

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ “ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА”

*Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису*

БАРИЛО ГРИГОРІЙ ІВАНОВИЧ

Прим. № _____

УДК 621.382.592

**«СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧНА МОДИФІКАЦІЯ
МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ
ІМПЕДАНСУ ДЛЯ СЕНСОРНОЇ ТЕХНІКИ»**

05.27.01 – твердотільна електроніка

05 «Технічні науки»

Подається на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

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

_____ Г.І.Барило

Науковий консультант:

Готра Зенон Юрійовий
доктор технічних наук, професор

***Ідентичність усіх примірників дисертації
ЗАСВІДЧУЮ:***

*Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради Д 35.052.13, д.ф.-м.н., проф.*

Д.М. Заячук

Львів – 2017

АНОТАЦІЯ

Барило Г.І. Структурно-параметрична модифікація мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу для сенсорної техніки. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю **05.27.01 «Твердотільна електроніка»** – Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2017.

Дисертаційна робота спрямована на дослідження структурних елементів сигнальних перетворювачів імпедансу з метою проведення їх структурно-параметричної модифікації для забезпечення високої ефективності сигнального перетворення та реалізацію завадостійких сигнальних перетворювачів гальваностатичного та потенціостатичного типів.

У першому розділі проведено аналіз сучасних сенсорних пристроїв на основі перетворювачів імпедансу, показано основні сфери їх використання та особливості функціонування в процесі вимірювання. Наведено основні способи вимірювання імпедансу матеріалів та фактори, які впливають на отримані результати. Показано, що одним із перспективних підходів параметричної оптимізації є використання SPICE моделювання. Встановлено необхідність створення нових математичних моделей, які забезпечують відтворення процесу сигнального перетворення з параметрами, які максимально наближаються до реальних. На основі аналізу сучасної мікроелектронної техніки, показано перспективні інтегральні компоненти для реалізації структурних елементів сигнальних перетворювачів імпедансного типу.

У другому розділі обґрунтовано вибір методів досліджень та методик вимірювання параметрів сигнальних перетворювачів імпедансу. Визначено задачі SPICE моделювання схем імпедансної спектроскопії. Проведено дослідження впливу модуляції параметрів елементної бази в задачах SPICE моделювання. Показано особливості побудови моделей базових вузлів

сигнальних перетворювачів імпедансу. Наведено методики досліджень сигнальних перетворювачів гальваностатичного та потенціостатичного типу.

У третьому розділі наведено результати модельних досліджень та параметричного аналізу структурних елементів сигнальних перетворювачів. Представлено узагальнені структурні схеми та елементну базу для практичної реалізації перетворювачів імпедансу. Досліджено вплив елементів підсилювальних каскадів на функцію перетворення. За результатами дослідження вхідних кіл сигнальних перетворювачів встановлено закономірності впливу коефіцієнта підсилення на інформаційний сигнал для неінвертуючого та інвертуючого каскадів. Вперше запропоновано метод частотної корекції для квадратурного детектора, який забезпечує підвищення точності сигнального перетворення.

У четвертому розділі проведено дослідження сигнальних перетворювачів з розширеними функціональними властивостями та встановлено шляхи їх практичної реалізації. Наведено результати параметричного аналізу сигнальних перетворювачів імпедансу з активуючими негармонічними сигналами. Встановлено залежності впливу тривалості фронтів та гармонік активуючих сигналів на результати вимірювань. Вперше розроблено методику корегування результатів модельних досліджень за тривалістю фронтів та негармонічністю активуючого сигналу. Наведено результати дослідження інтеграторів для квадратурних детекторів та встановлено вплив смуги пропускання операційного підсилювача на величину вихідного сигналу. Показано ефективність використання сигнальних перетворювачів з чотиритактним інтегруванням для мікропроцесорної обробки інформації.

У п'ятому розділі проведено комплексне дослідження похибок вимірювання в процесі сигнального перетворення. Проведено розрахунок величини похибок методом цифрової апроксимації гармонічних сигналів. Встановлено вплив статистичних інструментальних похибок на точність формування активуючого та компенсаційного сигналів. Наведено, спричинені динамічними похибками, обмеження діапазону робочих частот сигнального перетворювача імпедансу.

У шостому розділі представлено результати практичної реалізації сигнальних перетворювачів для сенсорів фізичних величин та інформаційно-вимірювальних систем. Наведено практичні результати використання запропонованих сигнальних перетворювачів в оптичних сенсорах та вимірювальних системах. Представлено структурні схеми побудови розроблених оптичних сенсорів на основі сигнального перетворювача імпедансу для вимірювання параметрів біохімічного складу тканин. Розроблено функціональні схеми та здійснено практичну реалізацію оптичних блоків для засобів неінвазивної діагностики на основі сигнальних перетворювачів імпедансу. За допомогою розробленого апаратно - програмного комплексу проведено дослідження органічних напівпровідникових структур та наведено отримані імпедансні характеристики.

Ключові слова: імпеданс, імпедансна спектроскопія, сигнальний перетворювач, діаграма Найквіста, SPICE модель.

ABSTRACT

Barylo G.I. Structure and parameteric modification of microelectronic impedance signal converters for sensor technology . Proficiency scientific treatise on the rights of the manuscript.

A thesis submitted in fulfilment of the doctor of Engineering Science degree 05.27.01 "Solid State Electronics". - National University "Lviv Polytechnic" of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2017.

The thesis devoted to study the structural elements of the impedance signal converters. The purpose of the structural and parametric modifications is to ensure high performance signal conversion and implementation of galvanostatic and potentiostatic types signal converters noise immunity.

In the first chapter the analysis of modern sensor devices based on impedance converters has been carried out. The main use and functioning area of these sensor devices in the process of measurement are shown. The main methods of materials impedance measuring and the influencing factors of obtained results are given. It is

shown that one of the promising approaches of parametric optimization is the use of SPICE simulation. The necessity of creating new mathematical models, with as close as possible to the real parameters, which provide reproduction of the signal conversion process is established. Based on the analysis of modern microelectronic technology, perspective integral components for the structural elements implementation of impedance type signal converters are shown.

In the second chapter the research and measuring methods of signal converters of impedance parameters is justified. The SPICE modeling impedance spectroscopy schemes are determined. The research of modulation parameters influence of an element base in the SPICE modeling was carried out. The peculiarities of basic nodes constructing models of impedance signal converters are shown. The research methods of galvanostatic and potentiostatic type signal converters are presented.

In the third chapter the results of model research and parametric analysis of signal converters structural elements is presented. Generalized structural schemes and elemental base for practical realization of impedance converters are presented. The influence of the amplifying cascades elements on the transformation function is investigated. The influence of the gain on the information signal for the non-inverting and inverting cascades are established. The method of frequency correction for a quadrature detector is proposed, which ensures an increase in the accuracy of the signal transformation.

In the fourth chapter signal converters with enhanced functional properties were studied. The ways of their practical implementation were established. The results of parametric analysis of impedance signal converters with non-garmonic activation signals are given. The influence of front duration and harmonics of the activation signals on the measurement results are established. Method of results correction of the modeling on the front duration and inconsistency of the activating signal was developed. The results of the integrators studys for quadrature detectors are presented. The influence of the operating amplifier bandwidth on the output signal is determined. The efficiency of signal converters with four-bit integration for microprocessor information processing is shown.

In the fifth chapter, a comprehensive study of measuring errors in the process of signal conversion was carried out. The calculation of the error value by the method of harmonic signals digital approximation was carried out. The influence of statistical instrumental errors on the accuracy of the formation of activating and compensating signals is established. The limitation of the working frequency range of the impedance signal converter, caused by dynamic errors are given.

In the sixth chapter the results of the signal converters practical implementation for physical quantities sensors and information-measuring systems are presented. The results of using proposed signal converters in optical sensors and measuring systems are presented. The structural schemes of developed optical sensors on the basis of the impedance signal converter for measuring the parameters of biochemical composition of tissues are presented. The functional circuits of optical blocks have been developed. The optical blocks for non-invasive diagnostic tools on the basis of impedance signal converters has been implemented. The research of organic semiconductor structures was carried out using the developed hardware and software complex and the impedance characteristics were obtained.

Key words: electrical impedance, impedance spectroscopy, signal converter, Nyquist diagram, SPICE model.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ:

1. **Барило Г.І.** SPICE модель квадратурного синхронного детектора вимірювальних перетворювачів імпедансу / **Г.І. Барило**, В.В. Вірт, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Радіoeлектроніка та телекомунікації : збірник наукових праць. – 2016. – № 849. – С. 126–134.

2. **Барило Г.І.** Методика підвищення точності вимірювального перетворення в імпедансній спектроскопії з врахуванням негармонічності сигналів / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Ф.Ф. Везир, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра, Г.Л. Кучмій // Матеріали сімнадцятої міжнародної науково-технічної конференції. Міжнародний науково-технічний журнал. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 2017. – №2 (58). – С. 73-75. – ISSN: 2219-9365.

3. **Барило Г.І.** Методика підвищення точності вимірювальних перетворювачів імпедансу з врахуванням негармонічності сигналів / Г.І. Барило, Р.Л. Голяка, І.Н. Прудіус, С.Є. Фабіровський // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70 – С.30-36

4. **Barylo Grygoriy.** Method of analysis errors of measuring conversion of impedance spectroscopy with activation nonharmonic signals / Grygoriy Barylo, Roman Holyaka, Volodymyr Virt, Fedir Vezyr // Scientific Journal of the Ternopil National Technical University. – 2017. – №2 (86). – P. 108-116. – ISSN 1727-7108

5. **Barylo G.I.** Parametric analysis of synchronous detector devices of impedance spectroscopy / G.I. Barylo, R.L.Holyaka, V.V. Virt, F.F. Vezyr // Харьковський національний університет радіoeлектроніки. Научно-технічний журнал «Прикладная радиоелектроника». – Том 16. – № 1, 2. – 2017. – с. 41-45.

6. **Барило Г.І.** Інформаційна оптико-електронна система підтримки прийняття рішень щодо ефективності лікувальної процедури / **Г.І. Барило**, А.Н. Зазуляк, О.Т. Кожухар, Н.І. Кус // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія "Інформатика та моделювання": зб. наук. пр. /

Харківський політехнічний інститут. – № 38. – 2012. – С. 9-13. – ISSN 2079-0031

7. **Барило Г.И.** Исследование оптико-электронных систем на основе некогерентных излучателей для высокотемпературной коагуляции в хирургии / **Г.И. Барило**, М.С. Ивах, А.Т. Кожухар, Н.И. Кус, М.М. Гасяк // Биомедицинская инженерия и электроника. – № 2. – 2012. – 5 с

8. **Барило Г.И.** Электронные системы для светолечения отозаболеваний / **Г.И. Барило**, А.М. Зазуляк, А.Т. Кожухар, Х.Б. Иванюк, М.М. Шуфан // Биомедицинская инженерия и электроника. – № 2. – 2012. – 5 с

9. **Барило Г.І.** Апаратурно-програмне забезпечення лікувального процесу в оториноларингології з неперевним оптико-електронним тестуванням біооб'єкта / **Г.І. Барило**, З.Ю. Готра, А.М. Зазуляк, О.О. Кіцера, Н.І. Кус // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2(24). – 2012. – С. 81-85. – ISSN 1681-

10. **Барило Г.І.** Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах / З.М. Микитюк, А.В. Фечан, О.Є. Сушинський, **Г.І. Барило**, О.В. Бойко, Х.Б. Иванюк, П.М. Турик // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2(24). – 2012. – С.147-151. – ISSN 1681-7893

11. **Барило Г.І.** Розробка схемотехнічного рішення для автоматичного регулювання яскравості свічення органічних світлодіодів / Х.Б. Иванюк, З.Ю. Готра, П.Й. Стахіра, В.В. Черпак, Г.І. Барило, І.І. Гельжинський // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки. – № 6/12(66). – 2013. – С. 99-102. ISSN 1729-3774.

12. **Барило Г.І.** Полімер-диспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури / З.Ю. Готра, А.В. Фечан, О.Є. Сушинський, Г.І. Барило, О.В. Бойко, М.В. Вісьтак, О.В. Чабан, Т.В. Пристай // Міжнародний науково-технічний журнал, Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2.(26). – 2013. – С. 131-135. – ISSN: 1681-7893.

13. **Барило Г.І.** Схемотехнічні особливості побудови лікувально-діагностичних приладів на основі мікроконтролерів PSoC / Г.І. Барило, В.В. Вірт, З.Ю. Готра, М.С. Івах, О.Т. Кожухар // Сборник научных трудов "Вестник НТУ "ХПИ" : Інформатика і моделювання. – № 35 (1078), 2014. – С. 15-21. – ISSN: 2411-0558.

14. **Barylo G.** Circuit design for development of pH-sensors / P. Stakhira, V. Cherpak, **G. Barylo**, I. Kremer, N. Kus, O. Boiko // Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, (TCSET'2012), February 21-24, 2012, Lviv-Slavske, Ukraine. – P. 501-501. – ISBN: 978-1-4673-0283-8.

15. **Barylo G. I.** Stimulating Light System to Create a Controlled Effect Relaxation / **G.I. Barylo**, Gotra Z.Yu, A.M. Zazulyak, O.T. Kozhuhar, N.I. Kus // 2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2013. – P. 302-304. – DOI: 10.1109/ELNANO.2013.6552067. – ISBN: 978-1-4673-4672-6.

16. **Barylo G.** Electro-Acoustic Effect in Organic Structure Based on Star-Shaped Carbazole Derivatives / Z. Hotra, D. Volyniuk, V. Cherpak, P. Stakhira, I. Grygorchak, J. V. Grazulevicius, A. Michaleviciute, A. Tomkeviciene, **G. Barylo**, N. Kus & M. Hladun // Molecular Crystals and Liquid Crystals, 589:1, 2014. – P. 67-73. – DOI: 10.1080/15421406.2013.871918.

17. **Barylo Grygoriy.** Three-terminal light-emitting device with adjustable emission color / Vladyslav Cherpak, Andrea Gassmann, Pavlo Stakhira, Dmytro Volyniuk, Juozas V. Grazulevicius, Asta Michaleviciute, Ausra Tomkeviciene, **Grygoriy Barylo**, Heinz von Seggern // Organic Electronics: physics, materials, applications, 15 (2014). – P. 1396–1400. – DOI: 10.1016/j.orgel.2014.04.002.

