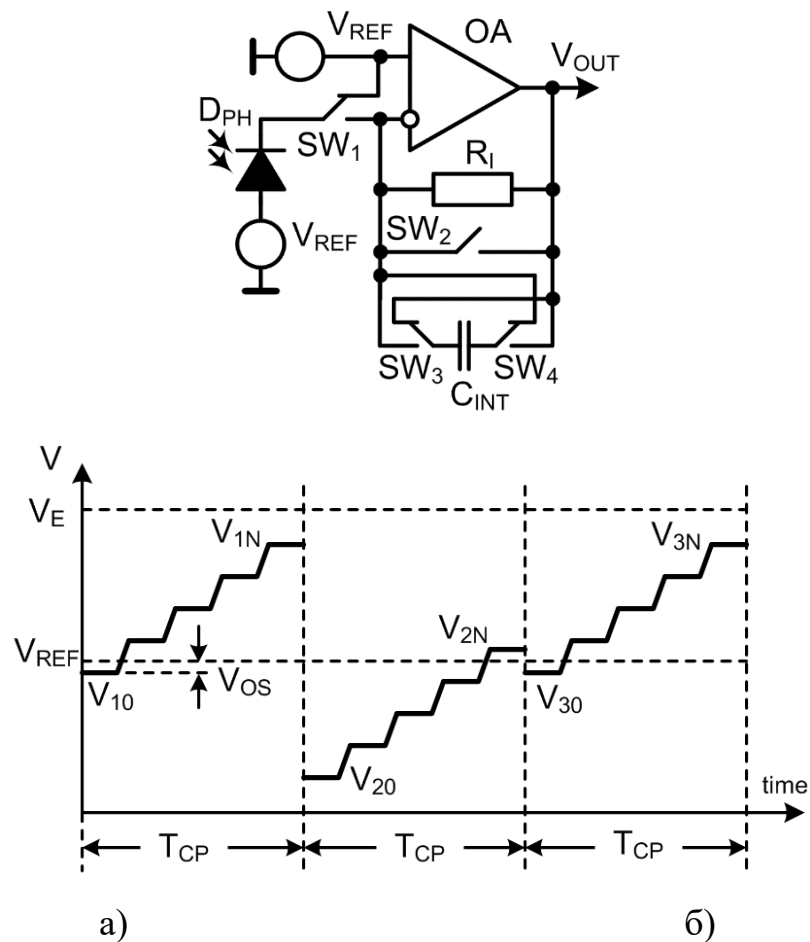


Рис. 4.24. Спрощена схема аналогового тракту РТІС (а) та процес формування сигналу (б)

Ключ SW_1 забезпечує можливість перемикання вхідного кола, зокрема фотодіода D_{PH} , між неінвертуючим та інвертуючим входами ОА. При замиканні D_{PH} на неінвертуючий вхід інтегратор знаходиться в пасивному стані, в якому струм D_{PH} не обумовлює зміну заряду конденсатора C_{INT} . На рис. 6 цей стан позначено часовим інтервалом t_{DEL} . Натомість, при замиканні D_{PH} на інвертуючий вхід ОА активується процес інтегрування, а вихідна напруга V_{OUT} змінюється на величину

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{C_{INT}} \int_0^{t_{INT}} (I_{INP}(t) + I_{OS}) dt ,$$

де I_{INP} – вхідний струм, I_{OS} – паразитний струм зміщення, t_{INT} – тривалість інтегрування. Кількість циклів інтегрування N визначається алгоритмом вимірювання програмного коду вбудованої системи у відповідності до

параметрів сигналу, точності та тривалості процесу вимірювального перетворення.

Ключ SW_2 забезпечує перехід схеми в початковий стан, при якому конденсатор C_{INT} розряджається, а вихідна напруга при ідеалізованих параметрах ОА $V_{OUT} = V_{REF}$. Цей стан встановлюється на початку процесу вимірювання. Ключі SW_3 та SW_4 забезпечують можливість перемикання полярності конденсатора C_{INT} . Зміна вихідної напруги V_{OUT} в процесі такого перемикання полярності з періодом T_{CP} представлена на рис. 10. При цьому демонструється не лише корисна складова сигналу, але і паразитні зміщення V_{OS} вихідної напруги та їх модуляція в процесі перемикання полярності. Подальше аналого-цифрове перетворення проводять в точках $V_{10}, V_{1N}, V_{20}, V_{2N}, \dots, V_{M0}, V_{MN}$, де M – кількість циклів перемикання полярності.

Відтак, отримують масив значень вихідних напруг інтегратора:

$$V_{10} = V_{REF} - V_{OS},$$

$$V_{1N} = V_{10} + \frac{M}{C_{INT}} \int_0^{t_{INT}} (I_{INP}(t) + I_{OS}) dt,$$

$$V_{20} = V_{10} - \frac{M}{C_{INT}} \int_0^{t_{INT}} (I_{INP}(t) + I_{OS}) dt, \dots$$

Далі, використовуючи результати такого вимірювання визначають корисну та паразитну складові сигналу. Для верифікації запропонованого способу вимірювального перетворення була синтезована SPICE схема заміщення аналогового тракту РТІС (рис. 4.25,а) та отримано набір результатів його модельних досліджень. Приклад таких модельних досліджень представлено на рис. 4.25,б, де нумерація 1, 2, 3,... відповідає інформативним сигналам вимірювального перетворення та точкам подальшого аналого-цифрового перетворення.

Для керування процесом інтегрування та експериментального дослідження вихідних сигналів було розроблено програмне забезпечення РТІС Control. Вікно керування процесу сигнального перетворення (зокрема,

встановлення - Quantity of pulse, Time of pulse, Mode @ Channel, Time step) та приклад результатів вимірювання показано на рис. 4.26.

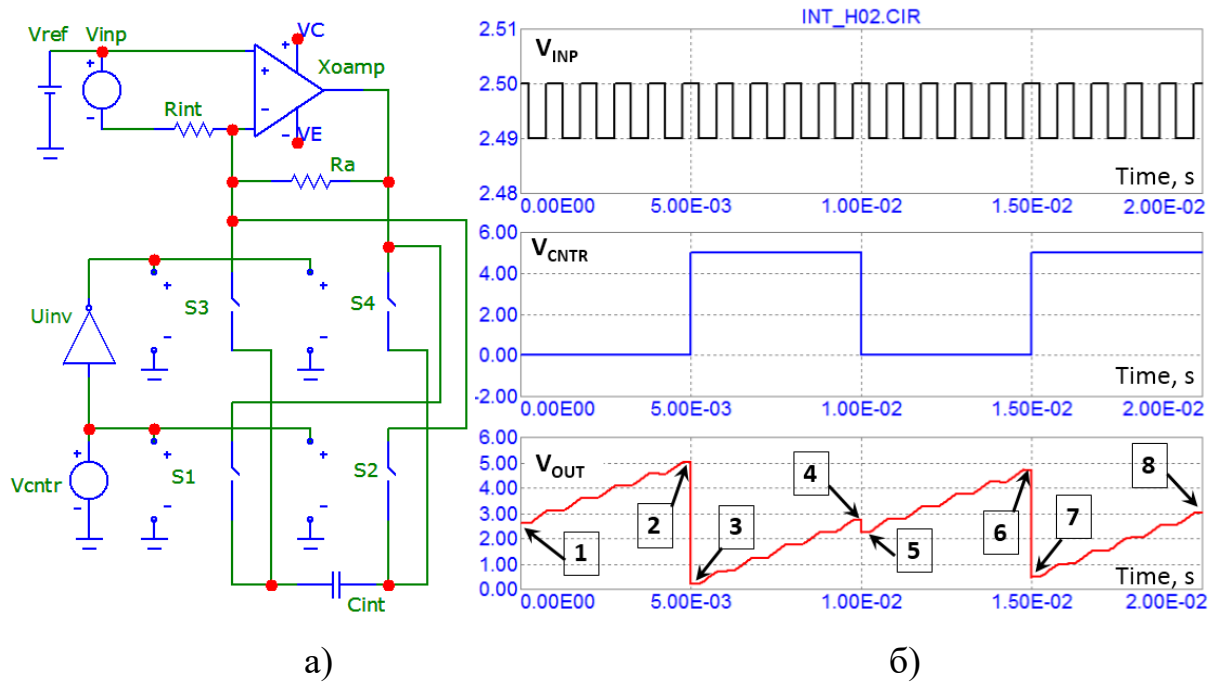


Рис. 4.25. SPICE схема заміщення та приклад результатів моделювання сигнального перетворення РТІС

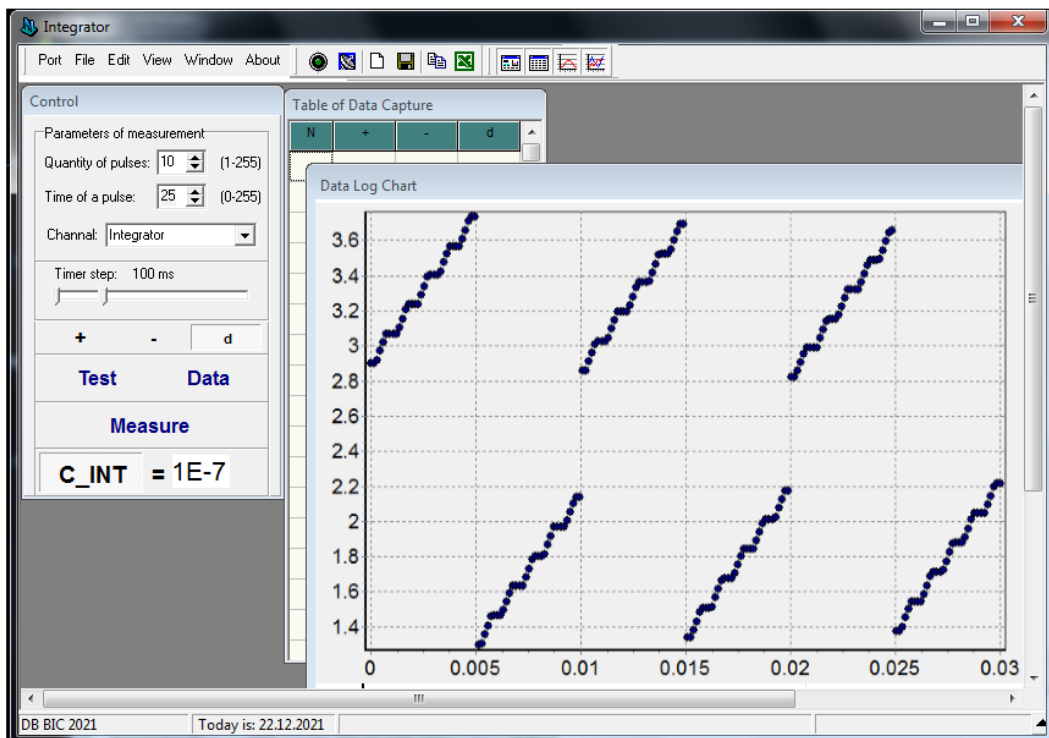


Рис. 4.26. Програмне забезпечення РТІС Control та приклад отриманих сигналів

Отриманий в процесі такого сигнального перетворення масив даних та відповідні алгоритми корекції паразитних дрейфів схеми інтегрування, відділяють корисну та паразитну складові сигналу. В сучасній термінології такі рішення відносяться до концепції злиття даних (Data Fusion). Крім того, суттєвою перевагою запропонованого рішення відносно схеми елементарного інтегратора є формування (модуляція) вихідної напруги у всьому діапазоні напруг джерела живлення. Цей фактор забезпечує підвищення роздільної здатності та точності змішаного сигнального перетворення з точки зору більш ефективного кондиціонування сигналу [181].

4.4. Висновки до розділу 4

Верифікація запропонованих в дисертаційній роботі рішень та апробація її результатів здійснені на основі створеного макету реконфігурованої та програмно керованої платформи прототипування сигнальних перетворювачів LCPS. В склад цієї платформи входять: батареї фотовольтаїчного живлення, енергоощадний гнучкий дисплей на основі технології електронних чорнил e-Ink, набір фотодіодів, модуль на основі PSoC 5LP, спеціалізовані вузли аналогового фронт-енду з мікропотужним споживанням та Rail-to-Rail функціонуванням, радіочастотний модуль Wi-Fi IEEE 802.11, модуль мікроконтролерів STM32 та AVR.

З метою розширення функціональності фотоелектронних сенсорних пристроїв розроблено та апробовано сигнальний перетворювач PИТ (Programmable Impedance Transducer), в якому синтезуються програмовані вузькосмуговий NBT (Narrow Band Transducer) та широкосмуговий WBT (Wide Band Transducer) сигнальні тракти трансїмпедансного типу. Вузькосмуговими трактами забезпечуються вимоги частотної селективності інформативного сигналу, а відтак, високої завадостійкості. Широкосмуговими трактами забезпечуються висока лінійність перетворення в широкій смузі частот, що вирішує такі задачі, як дослідження спектральних характеристик

досліджуваних речовин, калібрування сенсорів чи інтегрування в такі сенсори інтелектуальних функцій самодіагностики [178].

З метою підвищення роздільної здатності та точності аналого-цифрового перетворення розроблено та апробовано фронт-енд змішаного сигнального перетворення РТІС (Programmable Trans-Impedance Converter), що поєднує функції трансімпедансного підсилення (Transimpedance Amplifier) та програмно керованого сигнального інтегрування (Programmable Signal Integrator). У відповідності до концепції злиття даних (Data Fusion) забезпечується формування масиву результатів вимірювального перетворення при перемиканні режимів роботи РТІС з інверсією напруги на інтегруючому конденсаторі. Використовуючи цей масив та відповідні алгоритми корекції паразитних дрейфів схеми інтегрування, відділяють корисну та паразитну складові сигналу. На відміну від схеми елементарного інтегратора, відбувається модуляція вихідної напруги у всьому діапазоні напруг джерела живлення, що забезпечує підвищення роздільної здатності та точності подальшого аналого-цифрового перетворення.

ВИСНОВКИ

Сукупність наукових положень, сформульованих та обґрунтованих в дисертаційній роботі, становить розв'язок актуального науково-практичного завдання розширення функціональності та підвищення ефективності функціонування фотоелектронних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією, що передбачає структурно-схемний синтез та параметричний аналіз базових вузлів фронт-енду змішаного сигнального перетворення (Mixed Signal Fron-end). Такі сенсорні пристрої відповідають критеріям сумісності з фотовольтаїчними колами живлення та керування; мікропотужного споживання та Rail-to-Rail функціонування, програмованого конфігурування та керування, мультифункціональності та реалізації в базисі систем на кристалі, що забезпечує подальший розвиток інформаційного середовища в концепціях IoT та IIoT.

Основні результати роботи полягають у наступному:

- В результаті аналізу тенденцій розвитку та алгоритмічно-структурних рішень фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією в технологіях OWC, FSO, FOC, VLC, Li-Fi тощо, сформульовано принцип функціонального інтегрування LCPS (Light Communication & Powering & Sensing), що поєднує сигнальні перетворювачі фотосенсорики, фотовольтаїчного живлення та оптичного безпроводного зв'язку. Основними компонентами LCPS пристроїв є засоби: збору енергії оптичного випромінювання, зокрема з використанням фотовольтаїчних панелей; конвертування енергії оптичного випромінювання в електричний струм джерела живлення електронної схеми; селекції та конвертування сигналів у відповідності до алгоритму керування; оптичної сенсорики, яка реалізує первинне перетворення «світловий потік - електричний струм»; сенсорного «фронт-енду», який реалізує вторинне перетворення сигналів у відповідності до вимог енергоефективної схемотехніки; керування

сенсорним пристроєм у відповідності до вимог програмованих систем на кристалі; формування візуального образу інформативного сигналу технологіями LCD чи e-Ink [177].

- Показано, що в основі завдання з покращення параметричної оптимізації сигнальних перетворювачів фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією лежить протиріччя щодо вимог до фотоперетворювачів фотовольтаїчних кіл живлення та перетворювачів оптичного тракту формування інформативних сигналів. З одного боку, фотовольтаїчні панелі та контролери живлення є принципово колами постійного струму з незначними низькочастотними коливаннями кіл зворотного зв'язку стабілізаторів напруги живлення. А з протилежного - кола формування сигналів оптичного зв'язку та інформативних сигналів сенсорники потребують відповідних динамічних характеристик, селективності, завадостійкості, лінійності функції перетворення тощо [177].
- В розвиток методу трекінгу точки максимальної енергії MPPT проведено аналіз втрат перетворення потужності фотовольтаїчного джерела живлення на робочу точку оптимального відбору енергії. Проведення такого аналізу забезпечує можливість підвищити ефективність фотовольтаїчного живлення з врахуванням втрат в DC-DC конвертерах. Враховуючи, що більшість задач параметричного аналізу електронних схем проводять з використанням SPICE моделей, у роботі розроблено імітаційні моделі перетворення енергії фотовольтаїчного джерела та первинного перетворювача фотодіодного типу. Зокрема, реалізація запропонованого методу відслідковування точки максимальної енергії (MPPT) в DC-DC конвертерах напруги в рамках запропонованої імітаційної SPICE моделі призвела до підвищення коефіцієнта корисної дії фотовольтаїчного джерела живлення на 1.5%.
- Сформульована та вирішено завдання з розроблення, параметричного аналізу та модифікування базових вузлів фронт-енду змішаного

сигнального перетворення (Mixed Signal Fron-end) LCPS пристроїв. З метою подальшого розвитку сигнальних перетворювачів фотоелектронних сенсорних пристроях з оптичною телекомунікацією проведено параметричний аналіз їх базових вузлів - трансімпедансних підсилювачів, гіраторів та інтеграторів.

- Показано, що основним недоліком сигнального перетворення фотоелектронних сенсорних пристроїв є значний паразитний вплив стороннього (неінформативного) оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Вирішення вищезгаданого завдання з покращення частотної селекції передбачає використання перетворювачів на основі гіраторів – схем конверсії реактивного імпедансу, що синтезують реактивне навантаження індуктивного типу з використанням ємнісних компонентів [174].
- Верифікація запропонованих в дисертаційній роботі рішень та апробація її результатів здійснені на основі створеного макету реконфігурованої та програмно керованої платформи прототипування сигнальних перетворювачів LCPS. В склад цієї платформи входять: батареї фотовольтаїчного живлення, енергоощадний гнучкий дисплей на основі технології електронних чорнил e-Ink, набір фотодіодів, модуль на основі PSoC 5LP, спеціалізовані вузли аналогового фронт-енду з мікропотужним споживанням та Rail-to-Rail функціонуванням, радіочастотний модуль Wi-Fi IEEE 802.11, модуль мікроконтролерів STM32 та AVR. Основним компонентом платформи є модуль на основі PSoC, в склад якого входять: вузли цифрових та аналогових систем, вузли мікропроцесора, матриці енергозалежної та енергонезалежної пам'яті, системні ресурси, а також вузли програмування та керування енергоспоживанням.
- З метою розширення функціональності фотоелектронних сенсорних пристроїв розроблено та апробовано сигнальний перетворювач РІТ (Programmable Impedance Transducer), в якому синтезуються

програмовані вузькосмуговий NBT (Narrow Band Transducer) та широкосмуговий WBT (Wide Band Transducer) сигнальні тракти трансїмпедансного типу. Вузькосмуговими трактами забезпечуються вимоги частотної селективності інформативного сигналу, а відтак, високої завадостійкості. Широкасмуговими трактами забезпечуються висока лінійність перетворення в широкій смузі частот, що вирішує такі задачі, як дослідження спектральних характеристик досліджуваних речовин, калібрування сенсорів чи інтегрування в такі сенсори інтелектуальних функцій самодіагностики.

- Розроблено та протестовано фронт-енд змішаного сигнального перетворення РТІС (Programmable Trans-Impedance Converter), який комбінує можливості трансїмпедансного перетворення та програмно керованого інтегрування, що дало змогу підвищити точність аналого-цифрового перетворення для кондиціонування сигналу до 17% в залежності від смуги частот одиничного підсилення. За допомогою цього пристрою вдалося створити масив результатів вимірювань, реалізуючи перемикання режимів РТІС зі зміною напрямку напруги на інтеграційному конденсаторі. Використовуючи отриманий масив даних та відповідні алгоритми для корекції відхилень від ідеальних значень, вдається відокремити корисну і паразитну складові сигналу. Важливо відзначити, що, на відміну від простої схеми інтегратора, вихідна напруга модулюється на всьому діапазоні напруги живлення, що забезпечує високу точність та надійність отриманих даних щодо адаптації аналогового сигналу до конкретних вимог обладнання чи системи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. G. Chen, W. Wu, Z. Ji, J. Lin, X. Lin and X. Li, "Design of a Low-power System Based on Lora Wireless Communication for the Detection of Knife Gate Status with Convective Photoelectric Sensing," *2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEEA)*, Zhuhai, China, 2022, pp. 193-197, doi: 10.1109/IFEEA57288.2022.10038086.
2. Liu, Y. Wang and M. Ren, "The Photoelectric Sensor Network for AGV High-precision Spatial Positioning," *2022 International Conference on Artificial Intelligence in Everything (AIE)*, Lefkosa, Cyprus, 2022, pp. 134-139, doi: 10.1109/AIE57029.2022.00032.
3. Huang Junhua, Li Li, Liang Xianlin and Zhang Hongbing, "Creative practice based on Freescale processor smart car with photoelectric sensor," *2010 Second International Conference on Communication Systems, Networks and Applications*, Hong Kong, China, 2010, pp. 375-378, doi: 10.1109/ICCSNA.2010.5588822.
4. Z. H. Lin, F. Gao, H. Chen, J. Y. Lei, X. L. Li and A. X. He, "Application of wavelet transform in I-V characteristic test of photoelectric sensor," *2020 7th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEEA)*, Hefei, China, 2020, pp. 51-54, doi: 10.1109/IFEEA51475.2020.00019.
5. H. Li, X. Zhang and J. Gao, "A Design Method of Active Photoelectric Detection Sensor Based on 1-D Multiunit p-i-n Detector and Its Detection Model," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 22, pp. 21600-21612, 15 Nov.15, 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3209675.
6. Z. Li, L. Cheng and Q. Song, "An Ultra-Stretchable and Highly Sensitive Photoelectric Effect-Based Strain Sensor: Implementation and Applications," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 4, pp. 4365-4376, 15 Feb.15, 2021, doi: 10.1109/JSEN.2020.3034172.
7. S. Chernov and V. A. Gridchin, "Analytical model of photoelectric pressure sensor," *2017 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, Erlagol, Russia, 2017, pp. 37-40, doi: 10.1109/EDM.2017.7981703.