18. **Barylo G.** Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer preparation / Ivaniuk K., Chapran M., Cherpak V., **Barylo G.**, Stakhira P., Hotra Z., Hladun M. and Dudok T. // Ukrainian Journal of Physical Optics, Vol. 16, Issue 2, 2015, pp. 95 - 102. DOI: 10.3116/16091833/16/2/95/2015.

19. **Barylo Grygoriy.** Optoelectronic Multi-Sensor of SO₂ and NO₂ Gases / Zinoviy Mykytyuk, Andriy Fechan, Vasyl Petryshak, Grygoriy Barylo, Oksana Boyko // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, pp. 402 - 405. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452070. ISBN: 978-6-1760-7807-4.

20. **Barylo Hryhoriy.** Schematic Support of Programmed Polychromatic Treatments with the Preliminary Test for Colour Sensitivity / Zenon Hotra, Oleksandr Kozhukhar, Mariya Ivakh, **Hryhoriy Barylo**, Volodymyr Virt // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, pp. 787 - 789. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452184. ISBN: 978-6-1760-7807-4.

21. **Barylo G.** Detector-emitter system based on integrated organic vertical light emitting device and near-infrared organic photovoltaic cell / **G. Barylo**, V. Cherpak, G. Pakhomov, Z. Hotra, I. Helzhynskyy, M. Hladun, G. Wiosna-Salyga, B. Luszczynska & P. Stakhira // Molecular Crystals and Liquid Crystals, 639:1, 2016, pp.177-185, DOI: 10.1080/15421406.2016.1255075. ISSN: 1542-1406.

22. **Barylo Hryhoriy I.** A device for conducting a dynamic modes of UIAB therapy with automatic process testing / **Hryhoriy I. Barylo**, Zenon Yu. Hotra, Oleksandr T. Kozhukhar, Mariya S. Ivakh, Wojciech Surtel, Marcin Maciejewski // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, Vol. 10031, 2016, pp. 1 - 9, DOI: 10.1117/12.2249168.

23. **Barylo Hryhoriy** Gas sensitive material on the basis of cholesteric-nematic mixture doped carbon nanotubes for optoelectronic NH₃ gas sensor / Vasyl S. Petryshak, Maria V. Vistak, Orest Y. Sushynkyi, Zinoviy M. Mikityuk, Hryhoriy I. Barylo, Maksat Kalimoldayev, Piotr Kisała, Azamat Annabaev // Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104455C (August 7, 2017). – DOI:10.1117/12.2281015.

24. **Barylo Hryhoriy.** The optoelectronic sensor creatinine and urea / Maria V. Vistak, Vasyl Ye. Dmytrakh, Ivan S. Diskovskyu, Lesya I. Kobylinska, Zinoviy M. Mikityuk, Vasyl S. Petryshak, **Hryhoriy I. Barylo**, Roman L. Holyaka, Yedilkhan Amirgaliyev, Wojciech Surtel, Róża Dzierżak // Proc. SPIE 10445, Photonics

Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104453Q (August 7, 2017). – DOI:10.1117/12.2280990.

25. **Barylo Grygoriy**. Optical triglycerides biosensor on the base of cholesteric liquid crystals / Maria Vistak, Vasyl Dmytrah, Zinoviy Mykytyuk, Orest Sushynskiy, **Grygoriy Barylo**, Valentyn Prysiashniuk, Yulia Horbenko // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 31-34. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020058 – ISBN: 978-1-5386-0637-7.

26. **Barylo Grygoriy**. Parametric analysis of impedance spectroscopy measuring transducers considering the non-harmonic signals / **Barylo Grygoriy**, Holyaka Roman, Hotra Zenon, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir, Vistak Maria // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 237-241. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020109. – ISBN: 978-1-5386-0637-7.

27. **Barylo Grygoriy**. Method of Analysis Errors of Measurement Conversion of Impedance Spectroscopy with Activation Nonharmonic Signals / **G. Barylo**, R. Holyaka, Z. Hotra, M. Vistak, V. Virt, F. Vezyr // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: Applications and Properties (NAP). – 2017. – P. 04NESP04-1 - 04NESP04-5. – ISBN: 978-1-5386-2810-2.

28. **Barylo Grygoriy**. Liquid Crystals as an Active Medium of Enzymes Optical Sensors / M. Vistak, V. Dmytrah, R. Fafula, I. Diskovskyi, D. Halytsky, Z. Mykytyuk, O. Sushynskiy, **G. Barylo**, Y. Horbenko // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: Applications and Properties (NAP). – 2017. – P. 04NB13-1 - 04NB13-4. – ISBN: 978-1-5386-2810-2.

29. **Barylo Grygoriy**. Parametric analysis of the input circles of measuring transducers of galvanostatic type impedance / Grygoriy Barylo; Roman Holyaka; Volodymyr Virt; Fedir Vezyr; Zenon Hotra // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). – 29 May-2 June 2017. – P. 1141-1144. – DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100428. – ISBN: 978-1-5090-3006-4.

30. **Barylo G.** Parametric Analysis of Galvanostatic Type Impedance Measuring Front-end / Grygoriy Barylo, Roman Holyaka, Ivan Prudyus, Sergiy

Fabirovsky // 4th international scientific-practical conference problems of infocommunications-science and technology (PIC S&T). – Kharkiv, UKRAINE. – OCT 10-13, 2017. P. 323-326.– DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2017.8246407. ISBN: 978-1-5386-0983-5.

31. **Barylo G.** Parametric Analysis of Input Circuits of Galvanostatic Type Impedance Measuring Transducers / G. Barylo, Z. Mykytyuk, R. Holyaka, M. Vistak, V. Virt, F. Vezyr // *Sensors & Transducers*, Vol. 214, Issue 7, July 2017, – P. 64-68. – ISSN: 2306-8515.

32. **Барило Г.І.** Методика модельних досліджень параметрів вимірювальних перетворювачів імпедансу / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра // 2016 IEEE Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (УкрМі-Ко'2016/УкрМіСо'2016) / Збірник матеріалів науково-технічної конференції. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського. – 2016. – С. 278–280.

33. Патент України на корисну модель UA 104701 U, МПК: (2006.01) G01N 21/00. Пристрій неінвазивного неперервного контролю змін хімічного складу крові / **Г.І. Барило**, М.С. Івах, О.Т. Кожухар, З.Ю.Готра, В.В. Вірт, І.М. Чепак. – № u 2015 08651; заявл. 07.09.2015; опубл. 10.02.2016. Бюл. № 3.

34. Патент України на винахід UA 86967 C2, МПК: H01H 51/00, G01R 27/00. Комутатор сигналів низького рівня / **Г.І. Барило**, Р.В. Кочан, В.В. Кочан,

35. **Hryhoriy Barylo.** Application of the principle of comparing in importance signals for multi-parameter diagnostic technology / Kozhukhar Oleksandr, Barylo Hryhoriy, Ivakh Mariya, Makara Ivanna, Virt Volodymyr // The XIIIth International Conference “The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics” 24-27 February 2015, Polyana-Svalyava, Ukraine. – P. 134-136.

36. **Барило Г.І.** Застосування фотоінформаційних технологій в лікувальних засобах / В.В. Вірт, Г.І. Барило, М.С. Івах, О.Т. Кожухар // «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки»: Праці IV міжнарод. наук.-практ. конф. 26-29 травня 2015 р. – Чернівці: Видавничий дім «Родовід», 2015. – С. 169-171.

37. **Барило Г.І.** Енергоефективний сигнальний перетворювач на основі синхронного детектора / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра, І.П. Кремер // Міжнародна науково-практична конференція «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки». Чернівці 21 – 24 травня, 2016. – С. 144-146.

38. **Барило Г.І.** Функціональна модель сигнального перетворювача для вимірювання імпедансу / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра // Vth International Scientific Practical Conference “Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems” 3–5 November 2016, Chernivtsi, Ukraine. – P. 183.

39. **Барило Г.І.** Параметрична оптимізація активних фільтрів другого порядку / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра, І.П. Кремер // Международная научная конференция MicroCAD - НТУ "ХПИ", 2016. – С. 20.

40. **Барило Г.І.** Методика підвищення точності вимірювального перетворення в імпедансній спектроскопії з врахуванням негармонічності сигналів / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Ф.Ф. Везир, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра, Г.Л. Кучмій // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Матеріали XVII міжнар. наук.-техн. Конференції (8-13 червня 2017 р., м. Одеса); Одес. нац. акад. зв'язку ім. О.С. Попова. – Одеса – Хмельницький: ХНУ, 2017. – С. 72-73.

41. **Барило Г.І.** Parametric Analysis of Input Circles of Measuring Transducers Impedance of Potentiometric Type / Г.І. Барило, В.В. Вірт, Ф.Ф. Везир, Р.Л. Голяка // "Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання" матеріали міжнародної науково-практичної конференції. м. Івано-Франківськ, 15-20 травня 2017 року. – Івано-Франківськ: – 2017. – С. 311–314.

42. **Barylo Grygoriy.** Parametric analysis of impedance spectroscopy measuring transducers considering the non-harmonic signals / Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Notra Zenon, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir, Vistak Maria // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 237-241.

43. **Barylo Grygoriy**. Method of Analysis Errors of Measurement Conversion of Impedance Spectroscopy with Activation Nonharmonic Signals / G. Barylo, R. Holyaka, Z. Hotra, M. Vistak, V. Virt, F. Vezyr // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: (NAP). – 2017. – P. 04NESP04-1 - 4-5.

44. **Барило Г.І.** Вимірювальні перетворювачі імпедансу та їх модельні дослідження // Г.І. Барило, В.В. Вірт, М.В. Вісьтак, Ф.Ф. Везир, Р.Л. Голяка / Матеріали ІХ-ої Українсько-польської науково-практичної конференції "Електроніка та інформаційні технології" (ЕЛІТ-2017). 28–31 серпня 2017 р. Львів-Чинадієво, Україна. – С. 264-265.

45. **Barylo Grygoriy**. Parametric analysis of the input circles of measuring transducers of galvanostatic type impedance / Grygoriy Barylo; Roman Holyaka; Volodymyr Virt; Fedir Vezyr; Zenon Hotra // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering – 29 May-2 June 2017. – P. 1141-1144

46. **Barylo G**. Parametric Analysis of Galvanostatic Type Impedance Measuring Front-end / Grygoriy Barylo, Roman Holyaka, Ivan Prudyus, Sergiy Fabirovskyy // 4th international scientific-practical conference problems of infocommunications-science and technology (PIC S&T). – Kharkiv, UKRAINE. – OCT 10-13, 2017. P. 323-326.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ, ЯКІ ЗАСВІДЧУЮТЬ АПРОБАЦІЮ МАТЕРІАЛІВ ДИСЕРТАЦІЇ:

Основні результати роботи доповідались та обговорювались на: Чотирнадцятій та Пятнадцятій відкритій науково-технічній конференції Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету "Львівська політехніка" з проблем електроніки (Львів, 2011-2012); І-шій Міжнародній науково-практичній конференції «Напівпровідникові матеріали, інформаційні технології та фотовольтаїка» (Кременчук, 2011); ХХ Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (Харків, 2012); VIIIth International Conference Perspective Technologies and Methods in

MEMS Design (Львів, 2012); II Міжнародній науково-практичній конференції Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікації, нано- та мікроелектроніки (Чернівці, 2012); VI International conference on optoelectronic information technologies "Photonics-ODS 2012" (Вінниця, 2012); 6th International Forum on Innovative Technologies for Medicine (ITMED 2012) (Poland, 2012); Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, (TCSET'2012) (Lviv-Slavske, 2012); IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) (Київ, 2013); 7th and 8th International Forum Science and Technology Days Poland –East (Poland, 2013-2014); International Conference Baltic Polymer Symposium (BPS-2013) (Lithuania, 2013); Proceedings of the XIIth International Conference (Lviv-Slavske, 2014); 8th International Forum on Innovative Technologies for Medicine (Poland, 2014); The XIIIth International Conference “The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics” (Polyana-Svalyava (Zakarpattya), 2015); IEEE Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (Київ, 2016); Vth International Scientific Practical Conference “Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems (Чернівці, 2016); XVII міжнародній науково-технічній Конференції Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Одеса, 2017); Міжнародній науково-практичній конференції "Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання" (Івано-Франківськ, 2017); 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT) (Львів, 2017); IX Українсько-польській науково-практичній конференції "Електроніка та інформаційні технології" (ЕЛІТ-2017) (Чинадієво, 2017).