8. H. Li, X. Zhang, X. Zhang and L. Lu, "Design of Photoelectric Detection Sensor Incorporated With Meso-Lens Array and Its Detection Screen Performance Analysis," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 2, pp. 1444-1452, 15 Jan.15, 2021, doi: 10.1109/JSEN.2020.3016018.
9. H. Liang and F. -x. Wang, "An Improved Back Scattering Photoelectric Dust Sensor," *2011 Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO)*, Wuhan, China, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/SOPO.2011.5780669.
10. T. Tukiainen, J. Talvitie, M. Kuisma, P. Silventoinen and L. Lensu, "Loading effects on the photoelectric response of dry bacteriorhodopsin sensors," *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, Montevideo, Uruguay, 2014, pp. 761-765, doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860845.
11. L. F. Xian, W. Ling and S. Bo, "A Method of Measurement and Control about Automatically Tracing Intelligent Vehicle Based on Infrared Photoelectric Sensor," *2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, Changsha, China, 2010, pp. 164-167, doi: 10.1109/ICICTA.2010.841.
12. X. Zhang, L. Zhao, C. Ma, G. Jiao and K. Xu, "Development and Performance of a Photoelectric Salt Concentration Sensor," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 4, pp. 1694-1702, 15 Feb.15, 2018, doi: 10.1109/JSEN.2017.2782764.
13. R. Zheng, Y. Cheng, S. Lu and H. Zhang, "Improved simulation method for optimizing optical chamber of photoelectric smoke detectors," *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)*, Beijing, China, 2016, pp. 414-418, doi: 10.1109/AUS.2016.7748085.
14. Y. Yang, "Design of a Dual Axis Photoelectric Tracking System Based on Four Quadrant Photoelectric Detector," *2019 IEEE 3rd Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, Changsha, China, 2019, pp. 2720-2724, doi: 10.1109/EI247390.2019.9062192.
15. X. Chen, D. Zhou, Y. She and T. Liang, "Research on the Photoelectric Properties of Flexible Photodetectors," *2018 19th International Conference on*

Electronic Packaging Technology (ICEPT), Shanghai, China, 2018, pp. 1723-1727, doi: 10.1109/ICEPT.2018.8480561.

16. D. Wang, D. Zhang and G. Lu, "A Novel Multichannel Wrist Pulse System With Different Sensor Arrays," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 7, pp. 2020-2034, July 2015, doi: 10.1109/TIM.2014.2357599.

17. L. Ding, M. J. Wang, Y. Q. Li, X. Y. Liu, J. H. Shen and F. M. Guo, "Weak light characteristics of a new photoelectric sensor with potential biosensor application," *The 8th Annual IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Suzhou, China, 2013, pp. 1261-1264, doi: 10.1109/NEMS.2013.6559947.

18. Optical wireless communications. https://en.wikipedia.org/wiki/Optical_wireless_communications.

19. Оптичний бездротовий зв'язок. https://uk.wikipedia.org/wiki/Оптичний_бездротовий_зв'язок.

20. H. Rodrigues Dias Filgueiras et al., "Wireless and Optical Convergent Access Technologies Toward 6G," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 9232-9259, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3239807.

21. A. Al-Kinani, C. -X. Wang, L. Zhou and W. Zhang, "Optical Wireless Communication Channel Measurements and Models," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 3, pp. 1939-1962, thirdquarter 2018, doi: 10.1109/COMST.2018.2838096.

22. W. Liu, J. Ding, J. Zheng, X. Chen and C. -L. I, "Relay-Assisted Technology in Optical Wireless Communications: A Survey," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 194384-194409, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3031288.

23. K. Wang *et al.*, "Evolution of Short-Range Optical Wireless Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 1019-1040, 15 Feb.15, 2023, doi: 10.1109/JLT.2022.3215590.

24. M. Z. Chowdhury, M. T. Hossan, A. Islam and Y. M. Jang, "A Comparative Survey of Optical Wireless Technologies: Architectures and Applications," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 9819-9840, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2792419.
25. M. Z. Chowdhury, M. K. Hasan, M. Shahjalal, M. T. Hossan and Y. M. Jang, "Optical Wireless Hybrid Networks: Trends, Opportunities, Challenges, and Research Directions," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 2, pp. 930-966, Secondquarter 2020, doi: 10.1109/COMST.2020.2966855.
26. A. S. Hamza, J. S. Deogun and D. R. Alexander, "Classification Framework for Free Space Optical Communication Links and Systems," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 2, pp. 1346-1382, Secondquarter 2019, doi: 10.1109/COMST.2018.2876805.
27. H. Mei, J. Ding, J. Zheng, X. Chen and W. Liu, "Overview of Vehicle Optical Wireless Communications," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 173461-173480, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3024854.
28. B. Li, W. Xu, Z. Li and Y. Zhou, "Adaptively Biased OFDM for IM/DD-Aided Optical Wireless Communication Systems," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 5, pp. 698-701, May 2020, doi: 10.1109/LWC.2020.2966602.
29. N. Huang, Y. Zhu, W. Liu and Z. Xu, "Improved Synchronization Scheme for the Photon- Counting-Based Underwater Optical Wireless Communication System," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 15, no. 3, pp. 1-6, June 2023, Art no. 7302106, doi: 10.1109/JPHOT.2023.3266442.
30. H. Wang *et al.*, "Performance Analysis of Multi-Branch Reconfigurable Intelligent Surfaces-Assisted Optical Wireless Communication System in Environment With Obstacles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 10, pp. 9986-10001, Oct. 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3092722.
31. C. -W. Chow *et al.*, "Actively Controllable Beam Steering Optical Wireless Communication (OWC) Using Integrated Optical Phased Array (OPA)," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 1122-1128, 15 Feb.15, 2023, doi: 10.1109/JLT.2022.3206843.

32. Климаш М.М. Оптичні та радіоканали телекомунікацій: Навч. Посібник / М.М. Климаш, О.А. Лаврів, Р.І. Бак – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010.-424с.
33. Ефективність протоколів оптичної комутації блоків в транспортній мережі / М. М. Климаш, М. В. Кайдан // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. - 2016. - № 3. - С. 5-12. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Nzundiz_2016_3_3
34. Моделі розрахунку ймовірності блокування в оптичних мережах зі спектральним ущільненням / М. М. Климаш, О. В. Корецький // Системи обробки інформації. - 2013. - Вип. 7. - С. 161-164. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/soi_2013_7_40
35. M. Klymash, N. Peleh, O. Shpur and S. Hladun, "Monitoring of Web Service Availability in Distributed Infocommunication Systems," 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 723-728, doi: 10.1109/TCSET49122.2020.235528.
36. M. Klymash, Y. Pyrih and M. Kaidan, "A Modified Genetic Algorithm for Increasing the Efficiency of Routing in Self-Organized Networks," 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 447-450, doi: 10.1109/PICST47496.2019.9061450.
37. M. Klymash, M. Kyryk, Y. Pyrih, O. Hordiichuk-Bublivska and T. Andrukhiv, "Model of Large Sparse Datasets Processing Efficiency in IIOT," 2023 17th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), Jaroslaw, Poland, 2023, pp. 45-49, doi: 10.1109/CADSM58174.2023.10076508.
38. A. Luntovskyy, T. Zobjack, B. Shubyn and M. Klymash, "Energy Efficiency and Security for IoT Scenarios via WSN, RFID and NFC : Invited Paper," 2021 IEEE International Conference on Information and Telecommunication

Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Odesa, Ukraine, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/UkrMiCo52950.2021.9716591.

39. V. Andrushchak, T. Maksymyuk, M. Klymash and D. Ageyev, "Development of the iBeacon's Positioning Algorithm for Indoor Scenarios," *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, Kharkiv, Ukraine, 2018, pp. 741-744, doi: 10.1109/INFOCOMMST.2018.8632075

40. M. Klymash, H. Beshley, O. Panchenko and M. Beshley, "Method for optimal use of 4G/5G heterogeneous network resources under M2M/IoT traffic growth conditions," *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, Odessa, UKraine, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/UkrMiCo.2017.8095406.

41. Микитюк З. М. Модифіковані холестеричні рідкі кристали для оптичних сенсорів: колективна монографія / З. М. Микитюк, М. В. Вісьтак, Р. Л. Голяка, І. П. Кремер, О. Й. Шимчишин. – Львів: Ліга-Прес, 2022. – 186 с.

42. Барило Г. І. Органічні світловипромінюючі структури білого кольору: монографія: колективна монографія / Г. І. Барило, Р. Л. Голяка, І. І. Гельжинський, М. С. Івах, П. Й. Стахіра. – Львів: "Новий Світ - 2000", 2022. – 250 с. <https://is.lpnu.ua/ScienceLP/Research/MonographsEdit.aspx?id=23303>

43. Вісьтак М., Голяка Р., Микитюк З. Завадостійкі сигнальні перетворювачі оптичних сенсорних пристроїв: монографія // Львів: Ліга-Прес, – 2015. – 152 с.

44. Газові сенсори для аналізу харчових продуктів: колективна монографія / Б. Р. Ціж, О. І. Аксіментіва, Р. Л. Голяка, Чохань Марія. – Львів: "Сполом", 2021. – 236 с.

45. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Готра, З. Ю. Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин. Монографія. Львів: Простір-М. –2018. 292 с.

46. Барило Г.І., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. Сигнальні перетворювачі мікроелектронних сенсорів імпедансного типу. – Львів: Ліга-прес. – 2017. 182 с.

47. Мікросхемотехніка. Підручник за редакцією З.Ю.Готри / Барило Г.І., Гельжинський І.І., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. – Львів: Простір М. - 2020. – 390 с.
48. Barylo G. I., Holyaka R. L., Helzhynskiy I. I., Hotra Z. Y., Ivakh M. S. and Politskiy R. L. Modeling of organic light emitting structures. *Physics and Chemistry of Solid State*. – 2020. No. 21(3). - PP. 519-524. doi: 10.15330/pcss.21.3.519-524. <https://scijournals.pnu.edu.ua/index.php/pcss/article/view/4033>
49. Grygoriy Barylo, Maria Vistak, Roman Holyaka, Volodymyr Virt, Fedir Vezyr, Tomasz Ławicki, Nursanat Askarova. SPICE simulation of nodes of the impedance type signal converters// *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*. International Society for Optics and Photonics – 2018. Vol. 10808 (2018/10/1). PP. 108086E. <https://doi.org/10.1117/12.2501630>
50. W. Ang and Z. Juan-hua, "Research on Multi-sensors Data Fusion of Large Diameter Measurement System Using Rollers," *2010 Second International Conference on Computer Modeling and Simulation*, Sanya, China, 2010, pp. 272-275, doi: 10.1109/ICCMS.2010.427.
51. M. S. Ram, A. Sreeram, M. Poongundran, P. Singh, Y. N. Prajapati and S. Myrzahmetova, "Data Fusion Opportunities in IoT and its Impact on Decision-Making Process of Organisations," *2022 6th International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS)*, Madurai, India, 2022, pp. 459-464, doi: 10.1109/ICICCS53718.2022.9788232.
52. Bin Zeng, J. Wei and Tao Hu, "An energy-efficient data fusion protocol for wireless sensor network," *2007 10th International Conference on Information Fusion*, Quebec, QC, Canada, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICIF.2007.4408009.
53. W. Li, "Robot Intelligent Health Assessment Algorithm Based on Multi-sensor Data Fusion," *2022 IEEE Asia-Pacific Conference on Image Processing, Electronics and Computers (IPEC)*, Dalian, China, 2022, pp. 1083-1087, doi: 10.1109/IPEC54454.2022.9777628.

54. I. Khokhlov, L. Reznik and S. E. Lyshevski, "Adaptive Data Fusion in Inertial Sensors and Data Quality Analysis of Sensor Networks," *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 430-435, doi: 10.1109/ELNANO50318.2020.9088859.
55. A. Urru, D. Piras and A. Palmas, "Data Fusion algorithms to improve test range sensors accuracy and precision," *2019 International Conference on Range Technology (ICORT)*, Balasore, India, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICORT46471.2019.9069667.
56. K. Liu, C. Chen, R. Jafari and N. Kehtarnavaz, "Fusion of Inertial and Depth Sensor Data for Robust Hand Gesture Recognition," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 6, pp. 1898-1903, June 2014, doi: 10.1109/JSEN.2014.2306094.
57. J. K. Wu and Y. F. Wong, "Bayesian Approach for Data Fusion in Sensor Networks," *2006 9th International Conference on Information Fusion*, Florence, Italy, 2006, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICIF.2006.301810.
58. I. Khokhlov, S. Chuprov and L. Reznik, "Integrating Security with Accuracy Evaluation in Sensors Fusion," *2022 IEEE Sensors*, Dallas, TX, USA, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/SENSORS52175.2022.9967235.
59. R. Fan, L. Li and X. Hong, "Research On Application of Data Fusion In Streetlights Control System," *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*, Shanghai, China, 2020, pp. 739-742, doi: 10.1109/CAC51589.2020.9327316.
60. R. Y. Chen and Z. -Y. Yang, "CMOS Transimpedance Amplifier for Gigabit-per-Second Optical Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, no. 5, pp. 418-422, May 2016, doi: 10.1109/TCSII.2015.2505264.
61. O. T. . -C. Chen, C. -T. Chan and R. R. . -B. Sheen, "Transimpedance Limit Exploration and Inductor-Less Bandwidth Extension for Designing Wideband Amplifiers," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 348-352, Jan. 2016, doi: 10.1109/TVLSI.2015.2394809.
62. R. Y. Chen and Z. -Y. Yang, "CMOS Transimpedance Amplifier for Visible Light Communications," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration*

- (VLSI) *Systems*, vol. 23, no. 11, pp. 2738-2742, Nov. 2015, doi: 10.1109/TVLSI.2014.2365462.
63. C. Ciofi, F. Crupi, C. Pace and G. Scandurra, "How to enlarge the bandwidth without increasing the noise in OP-AMP-based transimpedance amplifier," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 3, pp. 814-819, June 2006, doi: 10.1109/TIM.2006.873782.
64. H. -Y. Hwang, J. -C. Chien, T. -Y. Chen and L. -H. Lu, "A CMOS Tunable Transimpedance Amplifier," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 12, pp. 693-695, Dec. 2006, doi: 10.1109/LMWC.2006.885641.
65. A. Vilches, R. Loga, M. Rahal, K. Fobelets, C. Papavassiliou and T. J. Hall, "Monolithic large-signal transimpedance amplifier for use in multi-gigabit, short-range optoelectronic interconnect applications," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 52, no. 2, pp. 102-106, Feb. 2005, doi: 10.1109/TCSII.2004.840111.
66. X. Tan, K. Li and J. Guo, "A Low-Noise and High-Accuracy Transimpedance Amplifier Exploiting Power-on-Calibration Technique for LiDAR," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71, pp. 1-10, 2022, Art no. 2003810, doi: 10.1109/TIM.2022.3186697.
67. G. F. Barranco and G. Heinzl, "A DC-Coupled, HBT-Based Transimpedance Amplifier for the LISA Quadrant Photoreceivers," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 57, no. 5, pp. 2899-2904, Oct. 2021, doi: 10.1109/TAES.2021.3068437.
68. H. Jung, K. -S. Choi, J. Kim and S. -G. Lee, "Analysis and Design of Inductorless Transimpedance Amplifier Employing Nested Feedforward Noise-Canceling Amplifiers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 8, pp. 3923-3932, Aug. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3176872.
69. M. H. Taghavi, P. Ahmadi, L. Belostotski and J. W. Haslett, "A Stagger-Tuned Transimpedance Amplifier," in *IEEE Transactions on Very Large Scale*

Integration (VLSI) Systems, vol. 24, no. 4, pp. 1460-1469, April 2016, doi: 10.1109/TVLSI.2015.2454448.

70. X. Bi, Z. Gu and Q. Xu, "Analysis and Design of Ultra-Large Dynamic Range CMOS Transimpedance Amplifier With Automatically-Controlled Multi-Current-Bleeding Paths," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 9, pp. 3266-3278, Sept. 2019, doi: 10.1109/TCSI.2019.2924965.

71. S. Elsaegh *et al.*, "Low-Power Organic Light Sensor Array Based on Active-Matrix Common-Gate Transimpedance Amplifier on Foil for Imaging Applications," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 55, no. 9, pp. 2553-2566, Sept. 2020, doi: 10.1109/JSSC.2020.2993732.

72. A. Kari Dolatabadi and M. Jalali, "Power and Area Efficient Transimpedance Amplifier Driving Large Capacitive Loads Based on Modified RGC Structure," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 10, pp. 1740-1744, Oct. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2947413.

73. J. H. Chuah and D. Holburn, "Design of Low-Noise High-Gain CMOS Transimpedance Amplifier for Intelligent Sensing of Secondary Electrons," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 10, pp. 5997-6004, Oct. 2015, doi: 10.1109/JSEN.2015.2452934.

74. D. Li, L. Geng, F. Maloberti and F. Svelto, "Overcoming the Transimpedance Limit: A Tutorial on Design of Low-Noise TIA," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 6, pp. 2648-2653, June 2022, doi: 10.1109/TCSII.2022.3173155.

75. R. Y. Barazarte, G. G. Gonzalez and M. Ehsani, "Generalized Gyrator Theory," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1832-1837, July 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2042820.

76. H. Al-Masri, F. Alhuwaishel, F. Alismail, S. Sabeeh, H. Kanakri and M. Ehsani, "Application of gyrator concept to control and operation of boost converter," *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Rome, Italy, 2015, pp. 272-277, doi: 10.1109/EEEIC.2015.7165551.

77. H. Martínez-García, A. Grau-Saldes and Y. Bolea-Monte, "The use of power gyrator structures for energy processing in photovoltaic solar facilities," *2013 11th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, Bochum, Germany, 2013, pp. 426-429, doi: 10.1109/INDIN.2013.6622922.
78. D. Shmilovitz, "Gyrator Realization Based on a Capacitive Switched Cell," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, no. 12, pp. 1418-1422, Dec. 2006, doi: 10.1109/TCSII.2006.885394.
79. E. G. Briones and I. R. Padilla-Cantoya, "Class AB Differential Amplifier Implemented as an Impedance Gyrator and its Applications," *2022 19th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, Mexico City, Mexico, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/CCE56709.2022.9975945.
80. I. S. Uzunov, "Theoretical Model of Ungrounded Inductance Realized With Two Gyrtors," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 10, pp. 981-985, Oct. 2008, doi: 10.1109/TCSII.2008.926794.
81. T. Funck, A. Müller and H. Bothe, "Synthetic Inductance Standards Made Up of Capacitances and Gyrtors," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1-4, 2021, Art no. 2002504, doi: 10.1109/TIM.2020.3038015.
82. J. Helszajn, J. Sharp and M. McKay, "Split Frequencies and Susceptances of the Three-Port Junction Circulator From an Experimental Determination of the Complex Gyrator Circuit," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 10, pp. 2213-2220, Oct. 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.2003136.
83. A. Cervera, M. M. Peretz and S. Ben-Yaakov, "A Generic and Unified Global-Gyrator Model of Switched-Resonator Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 8945-8952, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2694858.
84. M. Tanaka, Y. Nishio, H. Sekiya, M. Bandai, Y. Tanji and Y. Uwate, "CellularFlow: Memristive Circuits of Gyrator Neurons Toward Brain Circuits,"