ЗМІСТ

ВСТУП.....	19
РОЗДІЛ 1. ВИКОРИСТАННЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ В МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРАХ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....	31
1.1. Основні тенденції розвитку сенсорних пристроїв на основі сигнальних перетворювачів імпедансу.....	31
1.2. Основні типи сенсорів на основі перетворювачів імпедансу.....	35
1.4. Аналіз структурних рішень сигнальних перетворювачів імпедансу .	45
1.5. Елементна база сигнальних перетворювачів імпедансу.....	52
Висновки до розділу 1	62
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНІ РІШЕННЯ ТА SPICE МОДЕЛІ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ	65
2.1. Задачі SPICE моделювання схем імпедансної спектроскопії	65
2.2. Модуляція параметрів елементної бази в задачах SPICE моделювання.....	79
2.3. SPICE моделі базових вузлів сигнальних перетворювачів імпедансу	84
2.4. Методика досліджень сигнальних перетворювачів імпедансу	89
Висновки до розділу 2	115
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ПАРАМЕТРИЧНИЙ АНАЛІЗ СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ	119
3.1. Узагальнені структурні схеми та елементна база.....	119
3.2. Підсилювальні каскади.....	124
3.3. Вхідні кола сигнальних перетворювачів гальваностатичного типу.....	131

3.4. Вхідні кола сигнальних перетворювачів потенціометричного типу.....	142
3.5. Синхронні детектори	146
Висновки до розділу 3	159
РОЗДІЛ 4. СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІМПЕДАНСУ З РОЗШИРЕНОЮ ФУНКЦІОНАЛЬНІСТЮ	162
4.1. Параметричний аналіз пристроїв імпедансної спектроскопії з активацією негармонічними сигналами	162
4.2. Вплив тривалості фронтів на результат вимірювання	166
4.3. Сигнальні перетворювачі імпедансу з інтеграторами.....	189
4.4. Модифікація сигнальних перетворювачів імпедансу	192
Висновки до розділу 4	202
РОЗДІЛ 5. ВИКОРИСТАННЯ ЦИФРОВИХ МЕТОДІВ ОБРОБКИ АНАЛІЗУ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ.....	205
5.1. Дослідження цифрової апроксимації гармонічних сигналів конвертерів імпедансу	205
5.2. Цифрове оброблення активуючого сигналу в гальваностатичному та потенціостатичному методі вимірювання.....	209
5.3. Дослідження впливу фазочастотних характеристик активуючих джерел сигнальних перетворювачів імпедансу	216
Висновки до розділу 5	235
РОЗДІЛ 6. РЕАЛІЗАЦІЯ ТА АПРОБАЦІЯ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ІМПЕДАНСНОЇ СПЕКТРОСКОПІЇ.....	237
6.1. Сигнальні перетворювачі імпедансу оптичних сенсорів температури	237
6.2. Модифікація і розроблення конвертерів імпедансу для медичних засобів неінвазивної медицини.....	248

	18
6.3. Конвертори імпедансу для сенсорів органічної електроніки	258
Висновки до розділу 6	273
ВИСНОВКИ.....	276
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	281
ДОДАТКИ.....	319

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Стан розвитку науки та техніки переважно визначається рівнем сучасних технічних елементів, пристроїв електронної техніки, які забезпечують дослідження та виробництво в усіх сферах діяльності людини. Значна увага серед них приділяється пристроям сенсорної техніки. Численні провідні фірми, зокрема Analog Devices (США), Texas Instruments (США), STMicroelectronics (Швейцарія), Dynament (Англія), JUMO GmbH & Co KG (Німеччина), DALI Technology (Китай) виділяють величезні кошти на дослідження та розробку ефективних, технологічно привабливих елементів і структур сенсорної техніки. Чільне місце серед них займають мікроелектронні сенсори вимірювання фізичних величин, складу, параметрів матеріалів та електронних пристроїв на їх основі. Серед них виділяються мікроелектронні сенсори, функціонування яких ґрунтується на основі визначення імпедансних характеристик досліджуваного об'єкта. В зв'язку з тим, що імпеданс є пасивною величиною, його вимірювання здійснюється за допомогою сигнального перетворювача імпедансу (СПІ), який формує вихідний інформаційний сигнал (напруга чи струм) відповідно до значення імпедансу, під впливом активуючого сигналу (струм або напруга). СПІ складають основу функціонування сенсорів температури, тиску, аналізаторів газів, біосенсорів тощо. Однак на сьогодні їхні потенційні можливості, з погляду сенсорної техніки досліджені недостатньо, не в повній мірі вивчено параметри СПІ залежно від типу активуючого сигналу (періодичний, неперіодичний, імпульсний) та відхилень параметрів їхніх компонентів, спричинених внутрішніми та зовнішніми факторами. Розширення їхніх функціональних можливостей, підвищення точності значно розширить можливості сучасних пристроїв сенсорної техніки, дасть новий поштовх у розвитку мікроелектронних засобів для дослідження властивостей матеріалів та електронних структур на їх основі. Для цього необхідно вдосконалити засоби програмного моделювання та провести на їх основі структурно-параметричну модифікацію СПІ. Проведені нами попередні дослідження показали

ефективність використання SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis - симулятор електронних схем з відкритим програмним кодом) моделювання, яке забезпечує перевірку нових способів сигнального перетворення, функціональний аналіз схемних рішень, оптимізацію режимів роботи тощо. На основі цього стандарту створюються та постійно оновлюються численні пакети прикладних програм схмотехнічного моделювання, зокрема PSPICE (Personal SPICE), Proteus, LTSPICE (Linear Technology SPICE), MicroCap тощо.

Проведена нами апробація методів SPICE моделювання імпедансних характеристик з використанням базових елементів твердотільної електроніки (активних і пасивних компонентів) показала недостатню ефективність сучасних СП, оскільки в них не враховуються параметри реальних сигналів – їхня форма, амплітуда, негармонічність, а також зовнішні фактори та фактичні параметри компонентів.

Для розширення діапазону вимірювання імпедансу від 10 Ом до 1МОм, у частотному діапазоні 0,01 Гц -1 МГц та похибкою вимірювання не більше 0,1%, необхідно створити нові багатопараметричні моделі базових компонентів – діодів, транзисторів, операційних підсилювачів та джерел сигналів. Дослідження процесів сигнального перетворення імпедансу з використанням таких моделей уможливають виявлення нових закономірностей у процесі формування інформаційного сигналу, створення нових підходів і методики аналізу реальних спектрів та амплітуд досліджуваних сигналів. На основі результатів моделювання необхідно провести структурно-параметричну модифікацію СП, яка забезпечить удосконалення методів обробки сигналу та запропонувати нові схмотехнічні рішення, визначити вимоги до елементної бази, що, своєю чергою, створить можливість їх використання для реалізації широкого кола сенсорних пристроїв.

Тому проведення комплексних досліджень по структурно-параметричній модифікації мікроелектронних СП на основі базових елементів твердотільної електроніки та створення нових схмотехнічних рішень для практичної

реалізації СПІ є актуальною науково-прикладною проблемою електронної техніки.

Зв'язок роботи з науковими роботами, планами і темами. Результати дисертаційної роботи використані під час виконання науково-дослідних тем Національного університету “Львівська політехніка”: “Дослідження та розробка нових матеріалів та технології елементів електронної техніки” № ДР 0196U000169; “Розробка нових структур та сенсорів фізичних величин на основі рідкокристалічних та магнітних матеріалів” № ДР 0100U00486; “Розробка нових елементів та пристроїв електронної техніки на основі нанрозмірних органічних структур” № ДР 0113U003196; “Розроблення елементів та структурно-схемних рішень елементів та пристроїв органічної електроніки для реєстрації шкідливих газів” №ДР 0116U004141; “Оптоелектронний вузол пристрою для реєстрації клітинних об'єктів” №ДР 0113U001376.

Мета і задачі досліджень. Метою роботи є структурно-параметрична модифікація мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу для створення нових сенсорних пристроїв на їх основі.

Для досягнення поставленої мети необхідно розробити та дослідити:

– концепцію побудови нових мікроелектронних сенсорних пристроїв на основі сигнальних перетворювачів імпедансу з розширеними функціональними можливостями;

– SPICE моделі сигнальних перетворювачів імпедансу та їхніх функціональних вузлів, а також методи математичного аналізу інформативного сигналу для підвищення точності сигнального перетворення з урахуванням фазочастотних параметрів активуючих джерел сигналів, температури, модуляції параметрів елементів, часової нестабільності амплітуди, фази, а також впливу зовнішніх джерел сигналів та електромагнітних завад;

– моделі функціональних вузлів, які описують комплексні залежності параметрів компонентів і досліджуваних двополосників для побудови нових сенсорів для дослідження матеріалів та електронних структур органічної електроніки;

– нові схемотехнічні рішення функціональних вузлів сигнальних перетворювачів імпедансного типу з мінімізацією впливу гармонік на інформаційний сигнал у разі активації досліджуваних структур негармонічними сигналами;

– мікроелектронні структури обробки інформаційного сигналу на основі синхронного детектування для розширення функціональності вимірювального перетворення імпедансу та підвищення точності які дають змогу реалізувати принцип надлишковості сигналів та проводити перевірку калібрування сигнальних трактів і компенсацію їх дрейфу нуля та здійснювати безпосереднє інтегрування інформативного струму через досліджуваний двополюсник в перетворювачах потенціостатичного типу;

– залежність впливу параметрів компонентів квадратурних детекторів на точність сигнального перетворення front-end сенсорних пристроїв та визначити їхні робочі режими у вхідних колах сигнальних перетворювачів на основі операційних підсилювачів, які забезпечували б мінімальні частотні спотворення імпедансних характеристик та необхідний рівень вхідного сигналу.

Для практичної реалізації мети роботи необхідно розробити:

– структурні та схемотехнічні підходи для побудови конвертерів імпедансу сигнальних перетворювачів для оптичних сенсорів з високою селективністю інформативного сигналу та ефективним послабленням паразитних складових сигналів від сторонніх джерел світла та електромагнітних завад. Реалізувати частотно-селективні схеми сигнальних перетворювачів для оптичних сенсорів з послабленням паразитних складових сигналів від сторонніх джерел сигналів на основі операційного підсилювача з граничною частотою 1 МГц та ефективним послабленням завад мережі понад 10^4 від частоти інформативного сигналу;

– завадостійкий сигнальний перетворювач імпедансу для оптичних сенсорів неінвазивної медицини, який дає змогу здійснювати дослідження біомедичних параметрів шляхом комплексного аналізу імпедансу;

– нові сенсорні пристрої для дослідження провідності органічних напівпровідникових матеріалів з використанням спеціалізованих моделей типу

елемента Варбурга для частотного діапазону 0,01Гц-100 кГц та реалізувати структури оптичних сенсорів імпедансного типу та інформаційно-вимірювальних систем на основі сучасних продуктивних мікропроцесорних систем ADuC 834 та PSoC, з інтегрованими каналами передачі даних для комп'ютерного аналізу результатів вимірювань.

Об'єктом дослідження є мікроелектронні сигнальні перетворювачі імпедансу.

Предметом досліджень є методи вимірювання імпедансу; математичні моделі, структурні елементи та електрофізичні параметри мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу.

Методи досліджень. Для вирішення наукових завдань, поставлених у дисертації, використовувались: аналіз науково-технічної літератури та інформаційних матеріалів із баз мережі Інтернет; методи аналізу та синтезу електричних кіл, теоретичні основи імпедансної спектроскопії; математичне та імітаційне моделювання елементів сигнальних перетворювачів; методи цифрової обробки сигналів, методи статистичної обробки результатів вимірювань.

Наукова новизна одержаних результатів. У результаті комплексних досліджень фізичних параметрів СПІ отримано такі наукові результати:

1. На основі досліджень запропонованих узагальнених структурних схем мікроелектронних СПІ, які базуються на гальваностатичному та потенціометричному методі вимірювань, виявлено нові закономірності функції перетворення від параметрів активуючого сигналу та відхилень параметрів їхніх компонентів, спричинених внутрішніми та зовнішніми факторами, що покладено в основу її структурно-параметричної модифікації СПІ. Розроблено ряд нових структурних вузлів для перетворювачів імпедансу на основі елементів твердотільної електроніки - джерел сигналів, підсилювачів, фільтрів, детекторів, інтеграторів, у яких враховано вплив температури, модуляції параметрів елементів, часової, амплітудної та фазової нестабільності інформаційного сигналу, а також сторонніх джерел сигналів та електромагнітних завад. Такі СПІ забезпечують формування вихідної напруги в

межах $-2\dots 2\text{В}$ з похибкою сигнального перетворення $0,1\%$ та ефективним зменшенням рівня шуму на 30 dB з можливістю використання 24-х бітного цифрового конвертора для сенсорної техніки.

2. Вперше SPICE моделюванням встановлено, що для зменшення часу встановлення стаціонарного коливного процесу та підвищення точності синхронного детектування в гальваностатичному методі вимірювання початкова фаза гармонічного коливного струму активуючого сигналу повинна бути зміщена на $\pi/2$. Для усунення впливу перехідних процесів під час активації імпульсами струму прямокутної форми необхідно вдвічі скоротити тривалість першого імпульсу.

3. Розроблено новий метод досліджень параметрів СП, який полягає в комплексному дослідженні результатів аналізу електричних кіл при змінному струмі (АС) для ідеалізованого випадку та аналізі перехідних процесів електричних кіл (Transient), під час якого розраховують значення активного ($\text{Re}Z$) та реактивного ($\text{Im}Z$) імпедансу для фактичних параметрів сигналів та елементної бази. Такий розрахунок проводять шляхом синхронного детектування вихідних сигналів та інтегрування результату детектування в часових інтервалах, які відповідають їхнім активним та реактивним складовим відповідно до виразів:

$$V_{SRE} = K_{RE} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)) dt,$$

$$V_{SIM} = K_{IM} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{IM}(t)) dt,$$

де V_{SRE} та V_{SIM} – напруги, що є інформативними сигналами дійсної та уявної складових імпедансу; K_{RE} та K_{IM} – коефіцієнти пропорційності функції перетворення; $V_Z(t)$ – напруга на досліджуваному двополюснику (гальваностатичний метод вимірювання); $A_{RE}(t)$, $A_{IM}(t)$ – знакові функції, що, залежно від фази, набувають значення $+1$ чи -1 ; t_1 , t_2 – часові інтервали інтегрування. Активна складова вихідного сигналу детектується та інтегрується

синфазно із задавальним вхідним сигналом, а реактивна складова – з фазовим зміщенням на $\pi/2$.

4. Вперше встановлено закономірності виникнення похибок, спричинених впливом гармонік імпульсного сигналу під час активації досліджуваних структур негармонічними сигналами. На основі результатів модельних досліджень запропоновано проводити коригування значень імпедансу:

$$\operatorname{Re} Z_{COR}(f) = \operatorname{Re} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{RE}(k) \operatorname{Re} Z_{PLS}(kf),$$

$$\operatorname{Im} Z_{COR}(f) = \operatorname{Im} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{IM}(k) \operatorname{Im} Z_{PLS}(kf),$$

де $k = 3, 5, \dots, m$, f – основна частота; kf – частоти гармонік імпульсного сигналу; $\operatorname{Re} Z_{PLS}(f)$, $\operatorname{Im} Z_{PLS}(f)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на основній частоті f імпульсного сигналу; $\operatorname{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\operatorname{Im} Z_{PLS}(kf)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на частотах kf гармонік Н3, Н5, Н7...; $\operatorname{Im} Z_{COR}(f)$, $\operatorname{Re} Z_{COR}(f)$ – результати корекції, відповідно, активної та реактивної складових; $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ – коефіцієнти корекції, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу.

5. Розроблено методику модельних досліджень параметрів СПІ з використанням негармонічного активуючого сигналу прямокутної форми, яка використовує розроблені моделі функціональних джерел напруги NFU та струму NFI і дає змогу визначити вплив високочастотних гармонік кратних частоті активуючого сигналу на величину активної та реактивної складових вимірюваного імпедансу, що вдічі підвищує точність перетворення.