- in *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 963-977, Dec. 2022, doi: 10.1109/JETCAS.2022.3215479.
85. B. Guthrie, J. Hughes, T. Sayers and A. Spencer, "A CMOS gyrator low-IF filter for a dual-mode Bluetooth/ZigBee transceiver," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 9, pp. 1872-1879, Sept. 2005, doi: 10.1109/JSSC.2005.848146.
86. R. Hu and X. Zhang, "A CMOS analog front end for ADCs," *2015 International Conference on Optoelectronics and Microelectronics (ICOM)*, Changchun, China, 2015, pp. 244-247, doi: 10.1109/ICoOM.2015.7398813.
87. Y. Shimeno, "Introduction of Analog Front End IC used in sensing system," *2017 MIXDES - 24th International Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems"*, Bydgoszcz, Poland, 2017, pp. 19-20, doi: 10.23919/MIXDES.2017.8004586.
88. Y. Kwon, H. Kim, D. You, H. Heo, H. Ko and S. Lee, "A BJT-Based CMOS Body Temperature Sensor Analog Front-End with Dynamic Element Matching," *2021 International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC)*, Jeju, Korea (South), 2021, pp. 1-2, doi: 10.1109/ICEIC51217.2021.9369740.
89. G. Ferri, F. R. Parente, V. Stornelli, A. D'Amico, G. Pennazza and M. Santonico, "A standard CMOS technology fully-analog differential capacitance sensor front-end," *2015 6th International Workshop on Advances in Sensors and Interfaces (IWASI)*, Gallipoli, Italy, 2015, pp. 152-157, doi: 10.1109/IWASI.2015.7184939.
90. Y. Kwon *et al.*, "Low Noise Dual-Mode Sensor Analog Front-End for Capacitive and Resistive Microsensors," *2020 International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC)*, Barcelona, Spain, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICEIC49074.2020.9051379.
91. J. Seo *et al.*, "An analog front-end IC with regulated R-I amplifier and CDS CTIA for microbolometer," *2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*, Gwangju, Korea (South), 2013, pp. 1312-1315, doi: 10.1109/ICCAS.2013.6704156.

92. H. A. Huynh, M. Ronchini, A. Rashidi, M. Tohidi, H. Farkhani and F. Moradi, "A Low-Noise High Input Impedance Analog Front-End Design for Neural Recording Implant," *2019 26th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Genoa, Italy, 2019, pp. 887-890, doi: 10.1109/ICECS46596.2019.8964899.
93. P. Y. Hertz, F. Kamdem Jerome, W. T. Evariste, E. Zobo Bernard, M. A. Sobhan Bhuiyan and M. H. Miraz, "A TV-Module for DC-Baseline Compensation in Analog Front-End Design," *2022 International Conference on Computing, Networking, Telecommunications & Engineering Sciences Applications (CoNTESA)*, Skopje, North Macedonia, 2022, pp. 41-44, doi: 10.1109/CoNTESA57046.2022.10011236.
94. J. Xiaochang and W. Jie, "An analog front end design for GPS oscilloscope," *2019 14th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI)*, Changsha, China, 2019, pp. 286-291, doi: 10.1109/ICEMI46757.2019.9101869.
95. J. Kenney *et al.*, "A 4 channel analog front end for central office ADSL modems," *Proceedings of the IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference (Cat. No.00CH37044)*, Orlando, FL, USA, 2000, pp. 307-310, doi: 10.1109/CICC.2000.852673.
96. B. -S. Chung, H. -K. Kim, K. -I. Cho, H. -J. Kim and G. -C. Ahn, "Analog front-end for EMG acquisition system," *2017 International SoC Design Conference (ISOCC)*, Seoul, Korea (South), 2017, pp. 57-58, doi: 10.1109/ISOCC.2017.8368825.
97. W. -C. Chen, Y. -C. Chen, C. -C. Chou and W. -C. Fang, "An EEG analog front-end design with wireless communication module for a portable EEG monitoring system," *2015 IEEE 5th International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, Berlin, Germany, 2015, pp. 50-51, doi: 10.1109/ICCE-Berlin.2015.7391321.
98. M. -C. Wong *et al.*, "Self-Reconfiguration Property of a Mixed Signal Controller for Improving Power Quality Compensation During Light Loading,"

in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5938-5951, Oct. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2376983.

99. Y. -J. Wu *et al.*, "IoT Cloud-Edge Reconfigurable Mixed-Signal Smart Meter Platform for Arc Fault Detection," in *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1682-1695, 15 Jan.15, 2023, doi: 10.1109/JIOT.2022.3210220.

100. Y. -J. Wu, C. -S. Lam, M. -C. Wong, S. -W. Sin and R. P. Martins, "A Reconfigurable and Extendable Digital Architecture for Mixed Signal Power Electronics Controller," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 10, pp. 1480-1484, Oct. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2018.2860903.

101. Y. Yan and C. Yang, "Four-Wave Mixing Between Coherent Signal and Incoherent Pump Light in Nonlinear Fiber," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, pp. 4954-4959, Nov.15, 2009, doi: 10.1109/JLT.2009.2027213.

102. B. Kim and J. A. Abraham, "Bitstream-Driven Built-In Characterization for Analog and Mixed-Signal Embedded Circuits," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, no. 10, pp. 743-747, Oct. 2014, doi: 10.1109/TCSII.2014.2335436.

103. B. Kim and J. A. Abraham, "Imbalance-Based Self-Test for High-Speed Mixed-Signal Embedded Systems," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 59, no. 11, pp. 785-789, Nov. 2012, doi: 10.1109/TCSII.2012.2220693.

104. B. Kim and J. A. Abraham, "Capacitor-Coupled Built-Off Self-Test in Analog and Mixed-Signal Embedded Systems," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 60, no. 5, pp. 257-261, May 2013, doi: 10.1109/TCSII.2013.2251953.

105. S. Herbst, G. Rutsch, W. Ecker and M. Horowitz, "An Open-Source Framework for FPGA Emulation of Analog/Mixed-Signal Integrated Circuit Designs," in *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 41, no. 7, pp. 2223-2236, July 2022, doi: 10.1109/TCAD.2021.3102516.

106. M. P. -H. Lin, P. -H. Chang, S. -Y. Lee and H. E. Graeb, "DeMixGen: Deterministic Mixed-Signal Layout Generation With Separated Analog and Digital Signal Paths," in *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 35, no. 8, pp. 1229-1242, Aug. 2016, doi: 10.1109/TCAD.2015.2501295.
107. E. Salman, R. Jakushokas, E. G. Friedman, R. M. Secareanu and O. L. Hartin, "Methodology for Efficient Substrate Noise Analysis in Large-Scale Mixed-Signal Circuits," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 17, no. 10, pp. 1405-1418, Oct. 2009, doi: 10.1109/TVLSI.2008.2003518.
108. D. Yang, Y. Huang, X. Duan, K. Liu, Y. Yang and X. Ren, "The Optoelectronic Mixing Characterization of Uni-Travelling Carrier Photodetector," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 69, no. 7, pp. 3742-3747, July 2022, doi: 10.1109/TED.2022.3175682.
109. Z. Czaja, "Using a Square-Wave Signal for Fault Diagnosis of Analog Parts of Mixed-Signal Electronic Embedded Systems," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 8, pp. 1589-1595, Aug. 2008, doi: 10.1109/TIM.2008.925342.
110. Y. Choi, Y. Lee, S. -H. Baek, S. -J. Lee and J. Kim, "CHIMERA: A Field-Programmable Mixed-Signal IC With Time-Domain Configurable Analog Blocks," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 2, pp. 431-444, Feb. 2018, doi: 10.1109/JSSC.2017.2757005.
111. S. Sadjina, R. S. Kanumalli, K. Dufrêne, M. Huemer and H. Pretl, "A Mixed-Signal Circuit Technique for Cancellation of Multiple Modulated Spurs in 4G/5G Carrier Aggregation Transceivers," in *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 2, no. 11, pp. 260-263, Nov. 2019, doi: 10.1109/LSSC.2019.2929025.
112. S. -L. Chen *et al.*, "A Power-Efficient Mixed-Signal Smart ADC Design With Adaptive Resolution and Variable Sampling Rate for Low-Power Applications," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 11, pp. 3461-3469, 1 June 1, 2017, doi: 10.1109/JSEN.2017.2680472.

113. B. Kim and J. A. Abraham, "Dynamic Performance Characterization of Embedded Single-Ended Mixed-Signal Circuits," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, no. 5, pp. 329-333, May 2014, doi: 10.1109/TCSII.2014.2312639.
114. J. Silva, V. Sklyarov and I. Skliarova, "Comparison of On-chip Communications in Zynq-7000 All Programmable Systems-on-Chip," in *IEEE Embedded Systems Letters*, vol. 7, no. 1, pp. 31-34, March 2015, doi: 10.1109/LES.2015.2399656.
115. Y. Zhou, T. X. Mei and S. Freear, "Real-Time Modeling of Wheel-Rail Contact Laws with System-On-Chip," in *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 21, no. 5, pp. 672-684, May 2010, doi: 10.1109/TPDS.2009.107.
116. B. R. Quinton and S. J. E. Wilton, "Programmable Logic Core Enhancements for High-Speed On-Chip Interfaces," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 17, no. 9, pp. 1334-1339, Sept. 2009, doi: 10.1109/TVLSI.2008.2001427.
117. L. Shannon and P. Chow, "SIMPPL: An Adaptable SoC Framework Using a Programmable Controller IP Interface to Facilitate Design Reuse," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 15, no. 4, pp. 377-390, April 2007, doi: 10.1109/TVLSI.2007.893645.
118. T. Yamaguchi and Y. Shinoda, "Multichannel High-Speed Fiber Bragg Grating Interrogation System Utilizing a Field Programmable Gate Array," in *IEEE Sensors Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 1-4, March 2018, Art no. 5500204, doi: 10.1109/LSENS.2017.2782670.
119. H. Radner, J. Stange, L. Büttner and J. Czarske, "Field-Programmable System-on-Chip-Based Control System for Real-Time Distortion Correction in Optical Imaging," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 4, pp. 3370-3379, April 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2979557.
120. J. Rodríguez-Araújo, J. J. Rodríguez-Andina, J. Fariña and M. -Y. Chow, "Field-Programmable System-on-Chip for Localization of UGVs in an Indoor