6. Вперше виявлено закономірності впливу параметрів компонентів квадратурних детекторів на точність сигнального перетворення front-end сенсорних пристроїв. Встановлено, що коефіцієнти підсилення сигналів у вхідних колах перетворювачів повинні бути мінімально можливими, причому частотні спотворення імпедансних характеристик інвертуючим підсилювачем

при $K_V=-1$ в порівнянні з неінтегруючим підсилювачем (повторювачем напруги) при $K_V=1$ є більшими; а відтак, у вхідних перетворювачах імпедансної спектроскопії пріоритет використання мають повторювачі напруги.

7. Для розширення функціональності вимірювального перетворення імпедансу та підвищення точності вимірювання використано чотиритактне інтегрування інформаційного сигналу, яке дає змогу реалізувати принцип надлишковості сигналів та проводити перевірку калібрування сигнальних трактів і компенсацію їхнього дрейфу нуля та здійснювати безпосереднє інтегрування інформативного струму через досліджуваний двополюсник у перетворювачах потенціостатичного типу. Вперше показано можливість розширення функціональності вимірювального перетворення імпедансу з використанням методу чотиритактного інтегрування сигналу, яке полягає у формуванні чотирьох інформативних сигналів, зокрема напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} , кожна з яких відповідає результатам інтегрування у відповідних чотирьох тактах (чверть-періодах) сигналу активації. Знакові функції $A_{Q1}(t)$, $A_{Q2}(t)$, $A_{Q3}(t)$, $A_{Q4}(t)$, що визначають ці сигнали, приймають значення 1 в інтервалах часу: $A_{Q1}(t) = 1 @ t = [0...π/2]$; $A_{Q2}(t) = 1 @ t = [π/2...π]$; $A_{Q3}(t) = 1 @ t = [π...3π/2]$; $A_{Q4}(t) = 1 @ t = [3π/2...2π]$.

8. Проведено структурно-параметричну модифікацію СПІ на основі мікропотужних операційних підсилювачів та швидкодіючих аналогових комутаторів. Встановлено залежності амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик від смуги пропускання операційних підсилювачів. Показано, що перевагою розроблених конвертерів імпедансу є висока завадостійкість з відношенням сигнал-шум понад 85 дБ.

9. На основі розроблених високочутливих СПІ створено органічні сенсорні структури для визначення рухливості носіїв заряду, гібридні органо-неорганічні структури для визначення інтенсивності ІЧ випромінювання, сенсорні пристрої та вимірювальні системи неінвазивної медицини для вимірювання параметрів біоматеріалів, а також оптичні сенсори для визначення параметрів речовин і газових середовищ.

Практичне значення одержаних результатів. За результатами досліджень розроблено:

– функціональні вузли СПІ для гальваностатичного та потенціостатичного методу вимірювань;

– частотно-селективні схеми СПІ для оптичних сенсорів з послабленням паразитних складових сигналів від сторонніх джерел сигналів на основі операційних підсилювачів з граничною частотою 1 МГц та ефективним послабленням завад мережі понад 10^4 від частоти інформативного сигналу;

– завадостійкі СПІ для оптичних сенсорів неінвазивної медицини, які уможливають дослідження біомедичних параметрів шляхом комплексного аналізу імпедансу на частотах 0.1-12 Гц під час активації оптичним випромінюванням інфрачервоного діапазону в межах 950- 1500 нм;

– перетворювачі імпедансу для дослідження провідності органічних напівпровідникових матеріалів з використанням спеціалізованих моделей типу елемента Варбурга для частотного діапазону 0,01Гц - 100 кГц та структури оптичних сенсорів імпедансного типу та інформаційно-вимірювальних систем на основі сучасних мікропроцесорних систем ADuC 834 та PSoC з інтегрованими каналами передачі даних, які використовуються для комп'ютерного аналізу результатів вимірювань.

Новизна практичних розробок захищена патентами України на корисні моделі. Результати дисертації використовуються під час підготовки спеціалістів напрямку “Електроніка” Національного університету “Львівська політехніка”, у ході виконання науково-дослідних робіт на підприємствах електронної промисловості. Результати впровадження підтверджено відповідними актами.

Особистий внесок здобувача. У дисертаційній роботі узагальнені результати теоретичних та експериментальних досліджень, виконаних автором самостійно і у співавторстві, де йому належить вибір і обґрунтування напрямків досліджень, постановка задач, розробка методів вимірювання фізичних величин на основі сигнальних перетворювачів імпедансу. За участю автора були розроблені та експериментально досліджені макети сигнальних перетворювачів

для пристроїв неінвазивної медицини, оптичних сенсорів фізичних величин, інформаційно-вимірювальних систем для дослідження пристроїв органічної електроніки. Основні наукові результати, подані в дисертації, автор отримав особисто. В наукових працях, опублікованих у співавторстві основні результати, отримано за безпосередньої участі автора на всіх етапах роботи. Основні результати дослідження та структурно-параметричної модифікації мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу для сенсорної техніки наведено в монографії [2]. Теоретичне обґрунтування методик структурно-параметричної модифікації мікроелектронних СПІ представлено в роботах [81,82,86,111,121-125,177]. Автором розроблено методики підвищення точності вимірювань СПІ гальваностатичного [126,134,135] та потенціометричного [128] типу, розроблено SPICE моделі квадратурного синхронного детектора [123,124,130], досліджено модуляцію параметрів електронних компонентів у задачах SPICE моделювання [123-128], проведено структурно-параметричний аналіз СПІ під час активації негармонічними сигналами [81,82,127,181], досліджено СПІ на основі синхронного детектора [123,124], досліджено входні кола та пристрої комутації СПІ [126,128,134] , встановлено ефективність використання чотиритактного детектування, яке забезпечує додаткову інформативність корисного сигналу [45], проведено параметричну оптимізацію активних фільтрів другого порядку синхродетекторів [85], розроблено СПІ для дослідження параметрів органічних матеріалів [22,23,48,49,250,271,275], досліджено та розроблено СПІ для медичних пристроїв на основі неінвазивних методів вимірювань [43,50,51,261,266,267,278], розроблено синхронні детектори вимірювальних перетворювачів імпедансу для оптичних сенсорів фізичних величин [42,47,247,248,261,266].

Апробація результатів дисертації. Основні результати роботи доповідались та обговорювались на: Чотирнадцятій та П'ятнадцятій відкритих науково-технічних конференціях Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету "Львівська політехніка" з проблем електроніки (Львів, 2011-2012); І-шій Міжнародній науково-практичній конференції «Напівпровідникові матеріали, інформаційні технології

та фотовольтаїка» (Кременчук, 2011); XX Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (Харків, 2012); VIIIth International Conference Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (Львів, 2012); II Міжнародній науково-практичній конференції Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікації, нано- та мікроелектроніки (Чернівці, 2012); VI International conference on optoelectronic information technologies "Photonics-ODS 2012" (Вінниця, 2012); 6th International Forum on Innovative Technologies for Medicine (ITMED 2012) (Poland, 2012); Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, (TCSET'2012) (Lviv-Slavske, 2012); IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) (Київ, 2013); 7th and 8th International Forum Science and Technology Days Poland –East (Poland, 2013-2014); International Conference Baltic Polymer Symposium (BPS-2013) (Lithuania, 2013); Proceedings of the XIIth International Conference (Lviv-Slavske, 2014); 8th International Forum on Innovative Technologies for Medicine (Poland, 2014); The XIIIth International Conference “The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics” (Polyana-Svalyava (Zakarpattya), 2015); IEEE Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (Київ, 2016); Vth International Scientific Practical Conference “Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems (Чернівці, 2016); XVII міжнародній науково-технічній Конференції Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Одеса, 2017); Міжнародній науково-практичній конференції "Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання" (Івано-Франківськ, 2017); 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT) (Львів, 2017); IX Українсько-польській науково-практичній конференції "Електроніка та інформаційні технології" (ЕліТ-2017) (Чинадієво, 2017).

Публікації. Результати дисертації опубліковано в 48 наукових працях, зокрема в 1 монографії, 25 статтях у наукових фахових виданнях України, 16

статтях у реферованих журналах, які входять до міжнародних наукометричних баз даних IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus, 33 публікаціях у матеріалах міжнародних і всеукраїнських наукових конференцій та в одному навчальному посібнику. За матеріалами дисертаційної роботи отримано 2 авторських свідоцтва на винаходи та корисні моделі.

Структура та об'єм дисертації. Дисертація складається зі вступу, 6 розділів, висновку та списку літератури. Вона містить 299 сторінок тексту, 220 рисунків, 13 таблиць та 292 використаних джерела літератури.

РОЗДІЛ 1. ВИКОРИСТАННЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ В МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРАХ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

1.1. Основні тенденції розвитку сенсорних пристроїв на основі сигнальних перетворювачів імпедансу

При проведенні фундаментальних досліджень в галузі електронної техніки використовують широку гаму сенсорів фізичних величин, які визначають параметри та можливості матеріалів та електронних структур на їх основі. Сучасні методи вимірювання фізичних параметрів матеріалів базуються на електрофізичних ефектах в матеріалах та структурах. Широке застосування в даному напрямку знаходять мікроелектронні сенсори, які базуються на технології мікроелектроніки та інтегральних електронних структурах. Одним з перспективних напрямків побудови сенсорних пристроїв є використання імпедансних характеристик матеріалів або структур (імпеданс – це комплексний опір, який складається з суми активного та реактивного опорів), при якому розглядається система (матеріал або структура) [1-3], в якій значення імпедансу є відгуком системи на зовнішні впливи, які поділяються на стимульні та зондувальні і можуть бути електричними, оптичними, механічними, тепловими та іншими. Стимульні сигнали викликають перетворення – «фізичний параметр – імпеданс», який є пасивною величиною. Зондувальні сигнали завжди електричні і їх використання пов'язане з тим, що імпеданс є пасивною величиною. Вимірювання фізичних параметрів за допомогою імпедансу ґрунтується на аналізі взаємодії електричного сигналу впливу з елементами внутрішньої структури досліджуваного матеріалу (об'єкта вимірювань). основою вимірювання імпедансу є встановлення його зв'язку з первинними фізичними параметрами [4]. На основі результатів вимірювання імпедансу за встановленими залежностями отримується інформація про значення контрольованої фізичної величини.

Імпедансний метод вимірювань забезпечує неруйнівну дію сигналу впливу об'єкт вимірювання, високу інформативність, простоту реалізації, придатну до повної автоматизації вимірювального процесу та оперативне одержання результатів [5].

Теоретичні основи імпедансних вимірювань для різноманітних дослідницьких задач та технологічного контролю розглянуто в [6]. Увага до створення сенсорів на основі перетворювачів імпедансу знайшла широке підтвердження в зростанні кількості публікацій в даному напрямку (рис.1.1).

Для вимірювання імпедансу, використовується зовнішнє джерело енергії з допомогою якого формується сигнал впливу для збудження внутрішньої структури досліджуваного матеріалу. В результаті взаємодії виникає інформаційний сигнал, який відображає реакцію структури матеріалу на прикладений потенціал (рис.1.2). Результатом реакції є електричний сигнал, який після попереднього підсилення та оброблення відображає характеристики матеріалу.

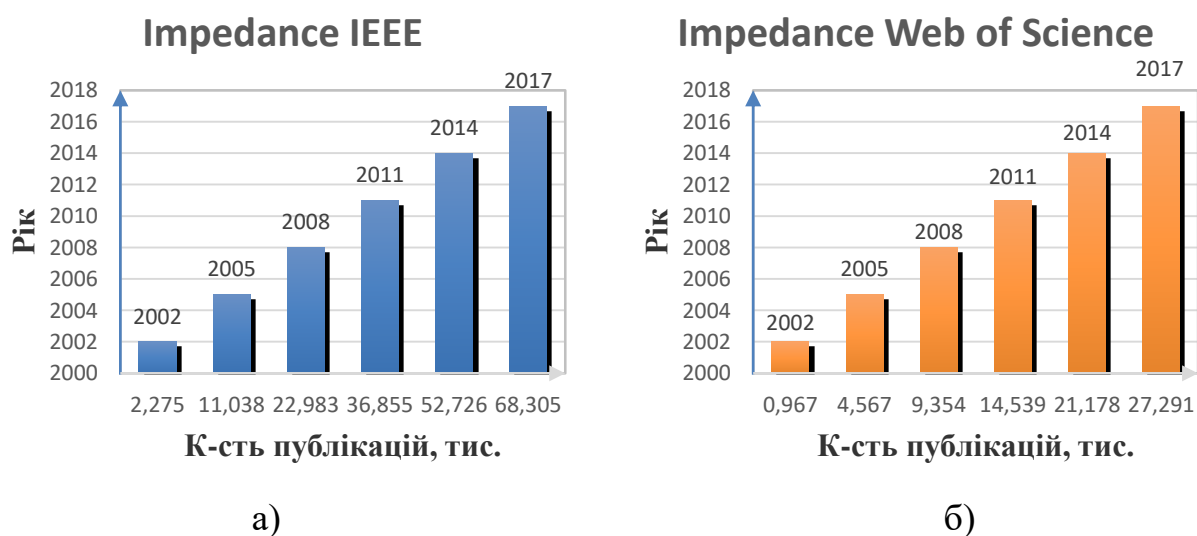


Рис. 1.1. Статистика опублікованих наукових праць за тематикою імпедансу видань IEEE (а) та Web of Science (б)

Для вимірювання імпедансу використовують два режими – потенціостатичний та гальваностатичний. В потенціостатичному режимі сигналом впливу є напруга, а в гальваностатичному – струм [1].



Рис. 1.2. Структурна схема вимірювача імпедансу

Узагальнена структурна схема сенсорного пристрою на основі перетворювача імпедансу представлена на рис.1.3. Пристрій складається з генератора сигналу впливу, попереднього підсилювача, фільтра, детектора та блоку обробки та відображення. Структурні елементи сенсора, які використовуються в процесі формування та виділення інформаційного сигналу утворюють сигнальний перетворювач. Інформаційний сигнал містить інформацію про величину виміряного імпедансу, яка відображається з допомогою напруги чи струму, залежно від вибраного методу вимірювання.