- iSpace," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1033-1043, May 2014, doi: 10.1109/TII.2013.2294112.
121. L. Sousa, S. Antão and J. Germano, "A Lab Project on the Design and Implementation of Programmable and Configurable Embedded Systems," in *IEEE Transactions on Education*, vol. 56, no. 3, pp. 322-328, Aug. 2013, doi: 10.1109/TE.2012.2222411.
122. Z. Hajduk, B. Trybus and J. Sadolewski, "Architecture of FPGA Embedded Multiprocessor Programmable Controller," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2952-2961, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2362888.
123. S. -C. Lin, J. -C. Wang and J. -F. Wang, "An ARM-Based System-on-a-Programmable-Chip Architecture for Spoken Language Translation," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 9, pp. 765-769, Sept. 2007, doi: 10.1109/TCSII.2007.899775.
124. M. Urbina, A. Astarloa, J. LáZaro, U. Bidarte, I. Villalta and M. Rodriguez, "Cyber-Physical Production System Gateway Based on a Programmable SoC Platform," in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20408-20417, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2757048.
125. S. Anvar, O. Gachelin, P. Kestener, H. Le Provost and I. Mandjavidze, "FPGA-based system-on-chip designs for real-time applications in particle physics," in *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 53, no. 3, pp. 682-687, June 2006, doi: 10.1109/TNS.2006.875076.
126. J. Soh and X. Wu, "An FPGA-Based Unscented Kalman Filter for System-On-Chip Applications," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 4, pp. 447-451, April 2017, doi: 10.1109/TCSII.2016.2565730.
127. A. Stone, "An Ontological Approach to Quantifying the Functional Flexibility of Embedded Systems," in *IEEE Systems Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 111-120, March 2011, doi: 10.1109/JSYST.2010.2073954.
128. C. Tanougast, M. Janiaut, Y. Berviller, H. Rabah, S. Weber and A. Bouridane, "An Embedded and Programmable System Based FPGA for Real Time MPEG

- Stream Buffer Analysis," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 19, no. 2, pp. 237-249, Feb. 2009, doi: 10.1109/TCSVT.2008.2009254.
129. R. B. Wunderlich, F. Adil and P. Hasler, "Floating Gate-Based Field Programmable Mixed-Signal Array," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 21, no. 8, pp. 1496-1505, Aug. 2013, doi: 10.1109/TVLSI.2012.2211049.
130. T. S. Hall, C. M. Twigg, J. D. Gray, P. Hasler and D. V. Anderson, "Large-scale field-programmable analog arrays for analog signal processing," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 11, pp. 2298-2307, Nov. 2005, doi: 10.1109/TCSI.2005.853401.
131. C. -M. Lin, M. -H. Lin and C. -W. Chen, "SoPC-Based Adaptive PID Control System Design for Magnetic Levitation System," in *IEEE Systems Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 278-287, June 2011, doi: 10.1109/JSYST.2011.2134530.
132. F. K. Schneider, A. Agarwal, Y. M. Yoo, T. Fukuoka and Y. Kim, "A Fully Programmable Computing Architecture for Medical Ultrasound Machines," in *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 14, no. 2, pp. 538-540, March 2010, doi: 10.1109/TITB.2009.2025653.
133. N. Suda, J. Suh, N. Hakim, Y. Cao and B. Bakkaloglu, "A 65 nm Programmable ANalog Device Array (PANDA) for Analog Circuit Emulation," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 63, no. 2, pp. 181-190, Feb. 2016, doi: 10.1109/TCSI.2015.2512718.
134. Diarmuid Carey. What Are the Best Applications for IoT in the New World of IC Power Management?// *Analog Dialogue*. – Vol. 56. - 2022
135. Energy Harvesting Now. <https://www.analog.com/media/en/news-marketing-collateral/solutions-bulletins-brochures/EnergyHarvesting>
136. Tony Armstrong. Green Buildings Get a Boost: Wireless Sensor Nodes as a Key Application for Energy Harvesting. <https://www.analog.com/en/thought-leadership/green-buildings-get-a-boost.html>

137. Z. Tang, Y. Yang and F. Blaabjerg, "Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration," in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 39-52, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.02850.
138. L. Liu, H. Li, Y. Xue and W. Liu, "Reactive Power Compensation and Optimization Strategy for Grid-Interactive Cascaded Photovoltaic Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 188-202, Jan. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2333004.
139. G. G. Kim, J. H. Hyun, J. H. Choi, S. -H. ahn, B. G. Bhang and H. -K. Ahn, "Quality Analysis of Photovoltaic System Using Descriptive Statistics of Power Performance Index," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 28427-28438, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3257373.
140. Y. Zha, J. Lin, G. Li, Y. Wang and Yizhang, "Analysis of Inertia Characteristics of Photovoltaic Power Generation System Based on Generalized Droop Control," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 37834-37839, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3059678.
141. H. D. Tafti, C. D. Townsend, G. Konstantinou and J. Pou, "A Multi-Mode Flexible Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Power Plants," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5038-5042, June 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2883320.
142. J. Li, H. You, J. Qi, M. Kong, S. Zhang and H. Zhang, "Stratified Optimization Strategy Used for Restoration With Photovoltaic-Battery Energy Storage Systems as Black-Start Resources," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127339-127352, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937833.
143. M. M. Farag *et al.*, "An Optimized Fractional Nonlinear Synergic Controller for Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Array Under Abrupt Irradiance Change," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 13, no. 2, pp. 305-314, March 2023, doi: 10.1109/JPHOTOV.2023.3236808.
144. T. Yang, X. Li and S. Ding, "An Improved Constant Power Generation Algorithm for Photovoltaic Systems," in *CPSS Transactions on Power Electronics*

- and Applications*, vol. 7, no. 4, pp. 451-460, December 2022, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2022.00041.
145. A. Spring, G. Wirth, G. Becker, R. Pardatscher and R. Witzmann, "Grid Influences From Reactive Power Flow of Photovoltaic Inverters With a Power Factor Specification of One," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1222-1229, May 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2413949.
146. N. Harag, M. Imanaka, M. Kurimoto, S. Sugimoto, H. Bevrani and T. Kato, "Autonomous Dual Active Power-frequency Control in Power System with Small-scale Photovoltaic Power Generation," in *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 941-953, July 2022, doi: 10.35833/MPCE.2020.000700.
147. E. Choi *et al.*, "A 1.4mW to 119mW, Wide Output Power Range Energy Harvesting System With 2-D Fast MPPT Based on HC for 1k to 50k Illuminated Solar Cell," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 11, pp. 4389-4393, Nov. 2022, doi: 10.1109/TCSII.2022.3185392.
148. O. E. Ochoa Robles, J. A. Beristain Jimenez and J. Perez Ramirez, "Reactive Power Compensation in a Photovoltaic Grid Tie System, Using a Single-Phase Bidirectional High Frequency link Converter," in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 4, pp. 1816-1821, April 2016, doi: 10.1109/TLA.2016.7483520.
149. O. Trejo and A. Ortiz-Conde, "A Simple Algorithm for High-Accuracy Maximum Power Point Calculation of Photovoltaic Systems," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 10, no. 6, pp. 1839-1845, Nov. 2020, doi: 10.1109/JPHOTOV.2020.3022668.
150. K. Higashikawa *et al.*, "Dynamic Performance Analysis of Long-distance Power Transmission System with DC Superconducting Cable from Large Photovoltaic Generation," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 5, pp. 1-5, Aug. 2019, Art no. 5402105, doi: 10.1109/TASC.2019.2903390.
151. L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, A. A. de Oliveira and V. D. Bacon, "Power Flow and Stability Analyses of a Multifunctional Distributed Generation System Integrating a Photovoltaic System With Unified Power Quality

- Conditioner," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6241-6256, July 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2873503.
152. . Liu, M. Yang and T. Wang, "Impedance-Based Stability Analysis of Grid-Tied Photovoltaic System With Superconducting Magnetic Energy Storage System," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 31, no. 8, pp. 1-4, Nov. 2021, Art no. 5402504, doi: 10.1109/TASC.2021.3101778.
153. K. -C. Lu, F. -J. Lin and B. -H. Yang, "Profit Optimization-Based Power Compensation Control Strategy for Grid-Connected PV System," in *IEEE Systems Journal*, vol. 12, no. 3, pp. 2878-2881, Sept. 2018, doi: 10.1109/JSYST.2017.2694011.
154. S. Xia, Z. Ding, T. Du, D. Zhang, M. Shahidehpour and T. Ding, "Multitime Scale Coordinated Scheduling for the Combined System of Wind Power, Photovoltaic, Thermal Generator, Hydro Pumped Storage, and Batteries," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2227-2237, May-June 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2974426.
155. M. Dhimish, "70% Decrease of Hot-Spotted Photovoltaic Modules Output Power Loss Using Novel MPPT Algorithm," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 12, pp. 2027-2031, Dec. 2019, doi: 10.1109/TCSII.2019.2893533.
156. A. Sangwongwanich and F. Blaabjerg, "Mitigation of Interharmonics in PV Systems With Maximum Power Point Tracking Modification," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8279-8282, Sept. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2902880.
157. Introduction to Photovoltaic Systems Maximum Power Point Tracking. Application Report. Texas Instruments. <https://www.ti.com/solution/solar-charge-controller>
158. SM72442 - Programmable Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Solar Panels. Texas Instruments. <https://www.ti.com/solution/solar-charge-controller>

159. S. Xu, R. Shao, B. Cao and L. Chang, "Single-phase grid-connected PV system with golden section search-based MPPT algorithm," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 7, no. 4, pp. 25-36, Dec. 2021, doi: 10.23919/CJEE.2021.000035.
160. A. -w. Ibrahim *et al.*, "PV maximum power-point tracking using modified particle swarm optimization under partial shading conditions," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 106-121, Dec. 2020, doi: 10.23919/CJEE.2020.000035.
161. O. Abdel-Rahim and H. Wang, "A new high gain DC-DC converter with model-predictive-control based MPPT technique for photovoltaic systems," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 191-200, June 2020, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00016.
162. David Salerno. 15V Buck-Boost Converters with Ultralow 1.3 μ A Quiescent Current are Tailored to Micropower Applications and the Internet of Things <https://www.analog.com/en/technical-articles/15v-buck-boost-converters-with-ultralow-quiescent-current.html>
163. R. Panigrahi, S. K. Mishra, A. Joshi and K. D. T. Ngo, "DC-DC Converter Synthesis: An Inverse Problem," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 12633-12638, Dec. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2994044.
164. E. D. Aranda, S. P. Litrán and M. B. F. Prieto, "Combination of interleaved single-input multiple-output DC-DC converters," in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 132-142, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2020.00300.
165. R. Rajesh, N. Prabakaran and T. K. Santhosh, "Design and Analysis of a Non-Isolated DC-DC Converter With a High-Voltage Conversion Ratio," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 70, no. 6, pp. 2036-2041, June 2023, doi: 10.1109/TCSII.2022.3226187.
166. X. Fang, X. Ding, S. Zhong and Y. Tian, "Improved quasi-Y-source DC-DC converter for renewable energy," in *CPSS Transactions on Power Electronics and*

Applications, vol. 4, no. 2, pp. 163-170, June 2019, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2019.00016.

167. Y. R. Kafle, S. U. Hasan and G. E. Town, "Quasi-Z-source based bidirectional DC-DC converter and its control strategy," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 1-9, March 2019, doi: 10.23919/CJEE.2019.000001.