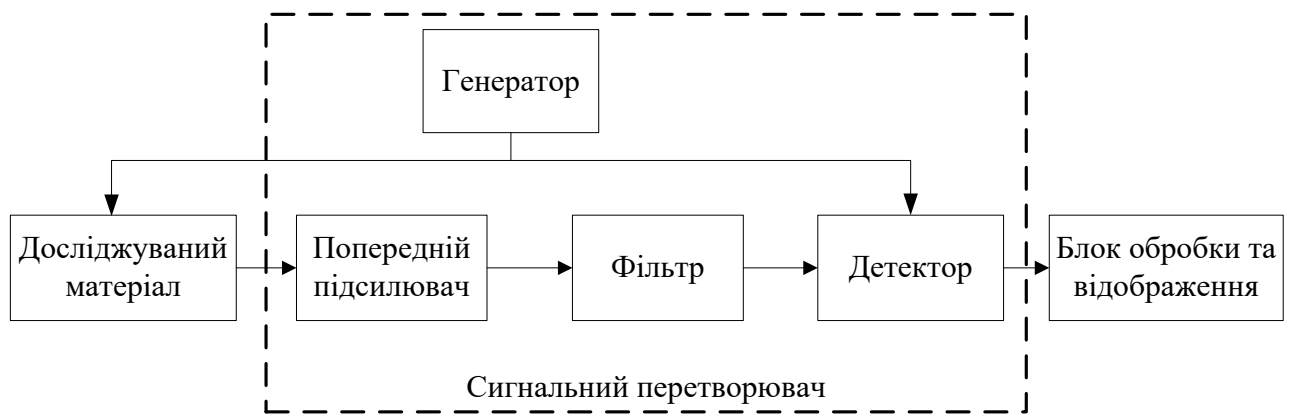


Рис. 1.3. Структурна схема сенсорного пристрою на основі перетворювача імпедансу

Процес вимірювання імпедансу складається з наступних основних етапів [1,2]:

- формування сигналу впливу;
- сигнальне перетворення;
- виділення інформативних параметрів сигналу;

- вимірювання значення інформативних параметрів сигналу;
- візуальне відображення результатів.

Для формування сигналів зовнішнього впливу використовують гармонічні, негармонічні, імпульсні, джерела постійного струму. Відгук на сигнал впливу поступає на сигнальний перетворювач і реалізується в переважній більшості на операційних підсилювачах. Виділення інформативних параметрів імпедансу здійснюється шляхом детектування сигналу з перетворювача. Для вимірювання значень параметрів імпедансу використовуються аналогово-цифрові перетворювачі. Отримані значення результатів вимірювання відображаються з допомогою відповідних засобів або передаються в комп'ютерні системи для подальшої обробки та аналізу.

Сенсорна електроніка на основі перетворювачів імпедансу в цілому представлена в роботах [2-76]. Серед загальної кількості представлених праць можна виділити наступні групи, в яких відображено сенсори реєстрації та вимірювання фізичних величин матеріалів: температури [11,12,15,41], концентрації [14,29,42], діелектричні провідності [9,10], кислотності [44], інтенсивності випромінювання [25,27,28,48], відстані [14,16,30], ємності [8,16];

В даний час постійно вдосконалюються сенсори на основі перетворювачів імпедансу [2,12,16,71]. Підвищується їх ефективність функціонування [32,33], точність [31], стабільність [62,63], завадостійкість [64,65].

На основі перетворювачів імпедансу створюється нова медична сенсорна техніка [17-19,51-54,56,57], зокрема для вимірювання:

- параметрів шкіри [42-45];
- крові [13,47];
- імпеданс тканин [20,21,46,50];
- вмісту глюкози [55].

Перспективним застосуванням сенсорів імпедансного типу є побудова сенсорів імпедансного типу для контролю матеріалів органічної електроніки [22-28,48,49].

Питанням розвитку сучасної схемотехніки сигнального перетворення в сенсорних пристроях на основі перетворювачів імпедансу присвячена література [34-40,55,58-61]. На даний час існує ряд проблем вирішення яких дозволить створити нові сенсорні пристрої з підвищеною точністю, розширеним діапазон, високою відтворюваністю та автоматизацією процесу вимірювання:

- вдосконалити процес SPICE моделювання схем імпедансної спектроскопії;
- дослідити вплив модуляції параметрів елементної бази в задачах моделювання;
- провести параметричний аналіз базових вузлів сигнальних перетворювачів імпедансу;
- вдосконалити методику досліджень сигнальних перетворювачів;
- здійснити параметричний аналіз структурних схем та елементної бази;
- провести дослідження та параметричний аналіз структурних елементів перетворювачів імпедансу;
- дослідити параметри джерел зовнішнього впливу сигнальних перетворювачів імпедансу;
- визначити шляхи подальшого вдосконалення сигнальних перетворювачів.

1.2. Основні типи сенсорів на основі перетворювачів імпедансу

Розглянемо принцип функціонування перетворювача на основі імпедансу гальваностатичного методу [2].

Генератор формує зовнішній сигнал впливу (рис. 1.4), який активує вимірювальний перетворювач, до якого в свою чергу, під'єднаний об'єкт вимірювання з імпедансом Z . В результаті взаємодії чого формується інформаційний сигнал, який містить інформацію про активну і реактивну складову імпедансу значення величини яких реєструється вимірювачем.

Стимулюючим впливом в цьому методі (рис. 1.5) використовується сигнал синусоїдальної напруги:

$$U = U_m \cdot \sin(\omega t),$$

де U_m - амплітудне значення напруги; t - час; ω - циклічна частота ($\omega = 2\pi f$, f - частота).



Рис. 1.4. Гальваностатичний метод вимірювання

В результаті чого вимірюється утворений струм:

$$I = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi),$$

де I_m - амплітудне значення струму; φ - зсув фаз.



Рис. 1.5. Синусоїдальні сигнали прикладеного сигналу (потенціалу) та аналізованого відгуку (струму)

У даній формулі φ є зсувом фаз між напругою і струмом. При $\varphi = 0$ досліджуваний об'єкт має резистивний характер (заряд повністю переноситься через систему за половину періоду), а при $\varphi = \pi/2$ є ємнісною (заряд повністю заряджає систему, енергія зберігається в електростатичному вигляді).

Співвідношення між властивостями системи і відгуком на періодичний вплив є дуже складним, якщо розглядати його в залежності від часу. Для вирішення цього співвідношення необхідно розв'язати систему диференціальних рівнянь.

Для спрощення обробки вимірюного імпедансу проводиться аналіз відгуку системи при змінній частоті [1], розглядаючи тільки фіксований у часі сигнал. Математично це еквівалентно перетворенню Фур'є, в результаті чого незалежною змінною стає частота. Слід зазначити, що закон Ома для кола змінного струму за формою збігається з законом для постійного струму, але вимагає введення комплексних змінних:

$$I(j\omega) = U(j\omega) / Z(j\omega),$$

де j - уявна одиниця; $I(j\omega)$ - комплексне значення струму; $U(j\omega)$ - комплексне значення напруги; $Z(j\omega)$ - комплексне значення опору.

Комплексна функція $Z(i\omega)$ є аналогом опору для кола змінного струму і представляє функцією імпедансу. В результаті появи залежності, аналогічної закону Ома, між комплексними значеннями струму $I(j\omega)$ і напруги $U(j\omega)$, значно спрощується обробка експериментальних даних з використанням методу еквівалентних схем. Таке перетворення може бути зроблено не тільки для дискретної системи, але і для розподіленої. Перетворення Фур'є приводить систему диференціальних рівнянь до вигляду, що нагадує закон Ома лише за умови лінійності і стаціонарності відгуку системи. Імпеданс є більш загальною характеристикою електричної мережі, ніж опір, оскільки він бере до уваги фазовий зсув. На комплексній площині (рис. 1.6) функція $Z(j\omega)$ буде представлена вектором, що має довжину $|Z(j\omega)|$, і координати кінця вектора дійсної Z' , і уявної Z'' частини імпедансу:

$$Z' = \operatorname{Re}(Z) = |Z(j\omega)| \cdot \cos(\varphi),$$

$$Z'' = \operatorname{Im}(Z) = |Z(j\omega)| \cdot \sin(\varphi),$$

де φ - зсув фази, який відповідає куту між вектором Z і віссю $\operatorname{Re}(Z)$; $\operatorname{Re}(Z)$ - дійсна частина, яка характеризує активну складову імпедансу та уявна - реактивну складову $\operatorname{Im}(Z)$.

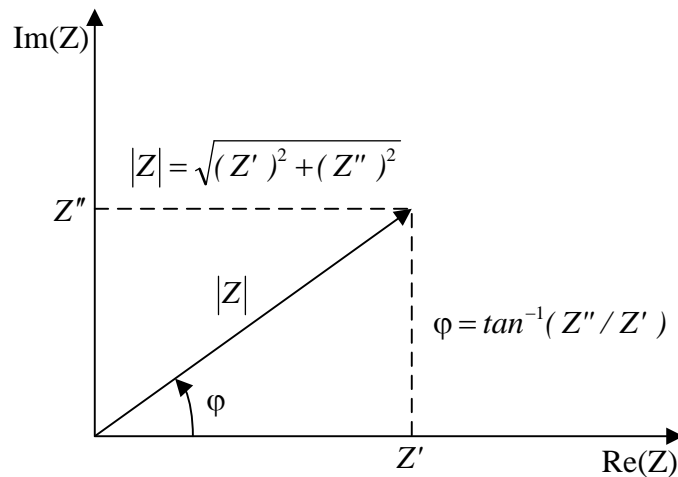


Рис. 1.6. Представлення вектора імпедансу на комплексній площині

Оскільки імпеданс є комплексною величиною, то при $\varphi = 0$ його уявна частина $\text{Im}(Z)$ дорівнює нулю. В цьому випадку імпеданс не залежить від частоти.

1.3. Еквівалентні схеми електричного імпедансу

Загальна послідовність та основні етапи вимірювання методом імпедансної спектроскопії наведена на рис. 1.7 [4]. Експериментальні дані для заданої системи можуть бути проаналізовані за допомогою точної математичної моделі, основу якої складає фізична модель, яка дає можливість визначити імпеданс системи $Z_t(\omega)$, або за допомогою емпіричного методу еквівалентних схем, який дозволяє визначити імпеданс $Z_{ec}(\omega)$. У двох методах всі параметри системи можуть бути встановлені і зіставлені з експериментальними даними. Для цього зазвичай використовується нелінійний метод найменших квадратів.

Детальна фізична модель всіх процесів, які можуть відбуватися в структурі досліджуваного матеріалу є складною. Крім цього, вона може виявитися надто складною для використання в процесі оброблення експериментальних даних. В такому випадку зазвичай проводиться апроксимація імпедансу досліджуваного об'єкта $Z_e(\omega)$ з імпедансом еквівалентного електричного кола $Z_{ec}(\omega)$, яке складається з набору ідеальних

резисторів, конденсаторів, індуктивностей. У таких електричних колах опір показує шляхи провідності, і кожен такий резистор може враховувати або об'ємну провідність зразка, або хімічний процес, який протікає на межі розподілу.

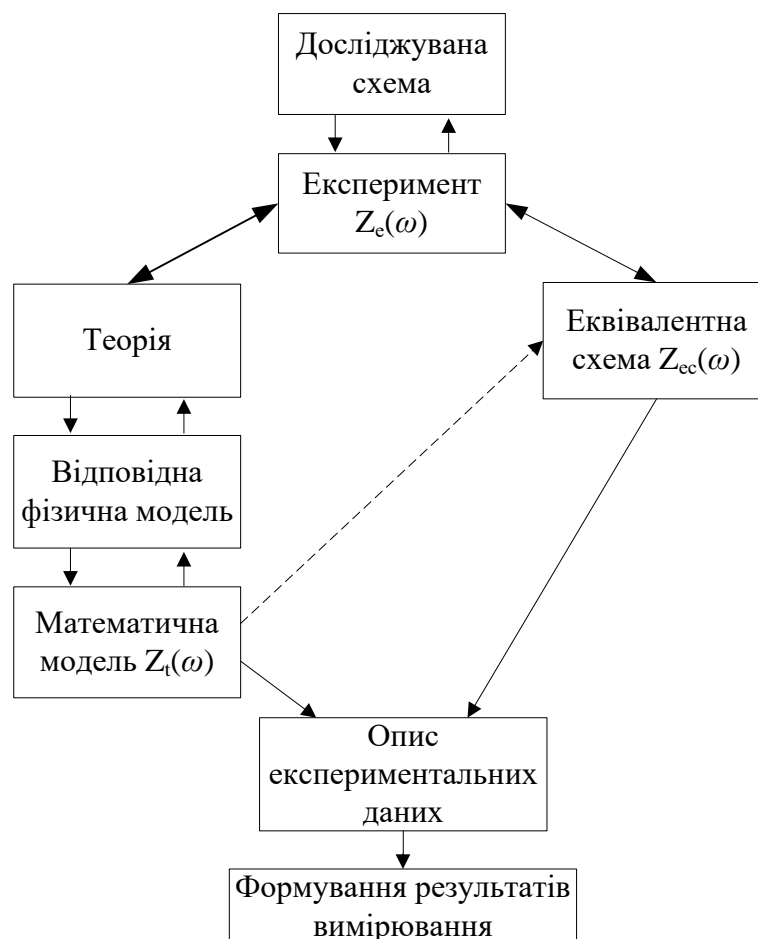


Рис. 1.7. Загальна послідовність та основні етапи вимірювання методом імпедансної спектроскопії

Ємності еквівалентних схем відображають просторові розподіли зарядів в поляризованих областях структури матеріалу. Індуктивність не відноситься до фізико-хімічних процесів внутрішньої системи досліджуваного матеріалу і належить до паразитних завод, від проводів які підключаються. Варто відзначити, що резистори, ємності та індуктивності вважаються об'єктами з точковими ідеальними характеристиками. Реальні ж елементи мають кінцеві розміри і певний об'єм, тому в реальному колі, наприклад, у кожного резистора є певна паразитна ємність і наявність затримки відгуку на зміну зовнішнього впливу.

Основними елементами еквівалентних схем [1] є набори резисторів та конденсаторів, комбінації яких, шляхом послідовного, паралельного, та змішаного з'єднання дають можливість отримати еквівалентні схеми складних об'єктів. Найпростішими базовими комбінаціями які входять до складу складних систем є паралельне RC- коло та послідовне RC- коло, які складається з резистора R_1 та конденсатора C_1 (рис. 1.8).

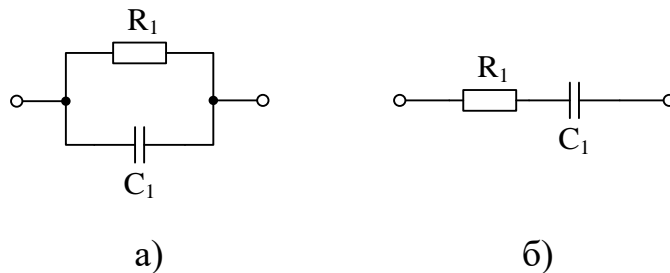


Рис. 1.8. Паралельне RC-коло а) та послідовне RC-коло б)

З'єднавши резистор і конденсатор паралельно, виникне тимчасова константа $\tau_D = CR$, яка називається діелектричним часом релаксації матеріалу. Переважно вона настільки мала ($<10^{-7}$ с), що навіть при найвищих частотах (ω_{max}) умова $\omega_{max} \tau_D \ll 1$ виконується, і лише незначна частина кривої (рис. 1.9, а) присутня на експериментальному наборі даних. З пониженням частоти час релаксації зростає, в результаті можлива поява півкола, зумовленого на годографі імпедансу. Однак, оскільки максимальна частота на годографі відповідає умові $\omega_{max} \tau_D = 1$, повне півколо може бути отримане тільки за умови $\omega_{max} \tau_D \gg 1$ (точка O – центр). Відповідно діаграма Найквіста [2] для послідовного RC- кола зображена на рис. 1.9, б).

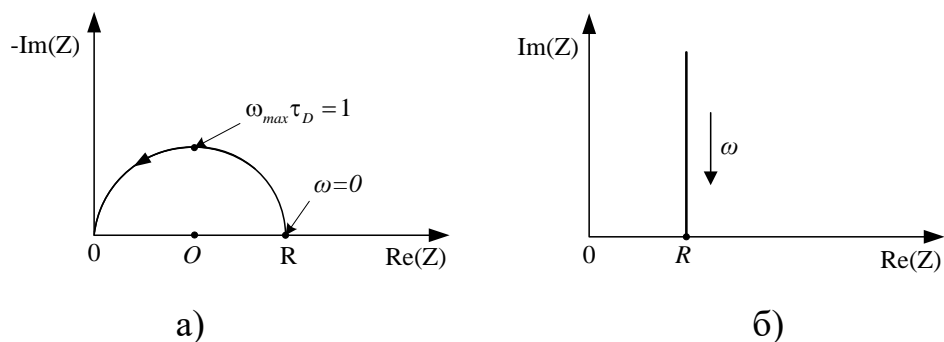


Рис. 1.9. Діаграма Найквіста імпедансу: а) - паралельного RC-кола;
б) - послідовного RC-кола

На зображенні годографа імпедансу в комплексній площині стрілка вказує на напрям збільшення частоти при проведенні експерименту. Осями для зображень годографа паралельного RC- кола є $(-Im(Z))$ і $Re(Z)$, а не $Im(Z)$ і $Re(Z)$, оскільки з'являються експериментальні точки. Аналогічно можна ввести змінну $Z^* = Z' + jZ''$ замість Z , тоді віссю координат стане $Im(Z^*)$ замість $(-Im(Z))$.

Імпеданс електричного паралельного та послідовного RC-кола [1]:

$$Z(\omega) = \frac{R}{1 + j\omega RC}; \quad Z(\omega) = R - j \frac{1}{\omega C}.$$

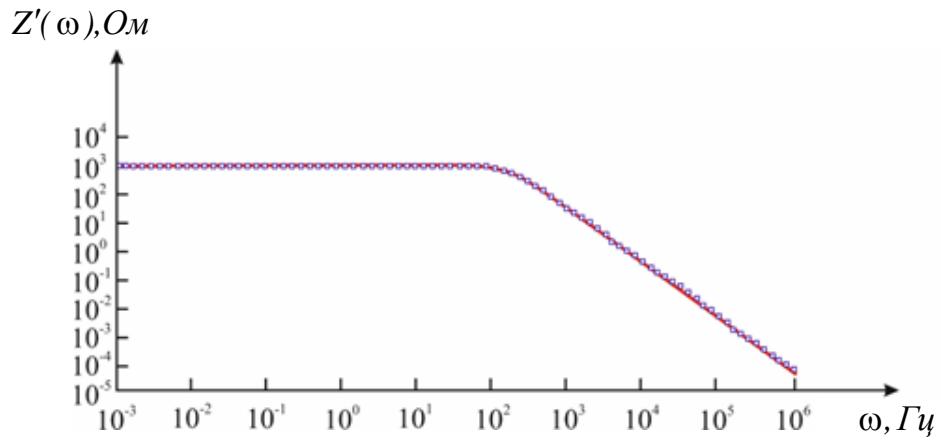
Щоб знайти активну і реактивну складову імпедансу для паралельного RC-кола з виразу $Z = Z' + jZ''$, множимо і розділимо праву сторону на $(1 - j\omega RC)$:

$$Z(\omega) = \frac{R - j\omega RC^2}{1 + (j\omega RC)} = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega CR^2}{1 + (\omega RC)^2}.$$

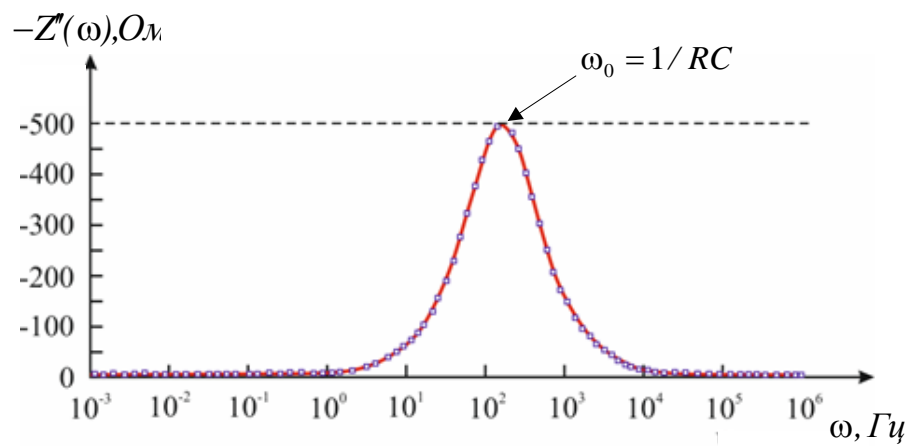
Отже, активна Z' та реактивна Z'' складова імпедансу:

$$Z' = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2}; \quad Z'' = -j \frac{\omega CR^2}{1 + (\omega RC)^2}.$$

Зображення годографа паралельного RC- кола, що представлено на рис. 1.9 а, відображає залежність від частоти, які представлені уявною змінною та є достатньо інформативними. Однак, відсутність частоти у вигляді уявної складової не дає можливості проводити частотний аналіз досліджуваних кіл. Тому для відображення залежностей імпедансу від частоти ω використовується представлення Боде для дійсної та уявної складової імпедансу (рис. 1.10). Для малих частот опір конденсатора прямує до безмежності, тому повний опір RC елемента обмежується величиною активного опору R . В області високих частот ($\omega \rightarrow \infty$) реактивний опір конденсатора наближається до нуля. Тому повний опір паралельного RC- кола на високих частотах швидко прямує до нуля. Результати досліджень імпедансу зручно представляти у вигляді трьохмірного зображення (рис. 1.11), яке відображає залежність дійсної та уявної складової аімпедансу від частоти [4].



а)



б)

Рис. 1.10. Амплітудно-частотні характеристики паралельного RC-кола, дійсної – (а) та уявної – (б) складових імпедансу

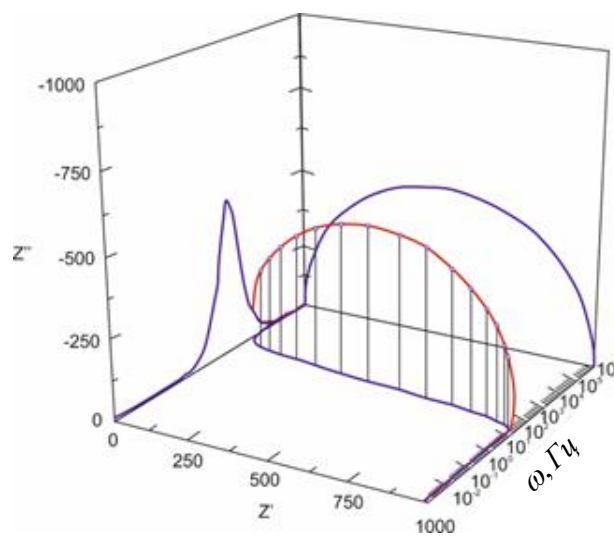


Рис. 1.11. Трьохмірне представлення імпедансу для паралельного RC-кола

На графіках амплітудо-частотних залежностей спостерігається характерна частота $\omega_0 = 1/RC$, за якої графік дійсної частини імпедансу має перегин, а модуль уявної частини імпедансу досягає максимального значення $R/2$. Ця частота визначає характерний час релаксації перехідних процесів.

Вказані базові комбінації RC- кіл використовуються для побудови моделей внутрішніх систем досліджуваних матеріалів. Такі моделі відображають поведінку досліджуваного об'єкта та теоретичні гіпотези прийняті при постановці задачі.

Побудова адекватної моделі [11] є важливим етапом в процесі якого забезпечується:

- відповідність моделі експериментальним даних;
- кількісні та якісні параметри;
- відсутність внутрішніх протиріч.

Для проведення імпедансних досліджень використовуються структурні моделі досліджуваних матеріалів. Структурне моделювання використовує системний підхід в якому досліджуваний об'єкт розглядається як система, що складається з сукупності підсистем та елементів. В процесі моделювання створюються власні та використовуються типові структурні моделі - модель Максвелла, драбинчаста, модель Войта. Описані три основні структури є базисними. При моделюванні реальних об'єктів з метою повного відображення природи явищ виникає необхідність у використанні змішаних структур, тобто комбінацій з описаних вище трьох структур. Як видно з схематичного зображення основних модельних структур, вони побудовані з окремих елементів, пов'язаних певним способом між собою. При цьому можуть бути виділені два основних типи зв'язків - послідовні і паралельні, в залежності від того, які величини при цьому типі зв'язку сумуються. Драбинчаста структура дещо специфічна - вона складається з послідовно чергуючих паралельних і послідовних зв'язків.

В процесі зовнішнього електричного впливу на досліджуваний об'єкт у ньому може проходити більше ніж один процес. Для зручності відображення одночасного протікання певних реакцій чи явищ використовується модель

Максвелла [1], яка ґрунтується на аналогії з розгалуження струму в гілках електричного кола. Модель складається з паралельних гілок, причому кожна гілка має свою власну структуру (рис. 1.12).

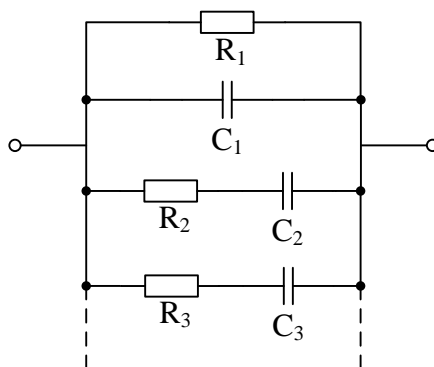


Рис. 1.12. Модель Максвелла

Фізичний зміст моделі Максвелла можна інтерпретувати, як відображення одночасного проходження паралельних явищ. З цього випливає, що модель Максвелла використовується в процесі моделювання паралельних явищ або реакцій.

Імпеданс цієї моделі можна представити у вигляді:

$$Z_{MAXW} = \left\{ R_1^{-1} + j\omega C_1 + \sum_{n \geq 2} [R_n + (j\omega C_n)^{-1}]^{-1} \right\}^{-1}.$$

Драбинчаста модель (Ladder) (рис. 1.13) описує зворотний випадок протікання послідовних, взаємно обумовлених процесів. Використання даної моделі є характерним для багатоступневих електрохімічних реакцій, які відбуваються у внутрішній структурі досліджуваного матеріалу. Драбинчаста структура є основною при моделюванні імпедансу електродів в рідких електролітах.

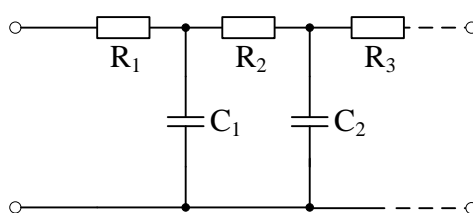


Рис. 1.13. Драбинчаста модель

Загальний імпеданс структури цього типу може бути представлений у формі:

$$Z_{LADD} = R + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C} + \dots}}$$

У загальному вигляді рівняння можна представити в наступному вигляді:

$$Z_{i+1} = R_{i+1} + (j\omega C_{i+1} + Z_i^{-1})^{-1}.$$

Модель Войта (рис. 1.14) складається з послідовно пов'язаних ланок, кожне з яких моделює кінцеву провідність з відповідної постійної часу.

Ця модель знаходить основне застосування при описі провідності (імпедансу) в обсязі твердих полікристалічних електролітів, яким властива негомогенності, тобто кожному елементарному, локальному обсягом притаманні певна провідність і власна постійна часу.

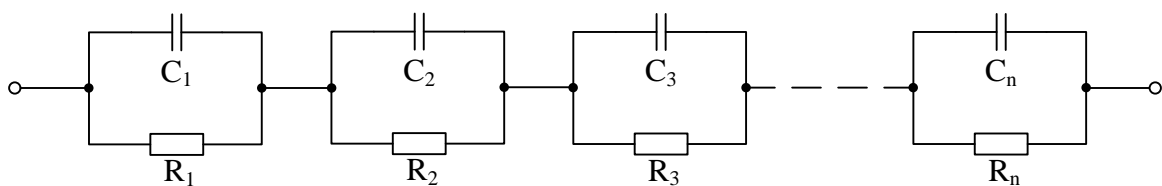


Рис. 1.14. Модель Войта

Для цієї моделі імпеданс має вигляд:

$$Z_{\text{voit}} = \sum_{i=1}^n (R_i^{-1} + j\omega C_i)^{-1},$$

де n – число ланок.