168. W. Jiang, S. H. Chincholkar and C. -Y. Chan, "Investigation of a Voltage-Mode Controller for a dc-dc Multilevel Boost Converter," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 7, pp. 908-912, July 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2723660.

169. G. G. Kumar, M. V. Sai Krishna, S. Kumaravel and E. Babaei, "Multi-Stage DC-DC Converter Using Active LC2D Network With Minimum Component," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 3, pp. 943-947, March 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3021609.

170. B. -C. Kwak, S. -K. Hong and O. -K. Kwon, "A Highly Power-Efficient Single-Inductor Bipolar-Output DC-DC Converter Using Hysteretic Skipping Control for OLED-on-Silicon Microdisplays," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 12, pp. 2017-2021, Dec. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2018.2815994.

171. B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu and Y. Zhao, "Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Under PWM Plus Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6488-6494, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2430934.

172. Gryhoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Helzhynskyy, Roman Holyaka, Mykola Khilchuk, Tetyana Marusenkova. Embedded system for supply voltage converter of organic lightemitting diode with extended functionality // - Przegląd elektrotechniczny. – 2021. No. 12. - PP. 68-72. doi:10.15199/48.2021.12.11. http://pe.org.pl/abstract_pl.php?nid=12792&lang=1

173. Grygoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Gelzynskyy, Roman Holyaka, Zenon Hotra, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Magdalena Michalska. Hardware

and software means for electronic components and sensors research // IAPGOŚ Informatyka, Automatyka, Pomiaru W Gospodarce I Ochronie Środowiska – 2020. -No. 10(1). – PP. 66-71. <http://doi.org/10.35784/iapgos.1513>

174. Барило Г.І., Гельжинський І.І., Марусенкова Т.А., Кривенчук Ю.П., Хільчук М.О., Голяка Р.Л., Оксана Бойко. Апаратно-програмна вбудована система частотної селекції сигналу на основі гіратора // Вимірювальна техніка та метрологія. Вип. 82, №1, 2021. - С. 37-42. <https://doi.org/10.23939/istcmtm2021.01.037>

175. Г.І. Барило, І.І. Гельжинський, Р.Л. Голяка, Т.А. Марусенкова, М.О. Хільчук. Вбудована система конвертера напруги живлення органічних світлодіодів // Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2021 (295). – С. 151-155.

<http://journals.khnu.km.ua/vestnik/wp-content/uploads/2021/06/VKNU-TS-2021-N2-295.pdf>

176. Голяка Р. Л., Марусенкова Т. А., Хільчук М. О. Пристрої та моделі магнітного трекінгу для систем доповненої реальності // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія (Information and communication technologies, electronic engineering). Том 1. № 2 – 2021. <http://ictee.arleons.com/?journal=ictee&page=issue&op=view&path%5B%5D=ictee-1-2&path%5B%5D=ictee-1-2-21-st9>

177. Роман Голяка, Микола Хільчук, Ольга Шпур. Сигнальні перетворювачі сенсорних пристроїв із функціональним поєднанням фотовольтаїчного живлення та оптичного зв'язку // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія. – 2023, Випуск 3, Номер 1: 132-145. <https://doi.org/10.23939/ictee2023.01.132>

178. Roman Holyaka, Gryhoriy Barylo, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Oksana Boyko. Programmable Mixed Signal Front-End for Sensor Applications // IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). - Lviv. - 2022. DOI: 10.1109/TCSET55632.2022.9766863.

179. Grygoriy I. Barylo, Oksana V. Boyko, Ihor I. Gelzynsky, Roman L. Holyaka, Zenon Y. Hotra, Oleksandra Z. Hotra, Tetyana A. Marusenkova, and Mykola O. Khilchuk. Software complex for optoelectronic-electronic components and sensors research. Proc. SPIE 12126, Fifteenth International Conference on Correlation Optics, 121262K (20 December 2021). <https://doi.org/10.1117/12.2617390>
180. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М. О. Програмований аналоговий фронт-енд сенсорних мереж в концепції злиття даних // XII Міжнародна науково-технічна конференція “Інформаційно-комп’ютерні технології – 2021 (ІКТ-2021)” 01-03 квітня 2021 р. м. Житомир. Тези конференції. С. 103-104
181. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М.О. Фронт-енд сенсорних пристроїв Інтернету Речей на основі програмованих систем // Розвиток наукової думки постіндустріального суспільства: сучасний дискурс: матеріали міжнародної наукової конференції (Т. 2), 13 листопада, 2020 рік. Миколаїв, Україна: МЦНД. ISBN 978-617-7171-46-0.
<https://doi.org/10.36074/13.11.2020.v2.04>
<https://ojs.ukrlogos.in.ua/index.php/mcnd/article/view/5685>
182. Вістак. М.В. Модифікація рідкокристалічних структур та завадостійких сигнальних перетворювачів для оптичних сенсорних пристроїв : дис. д-ра техн. наук : УДК 621.38:537.533.3 Львів, 2016. С.21-22

ДОДАТОК А. Акт впровадження

«Затверджую»

Проректор з науково-педагогічної роботи
Національного університету «Львівська політехніка»

_____ Давидчак О.Р.

«2» жовтня 2023р.



про використання результатів дисертаційної роботи Хільчука Миколи Олександровича на тему «Функціональне інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією» у навчальному процесі кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій.

Даний акт складений комісією у складі:

- д.т.н. доц. Стрихалюка Б.М., директора Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки;
- д.т.н., доц. Кайдана М.В., декана магістратури Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки;
- д.т.н., проф. Романишина Ю.М., завідувача кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій.

про те, що в навчальному процесі кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій використано результати дисертаційної роботи Хільчука М.О. «Функціональне інтегрування в сигнальних перетворювачах фотовольтаїчних сенсорних пристроїв з оптичною телекомунікацією», а саме алгоритм трекінгу точки максимальної енергії MPPT з врахуванням втрат в DC-DC конвертерах який покращує пошук точки максимальної потужності для оптимізації фотовольтаїчних джерел живлення, адаптацію та реалізацію SPICE моделі сигнального перетворювача з синтезом програмованих вузькосмугових та широкосмугових сигнальних трактів трансїмпедансного типу. Зокрема, результати використані в ході модернізації курсу лекцій з дисциплін «Вимірювальні перетворювачі в біомедичній інженерії», «Електроніка Інтернету речей» та «Технології Інтернету речей».

Члени комісії:

Богдан СТРИХАЛЮК

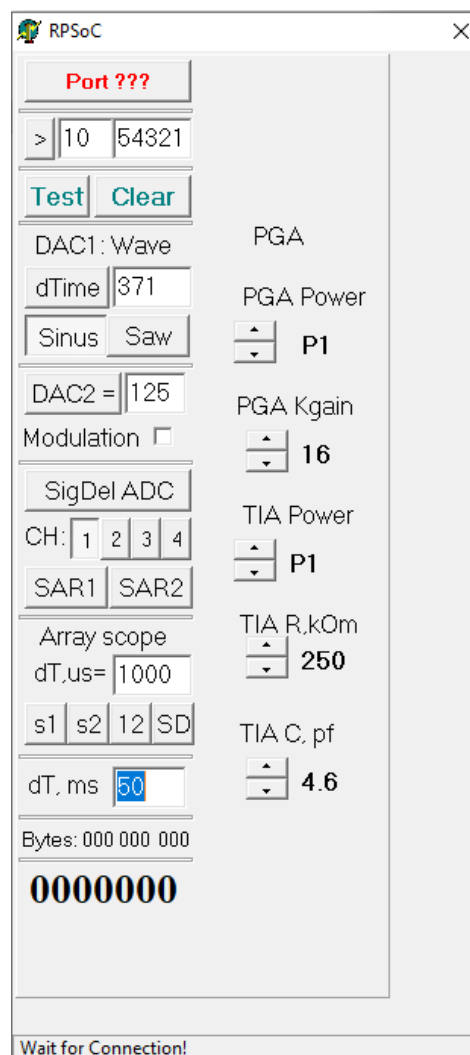
Микола КАЙДАН

Юрій РОМАНИШИН

ДОДАТОК Б . Програмний код

1. Програмна реалізація синтезу графіків та керування вбудованою системою PSoC 5 реалізована на платформі об'єктно орієнтованого програмування Delphi.

```
object FormGraph: TFormGraph
  Left = 432
  Top = 125
  Width = 672
  Height = 377
  BorderIcons = []
  Caption = 'Data Graph'
  Color = clBtnFace
  Font.Charset = DEFAULT_CHARSET
  Font.Color = clWindowText
  Font.Height = -11
  Font.Name = 'MS Sans Serif'
  Font.Style = []
  OldCreateOrder = False
  Visible = True
  PixelsPerInch = 96
  TextHeight = 13
  object Chart1: TChart
    Left = 0
    Top = 0
    Width = 656
    Height = 339
    BackWall.Brush.Color = clWhite
    BackWall.Brush.Style = bsClear
    MarginBottom = 2
    MarginLeft = 2
    MarginRight = 2
    MarginTop = 2
    Title.Text.Strings = (
      'TChart')
    Title.Visible = False
    BottomAxis.Title.Caption = 'Time'
    BottomAxis.Title.Font.Charset = DEFAULT_CHARSET
    BottomAxis.Title.Font.Color = clBlack
    BottomAxis.Title.Font.Height = -13
    BottomAxis.Title.Font.Name = 'Arial'
    BottomAxis.Title.Font.Style = [fsBold]
    LeftAxis.ExactDateTime = False
    LeftAxis.Increment = 1
    LeftAxis.Title.Caption = 'Signal'
    LeftAxis.Title.Font.Charset = DEFAULT_CHARSET
    LeftAxis.Title.Font.Color = clBlack
    LeftAxis.Title.Font.Height = -13
    LeftAxis.Title.Font.Name = 'Arial'
    LeftAxis.Title.Font.Style = [fsBold]
    Legend.Visible = False
```



```

View3D = False
View3DWalls = False
Align = alClient
TabOrder = 0
object Series1: TFastLineSeries
  Marks.ArrowLength = 8
  Marks.Visible = False
  SeriesColor = clBlack
  ValueFormat = '###,##0.###'
  LinePen.Width = 2
  XValues.DateTime = False
  XValues.Name = 'X'
  XValues.Multiplier = 1
  XValues.Order = loAscending
  YValues.DateTime = False
  YValues.Name = 'Y'
  YValues.Multiplier = 1
  YValues.Order = loNone
end
end
end