При застосуванні моделі Войта можливо врахувати передбачуваний або експериментально певний дискретний розподіл цих параметрів [66,67].

1.4. Аналіз структурних рішень сигнальних перетворювачів імпедансу

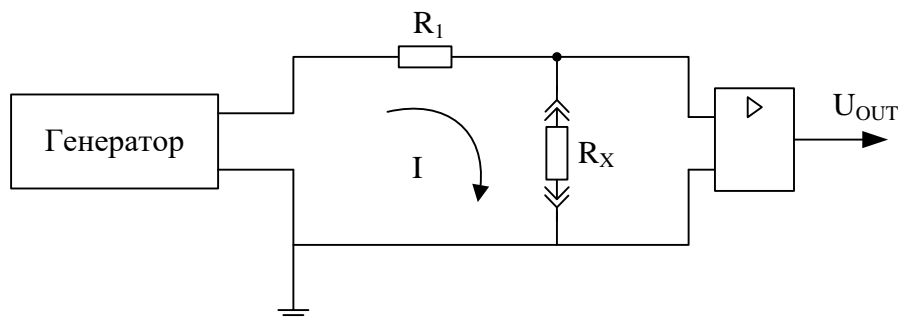
В переважній більшості сигнальні перетворювачі електричного імпедансу [68] засновані на вимірюванні падіння напруги на досліджуваному об'єкті в режимі заданого значення струму. На рис. 1.15 приведена спрощена схема

двоелектродного сигнального перетворювача за потенціометричним методом вимірювання. Метод ґрунтується на порівнянні падіння напруги на зразку і еталонному резисторі. Напруга з виходу генератора перетвориться в електричний струм в колі задаючого опору R_1 і опору досліджуваного об'єкта R_x . Падіння напруги на досліджуваному об'єкті визначиться виразом:

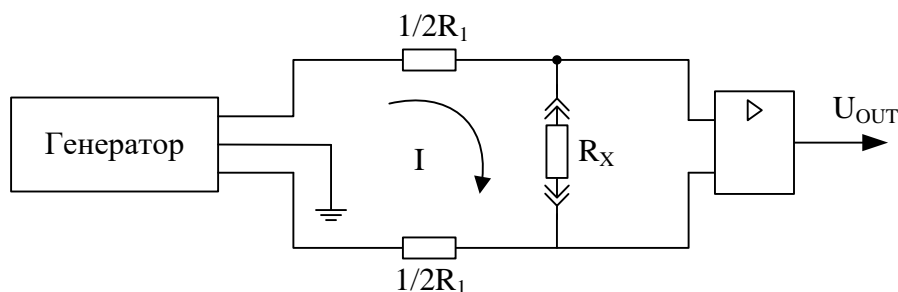
$$U_{OUT} = \frac{R_x \cdot U_G}{(R_1 + R_x)K},$$

де U_{OUT} - вихідна напруга; U_G - напруга на виході генератора; R_x - опір досліджуваного об'єкта; K - коефіцієнт підсилення операційного підсилювача.

Основним недоліком сигнального перетворювача з несиметричним входом генератора (рис. 1.15, а) є спотворення показів у випадку коли об'єкт заземлений не через вимірювальний електрод. У цьому випадку використовується вимірювальний перетворювач з симетричним виходом генератора (рис. 1.15, б). Крім того наявність симетричного входу запобігає появі синфазних завад.



а)



б)

Рис. 1.15. Блок схеми двоелектродних сигнальних перетворювачів:

а) з несиметричним генератором, б) з симетричним генератором

Ще одним видом сигнальних перетворювачів для дослідження імпедансу на змінному струмі на основі потенціометричного методу вимірювання є вимірювальний перетворювач на основі векторного вимірювача (рис. 1.16). Частота генератора може змінюватися в широких межах за допомогою перемикача діапазонів та плавного регулювання у межах вибраного діапазону. Режим постійної напруги вибирається для імпедансу який перевищує 1 кОм, а режим постійного струму – для більш низьких значень. Синусоїдальний сигнал з генератора надходить на досліджуваний об'єкт Z . Інформаційні сигнали величини струму та напруги в досліджуваному об'єкті підсилюються попередніми підсилювачами [30]. Амплітудний детектор визначає діючі значення струму і напруги на досліджуваному об'єкті.

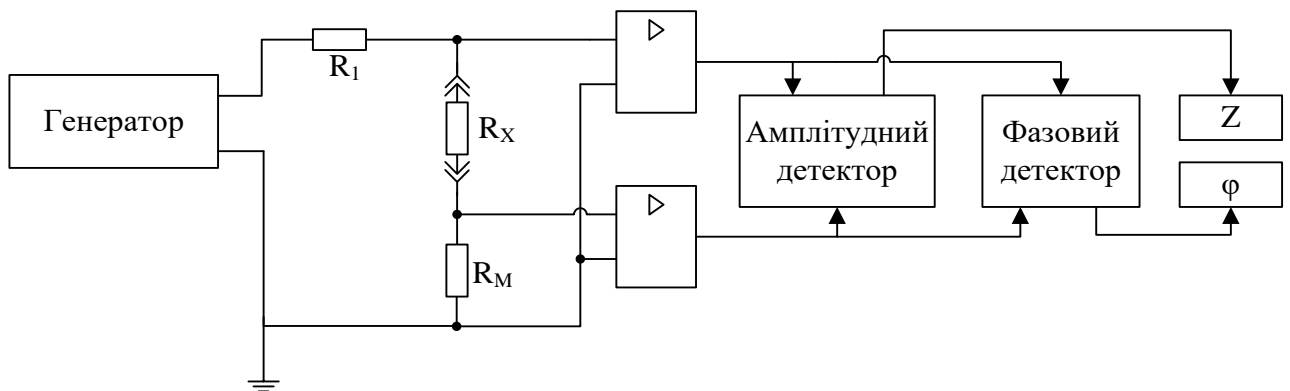


Рис. 1.16. Блок-схема сигнального перетворювача на основі векторного вимірювача

На основі результатів даних про величину струму та напруги в колі розраховується модуль електричного імпедансу досліджуваного об'єкта.

Фазовий детектор визначає різницю фаз між напругою і струмом в досліджуваному об'єкті. Відповідно до величини фазового кута - φ і модуля електричного імпедансу - $|Z|$ досліджуваного об'єкта визначаються складові імпедансу досліджуваного об'єкта. Функція перетворення сигнального перетворювача на основі векторного вимірювача аналогічна функції

перетворення двоелектродного сигнального перетворювача, побудованого на основі потенціометричного методу вимірювання.

Сигнальні перетворювачі електричного імпедансу на основі мостових методів вимірювання складаються з джерела тестового сигналу, мостової схеми вимірювання та підсилювача [69]. Спрощена схема такого перетворювача електричного імпедансу, призначеного для вимірювання активних опорів, показана на рис. 1.17. До вимірювальних плечей моста (точки А і В) під'єднано операційний підсилювач, на виході якого формується напруга яка відображає інформацію про значення вимірюваного імпедансу.

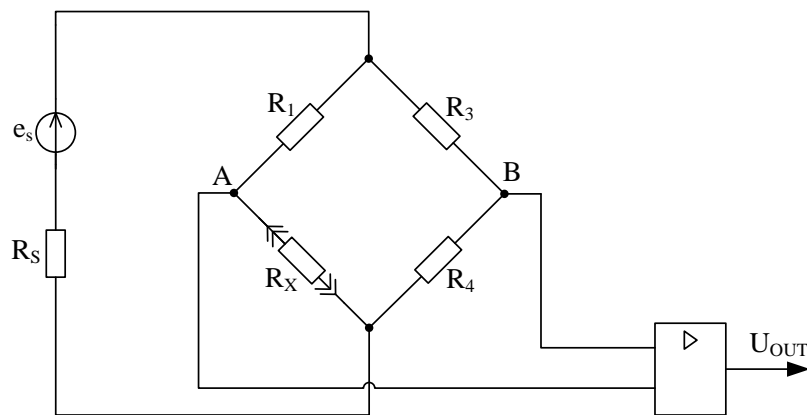


Рис. 1.17. Спрощена схема сигнального перетворювача на основі резистивного моста

За умови, що внутрішній опір джерела тестового сигналу $R_s \ll R_{1-4}$, напруга на виході сигнального перетворювача буде визначатися виразом:

$$U_{OUT} = K \cdot e_s \frac{R_x R_3 - R_1 R_4}{(R_x + R_1) \cdot (R_3 + R_4)},$$

де: R_x - активна складова імпедансу досліджуваного об'єкту; R_1, R_2, R_3, R_4 - опори плечей моста; e_s - вхідна напруга тестового сигналу.

Схема сигнального перетворювача мостового типу показана рис. 1.18, призначеного для вимірювання резистивної та ємнісної складових імпедансу досліджуваного об'єкта.

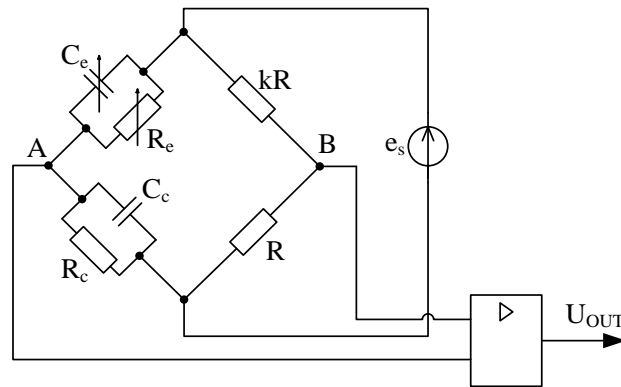


Рис. 1.18. Спрощена схема сигнального перетворювача повного електричного імпедансу на основі резистивного моста

Якщо $R_c = R_e / k$, а $C_c = C_e k$, де k - коефіцієнт перетворення моста, то при зміні резистивної-ємнісного опору Z_c на ΔZ_c функція перетворення матиме вигляд:

$$U_{out} = K \cdot e_s \frac{k}{(k+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_c \cdot \frac{\Delta Z_c}{(k+1)Z_c}}.$$

У випадку якщо $\Delta Z_c \ll (k+1)Z_c$, тоді функція перетворення набуде вигляду:

$$U_{out} = K \cdot e_s \frac{k}{(k+1)^2} \frac{\Delta Z_c}{Z_c}.$$

У разі, якщо досліджуваний об'єкт має тільки ємнісну складову [16], тобто $R_c = 0$, то використовується міст Сауті (в ньому відсутні опори R_c та R_e). При цьому функція перетворення набуває вигляду:

$$U_{out} = K \cdot e_s \cdot \frac{C_E - C_C}{C_E + C_C}.$$

Вимірювачі електричного імпедансу, які побудовані на основі мостових методів, широко використовується в приладах імпедансної плетизмографії, а також в біоімпедансних аналізаторах складу біологічних тканин.

Перевагою таких перетворювачів [70] є висока точність вимірювання імпедансу на різних частотах. До недоліків відносять малий динамічний діапазон вимірювань, залежність точності вимірювань від чутливості схеми до

визначення рівноваги моста, а також залежність результатів вимірювання від напруги джерела живлення.

Сигнальні перетворювачі електричного імпедансу на основі резонансних методів вимірювання електричного імпедансу застосовуються головним чином на високих частотах, оскільки на низьких частотах резонансні явища виражені слабше, внаслідок чого точність вимірювання знижується.

Принцип дії резонансного методу вимірювання параметрів електричного імпедансу пояснюється схемою рис. 1.19. Схема вимірювання складається з генератора високої частоти, сигнального коливального кола LC, що включає в себе зразкові індуктивності і ємності. Коливальний кола LC живиться від сигнального генератора, частоту якого можна плавно змінювати до тих пір, поки не настане резонанс.

Налаштування кола в резонанс можна зробити і при фіксованій частоті генератора, зміною параметрів коливального кола. Залежно від того, яку складову імпедансу досліджуваного об'єкта потрібно виміряти, підключається або зразкова індуктивність, або ємність. Для визначення активної складової до коливального кола підключається зразковий опір R . Таким чином, після досягнення резонансної частоти можна визначити як активну, так і реактивну складові імпедансу досліджуваного об'єкта.

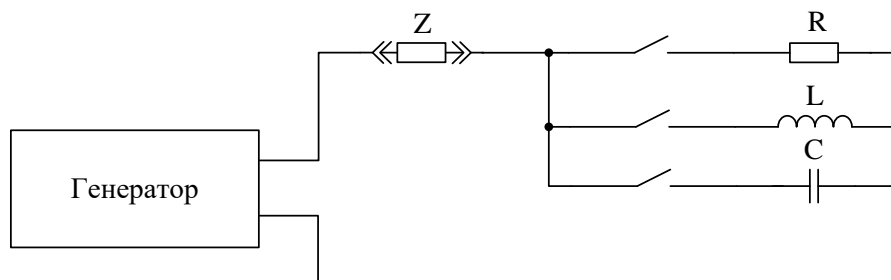


Рис. 1.19. Сигнальний перетворювач електричного імпедансу на основі резонансного методу

Принцип роботи сигнальних перетворювачів на основі аналізу перехідної функції [71] полягає в вимірюванні реакції досліджуваного об'єкта на

одноразовий прямокутний імпульс тестового струму заданої амплітуди, перетворенні отриманих результатів з часової області в частотну за допомогою перетворення Лапласа та визначенні електричного імпедансу в необхідному частотному діапазоні. Процес вимірювання, тобто впливу на вимірювану схему, триває долі секунди, що дозволяє проводити вимірювання в досить великому динамічному діапазоні амплітуд струму.

Імпульсна імпедансометрія заснована на використанні методів функціональної ідентифікації. Початковим етапом вирішення задачі ідентифікації є знаходження передавальної функції досліджуваної схеми на підставі аналізу її реакції на тестовий вплив. Передавальна функція системи, розглянута в просторі станів обраного функціонального класу систем, дозволяє визначити частотну характеристику електричного імпедансу. Для вирішення цього завдання необхідно наявність експериментальних даних про поведінку системи при тестових впливах.