```

2. Програмний код конфігурації програмованого трансїмпедансного підсилювача для інтегрування сигналу та отримання масиву даних.

```

/*****
*****
* File Name: Pin_PGA_out.h
* Version 2.20
*
* Description:
* This file contains Pin function prototypes and register defines
*
* Note:
*
*****
*****
* Copyright 2008-2015, Cypress Semiconductor Corporation. All rights reserved.
* You may use this file only in accordance with the license, terms, conditions,
* disclaimers, and limitations in the end user license agreement accompanying
* the software package with which this file was provided.
*****
*****/

#if !defined(CY_PINS_Pin_PGA_out_H) /* Pins Pin_PGA_out_H */
#define CY_PINS_Pin_PGA_out_H

#include "cytypes.h"
#include "cyfitter.h"
#include "cypins.h"
#include "Pin_PGA_out_aliases.h"

```

```

/* APIs are not generated for P15[7:6] */
#if !(CY_PSOC5A &&\
    Pin_PGA_out__PORT == 15 && ((Pin_PGA_out__MASK & 0xC0) != 0))

/*****
 *      Function Prototypes
 *****/

/**
 * \addtogroup group_general
 * @{
 */
void Pin_PGA_out_Write(uint8 value);
void Pin_PGA_out_SetDriveMode(uint8 mode);
uint8 Pin_PGA_out_ReadDataReg(void);
uint8 Pin_PGA_out_Read(void);
void Pin_PGA_out_SetInterruptMode(uint16 position, uint16 mode);
uint8 Pin_PGA_out_ClearInterrupt(void);
/** @} general */

/*****
 *      API Constants
 *****/

/**
 * \addtogroup group_constants
 * @{
 */
    /** \addtogroup driveMode Drive mode constants
     * \brief Constants to be passed as "mode" parameter in the
     Pin_PGA_out_SetDriveMode() function.
     * @{
     */
    #define Pin_PGA_out_DM_ALG_HIZ      PIN_DM_ALG_HIZ
    #define Pin_PGA_out_DM_DIG_HIZ     PIN_DM_DIG_HIZ
    #define Pin_PGA_out_DM_RES_UP      PIN_DM_RES_UP
    #define Pin_PGA_out_DM_RES_DWN     PIN_DM_RES_DWN
    #define Pin_PGA_out_DM_OD_LO       PIN_DM_OD_LO
    #define Pin_PGA_out_DM_OD_HI       PIN_DM_OD_HI
    #define Pin_PGA_out_DM_STRONG      PIN_DM_STRONG
    #define Pin_PGA_out_DM_RES_UPDWN   PIN_DM_RES_UPDWN
    /** @} driveMode */
/** @} group_constants */

/* Digital Port Constants */
#define Pin_PGA_out_MASK                Pin_PGA_out__MASK
#define Pin_PGA_out_SHIFT                Pin_PGA_out__SHIFT
#define Pin_PGA_out_WIDTH                1u

/* Interrupt constants */
#if defined(Pin_PGA_out__INTSTAT)
/**

```

```

* \addtogroup group_constants
* @{\
*/
/** \addtogroup intrMode Interrupt constants
* \brief Constants to be passed as "mode" parameter in
Pin_PGA_out_SetInterruptMode() function.
* @{\
*/
#define Pin_PGA_out_INTR_NONE (uint16)(0x0000u)
#define Pin_PGA_out_INTR_RISING (uint16)(0x0001u)
#define Pin_PGA_out_INTR_FALLING (uint16)(0x0002u)
#define Pin_PGA_out_INTR_BOTH (uint16)(0x0003u)
/** @} intrMode */
/** @} group_constants */

#define Pin_PGA_out_INTR_MASK (0x01u)
#endif /* (Pin_PGA_out__INTSTAT) */

/*****
* Registers
*****/

/* Main Port Registers */
/* Pin State */
#define Pin_PGA_out_PS (* (reg8 *) Pin_PGA_out__PS)
/* Data Register */
#define Pin_PGA_out_DR (* (reg8 *) Pin_PGA_out__DR)
/* Port Number */
#define Pin_PGA_out_PRT_NUM (* (reg8 *) Pin_PGA_out__PRT)
/* Connect to Analog Globals */
#define Pin_PGA_out_AG (* (reg8 *) Pin_PGA_out__AG)
/* Analog MUX bux enable */
#define Pin_PGA_out_AMUX (* (reg8 *) Pin_PGA_out__AMUX)
/* Bidirectional Enable */
#define Pin_PGA_out_BIE (* (reg8 *) Pin_PGA_out__BIE)
/* Bit-mask for Aliased Register Access */
#define Pin_PGA_out_BIT_MASK (* (reg8 *) Pin_PGA_out__BIT_MASK)
/* Bypass Enable */
#define Pin_PGA_out_BYP (* (reg8 *) Pin_PGA_out__BYP)
/* Port wide control signals */
#define Pin_PGA_out_CTL (* (reg8 *) Pin_PGA_out__CTL)
/* Drive Modes */
#define Pin_PGA_out_DM0 (* (reg8 *) Pin_PGA_out__DM0)
#define Pin_PGA_out_DM1 (* (reg8 *) Pin_PGA_out__DM1)
#define Pin_PGA_out_DM2 (* (reg8 *) Pin_PGA_out__DM2)
/* Input Buffer Disable Override */
#define Pin_PGA_out_INP_DIS (* (reg8 *) Pin_PGA_out__INP_DIS)
/* LCD Common or Segment Drive */
#define Pin_PGA_out_LCD_COM_SEG (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__LCD_COM_SEG)
/* Enable Segment LCD */

```

```

#define Pin_PGA_out_LCD_EN          (* (reg8 *) Pin_PGA_out__LCD_EN)
/* Slew Rate Control */
#define Pin_PGA_out_SLW             (* (reg8 *) Pin_PGA_out__SLW)

/* DSI Port Registers */
/* Global DSI Select Register */
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__CAPS_SEL  (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__CAPS_SEL)
/* Double Sync Enable */
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__DBL_SYNC_IN  (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__DBL_SYNC_IN)
/* Output Enable Select Drive Strength */
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__OE_SEL0     (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__OE_SEL0)
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__OE_SEL1     (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__OE_SEL1)
/* Port Pin Output Select Registers */
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__OUT_SEL0    (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__OUT_SEL0)
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__OUT_SEL1    (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__OUT_SEL1)
/* Sync Output Enable Registers */
#define Pin_PGA_out_PRTDSI__SYNC_OUT    (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__PRTDSI__SYNC_OUT)

/* SIO registers */
#if defined(Pin_PGA_out__SIO_CFG)
#define Pin_PGA_out_SIO_HYST_EN         (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__SIO_HYST_EN)
#define Pin_PGA_out_SIO_REG_HIFREQ     (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__SIO_REG_HIFREQ)
#define Pin_PGA_out_SIO_CFG            (* (reg8 *) Pin_PGA_out__SIO_CFG)
#define Pin_PGA_out_SIO_DIFF           (* (reg8 *) Pin_PGA_out__SIO_DIFF)
#endif /* (Pin_PGA_out__SIO_CFG) */

/* Interrupt Registers */
#if defined(Pin_PGA_out__INTSTAT)
#define Pin_PGA_out_INTSTAT              (* (reg8 *) Pin_PGA_out__INTSTAT)
#define Pin_PGA_out_SNAP                 (* (reg8 *) Pin_PGA_out__SNAP)

#define Pin_PGA_out_0_INTTYPE_REG        (* (reg8 *)
Pin_PGA_out__0_INTTYPE)
#endif /* (Pin_PGA_out__INTSTAT) */

#endif /* CY_PSOC5A... */

#endif /* CY_PINS_Pin_PGA_out_H */

/* [] END OF FILE */

```

ДОДАТОК В. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Gryhoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Helzhynskyu, Roman Holyaka, Mykola Khilchuk, Tetyana Marusenkova. Embedded system for supply voltage converter of organic lightemitting diode with extended functionality // - Przegląd elektrotechniczny. – 2021. No. 12. - PP. 68-72. (Scopus)
2. Grygoriy Barylo, Oksana Boyko, Ihor Gelzynskyu, Roman Holyaka, Zenon Hotra, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Magdalena Michalska. Hardware and software means for electronic components and sensors research // IAPGOŚ Informatyka, Automatyka, Pomiaru W Gospodarce I Ochronie Środowiska – 2020. -No. 10(1). – PP. 66-71. (фаховий журнал в EU)
3. Барило Г.І., Гельжинський І.І., Марусенкова Т.А., Кривенчук Ю.П., Хільчук М.О., Голяка Р.Л., Оксана Бойко. Апаратно-програмна вбудована система частотної селекції сигналу на основі гіратора // Вимірювальна техніка та метрологія. Вип. 82, №1, 2021. - С. 37-42. (фаховий журнал)
4. Г.І. Барило, І.І. Гельжинський, Р.Л. Голяка, Т.А. Марусенкова, М.О. Хільчук. Вбудована система конвертера напруги живлення органічних світлодіодів // Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2021 (295). – С. 151-155. (фаховий журнал)
5. Голяка Р. Л., Марусенкова Т. А., Хільчук М. О. Пристрої та моделі магнітного трекінгу для систем доповненої реальності // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія (Information and communication technologies, electronic engineering). Том 1. № 2 – 2021. (журнал ІТРЕ, НУЛП)
6. Роман Голяка, Микола Хільчук, Ольга Шпур. Сигнальні перетворювачі сенсорних пристроїв із функціональним поєднанням фотовольтаїчного живлення та оптичного зв'язку // Інфокомунікаційні технології та електронна інженерія. – 2023, Випуск 3, Номер 1: 132-145. (фаховий журнал)

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

1. Roman Holyaka, Gryhoriy Barylo, Tetyana Marusenkova, Mykola Khilchuk, Oksana Boyko. Programmable Mixed Signal Front-End for Sensor Applications // IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). - Lviv. - 2022. DOI: 10.1109/TCSET55632.2022.9766863. (Scopus)
2. Grygoriy I. Barylo, Oksana V. Boyko, Ihor I. Gelzynskyy, Roman L. Holyaka, Zenon Y. Hotra, Oleksandra Z. Hotra, Tetyana A. Marusenkova, and Mykola O. Khilchuk. Software complex for optoelectronic-electronic components and sensors research. Proc. SPIE 12126, Fifteenth International Conference on Correlation Optics, 121262K (20 December 2021). (Scopus)
3. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М. О. Програмований аналоговий фронт-енд сенсорних мереж в концепції злиття даних // XII Міжнародна науково-технічна конференція “Інформаційно-комп’ютерні технології – 2021 (ІКТ-2021)” 01-03 квітня 2021 р. м. Житомир. Тези конференції. С. 103-104
4. Голяка Р.Л., Марусенкова Т.А., Хільчук М.О. Фронт-енд сенсорних пристроїв Інтернету Речей на основі програмованих систем // Розвиток наукової думки постіндустріального суспільства: сучасний дискурс: матеріали міжнародної наукової конференції (Т. 2), 13 листопада, 2020 рік. Миколаїв, Україна: МЦНД. ISBN 978-617-7171-46-0.