Розрахунок частотної характеристики системи шляхом цифрового час-частотного перетворення перехідної функції найбільш просто здійснюється при подачі на вхід об'єкта імпульсного тест-впливу виду дельта-функції або одиничної ступінчастої функції. Слід зазначити, що ступінчастий вхідний сигнал часто є найбільш прийнятним для тестування біологічних об'єктів. Він формується, наприклад, шляхом включення (або виключення) впливу постійного рівня інтенсивності на вході об'єкта. Формування імпульсного впливу часто утруднено через необхідність збільшення амплітуди тест-впливу при скороченні його тривалість, яке може бути обмежені нелінійне властивості об'єкта, що виявляється при високих інтенсивностях впливу.

Структурна схема сигнального перетворювача на основі методу імпульсної імпедансометрії представлена на рис. 1.20 [2]. Для визначення частотної характеристики електричного імпедансу схеми, проводиться її тестування одноразовим одиничним ступінчастим імпульсом електричного струму заданої амплітуди. Реакція системи перетвориться з часової області в частотну область, і в результаті визначається частотна характеристика електричного імпедансу в необхідному діапазоні частот.

Функція перетворення на основі методу імпульсної імпедансометрії має вигляд:

$$Z(j\omega) = j\omega F\{g(t)\}.$$

де F - функція перетворення; $g(t)$ - одиничний імпульс.

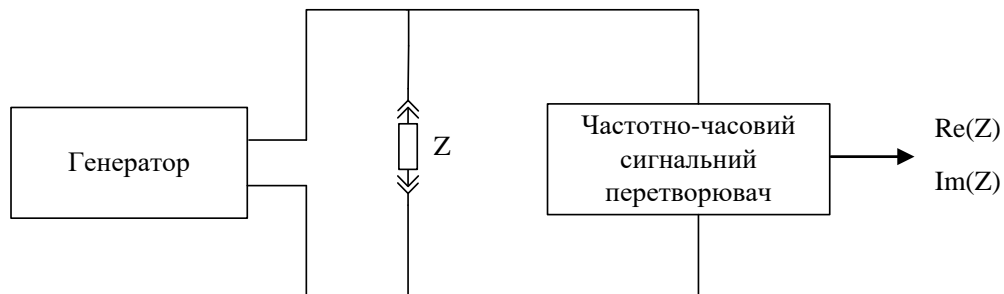


Рис. 1.20. Структурна схема сигнального перетворювача на основі методу імпульсної імпедансометрії


Таким чином, частотна характеристика електричного імпедансу досліджуваного об'єкта може бути отримана на основі даних про напругу на досліджуваному об'єкті під дією тестового імпульсу струму.

Даний метод дає змогу визначати параметри імпедансу в широкому спектрі частот, при цьому час впливу на об'єкт та час вимірювання значно скорочується.

1.5. Елементна база сигнальних перетворювачів імпедансу


Універсальною елементною базою більшості аналогових схем сигнальних перетворювачів є операційні підсилювачі. Інтегральні схеми сучасних мікропотужних операційних підсилювачів реалізуються CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, конструктивно-технологічний базис комплементарних транзисторних структур типу метал-діелектрик-напівпровідник [30]) Rail-to-Rail (сучасний схемотехнічний базис низьковольтних пристроїв із повним розмахом сигналу – від мінусової до плюсової напруги живлення [31]). Фірма Analog Devices, яка займає одне з провідних місць на ринку радіоелектронних компонентів представляє широке

коло операційних підсилювачів. Характерним прикладом мікропотужного низьковольтного Rail-to-Rail операційного підсилювача цього виробника є лінійка мікросхем AD8541/2/4 (де номери /1, /2, /4 відповідають кількості операційних підсилювачів в корпусі інтегральної схеми) (рис.1.21).



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
- Qualified for automotive applications

APPLICATIONS

- ASIC input or output amplifiers
- Sensor interfaces
- Piezoelectric transducer amplifiers
- Medical instrumentation
- Mobile communications
- Audio outputs
- Portable systems

PIN CONFIGURATIONS

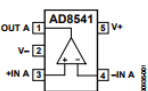


Figure 1. 5-Lead SC70 and 5-Lead SOT-23 (KS and RJ Suffixes)

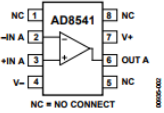


Figure 2. 8-Lead SOIC (R Suffix)

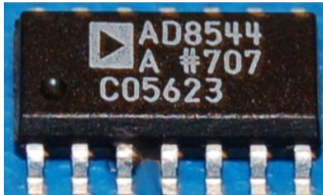


Рис. 1.21. Фрагмент даташиту наданий фірмою Analog Devices

AD8544 – одноканальний, rail-to-rail операційний підсилювач з дуже низьким струмом споживання та смугою пропускання 1 МГц. Працює з однофазним живленням 2,7 В та 5 В. Що забезпечує пропускну здатність 1 МГц при низькому споживанні струму 45 мкА на кожен підсилювач. Дуже низькі струми зміщення вхідного сигналу дозволяють використовувати AD8544 для інтеграторів, фотодіодних підсилювачів, п'єзоелектричних датчиків та інших пристроїв з високим імпедансом.

Значна увага в процесі побудови сигнальних перетворювачів приділяється процесу комутації аналогових сигналів, зокрема для синхродетектування сигналів. Серед існуючих інтегральних комутаторів заслуговує уваги мікросхема ADG736 побудована за TTL/CMOS технологією. Даний комутатор забезпечує високу швидкість перемикання з високою пропускну здатністю і складається з двох окремих каналів (рис.1.22).

FEATURES

1.8 V to 5.5 V single supply
Automotive temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$
2.5 Ω (typical) on resistance
Low on resistance flatness
 -3 dB bandwidth > 200 MHz
Rail-to-rail operation
10-lead MSOP package
Fast switching times
 t_{ON} : 16 ns
 t_{OFF} : 8 ns
Typical power consumption (< 0.01 μW)
TTL-/CMOS-compatible
Qualified for automotive applications

APPLICATIONS

USB 1.1 signal switching circuits
Cell phones
PDAs
Battery-powered systems
Communications systems
Sample-and-hold systems
Audio signal routing
Audio and video switching
Mechanical reed relay replacement

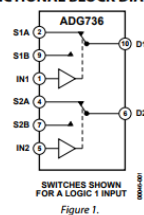
FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

Рис. 1.22. Фрагмент опису та вигляд комутатора ADG736 Analog Devices

ADG736 працює у діапазоні живлення від $+1,8$ В до $+5,5$ В, що робить його ідеальним для використання в автономних пристроях, а також з новими поколіннями ЦАП та АЦП від Analog Devices.

Компанія NORWOOD, Mass. (BUSINESS WIRE) - Analog Devices, Inc. (NASDAQ: ADI) випускає інтегральний синхронний детектор, який забезпечує високу продуктивність, гнучкість та значну енергоощадність. ADA2200 побудований на основі запатентованої аналогової технології ADI (SAT), яка розроблена фірмою Lytic Semiconductor, Inc.

Даний синхродетектор використовує керований аналоговий фільтр, який дозволяє провести точні вимірювання амплітуди та фази аналогових сигналів при наявності великого рівня шуму [72].

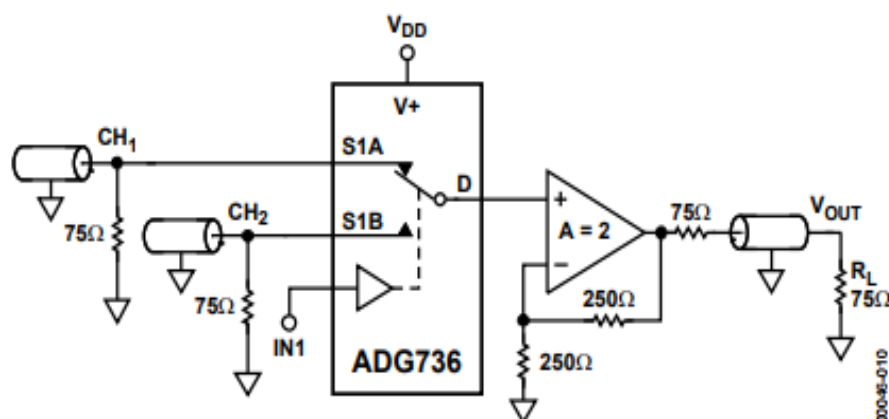


Рис. 1.23. Функціональна схема використання комутатора ADG736

В порівнянні з традиційними дискретними реалізаціями використання цієї мікросхеми суттєва зменшує площу друкованої плати та дає можливість розробникам створити гнучку платформу для побудови різноманітних сенсорів та платформ.

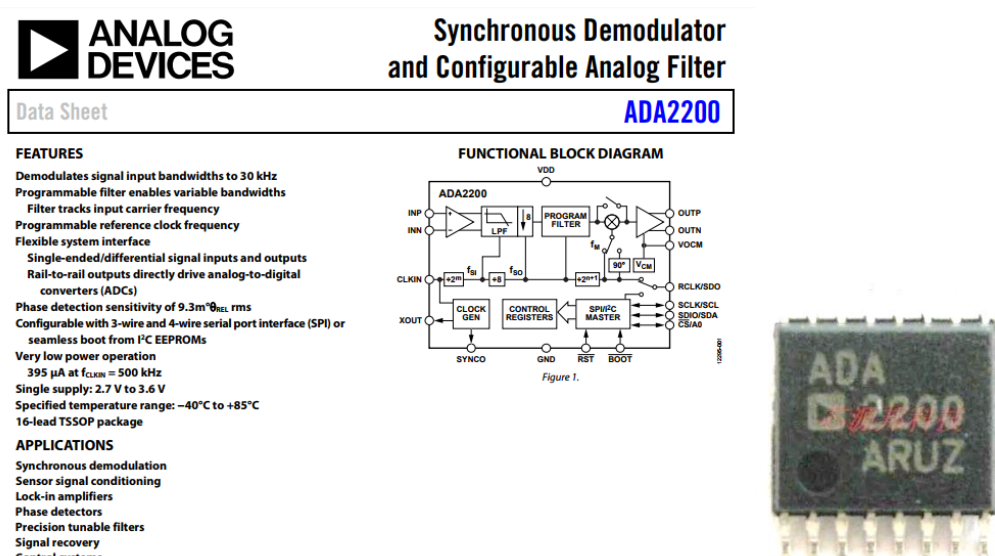


Рис. 1.24. Фрагмент опису та вигляд синхродетектора ADA2200 Analog Devices

Використана технологія [73,74] ґрунтується на розділенні заряду між конденсаторами для виконання «цифрових» дій в аналоговій області. Завдяки тому, що обробка сигналу відбувається в аналоговій області, знижується частота дискретизації АЦП і відповідно, до 87% знижується енергоспоживання в цілому. Крім того, значно розвантажується мікроконтролер, який здійснює обробку інформації, оскільки відпадає потреба у проведенні аналогово-цифрових перетворень для отримання проміжних результатів.

Низька напруга живлення та незначний струм споживання ADA2200 дають можливість створювати низьковольтні батарейні системи для вимірювання параметрів фізичних величин. Даний синхродетектор доцільно використовувати як структурний елемент сигнальних перетворювачів імпедансу в процесі побудови сенсорів газу, аналізу повітря та рідин.

На рис. 1.25 показано внутрішню архітектуру ADA2200, яка складається з буферного входу, програмованого фільтра, множувача, блоку зсуву опорного сигналу на 90° , який використовується для вимірювання або компенсації фазового зсуву між опорним та вхідним сигналом. Керування та обмін інформацією здійснюється з допомогою послідовної шини I²C. В процесі реалізації схеми синхронного детектування на базі ADA2200 необхідно забезпечити опорну частоту синхронізації яка в 64 рази перевищує робочу.

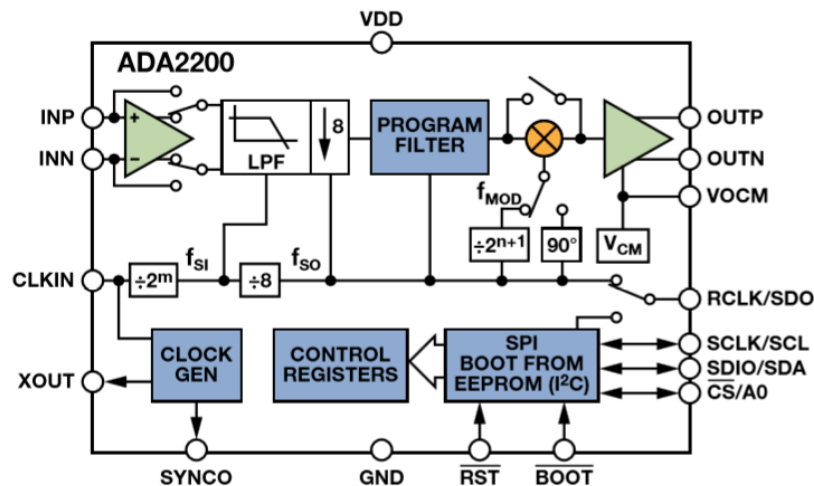


Рис. 1.25. Внутрішня архітектура ADA2200

Для аналізу та оброблення інформаційних сигналів сигнальних перетворювачів імпедансу використовуються сучасні мікроконтролери з широким набором функціональних блоків та вбудованої пам'яті. Фірма Analog Devices, яка спеціалізується на виготовленні інструментальних засобів обробки аналогових та цифрових сигналів випускає прецизійний мікроконтролер ADuC841 (рис.1.26). Даний мікроконтролер є завершеним інтелектуальним перетворювачем, що об'єднує високопродуктивний самокалібрувальний багатоканальний АЦП, подвійний ЦАП та оптимізований одноцикловий 20-МГц 8-бітний процесор на одному чіпі.

Серед характерних особливостей цього мікроконтролера слід відмітити наявність наступних функціональних вузлів :

- 8 каналний 400 kSPS 12 бітний АЦП з самокалібруванням;
- два 12 бітних ЦАП з потенціальними виходами з динамічним діапазоном рівним напрузі живлення;

- два виходи ШІМ/ 16 бітного сигма-дельта АЦП;
- ядро стандарту 8052 з машинним циклом, равним тактовому, продуктивністю 25 MSPS (16 MSPS при 3 В живленні)
- 62 кБ FLASH пам'яті програм;
- 4 кБ FLASH пам'яті даних;
- 2 кБ статичного ОЗП (доповнення до 256 байтам ядра 8052)
- сенсор температури;
- прецизійне джерело опорної напруги (20 ppm/ °C), послідовні інтерфейси (UART, I²C и SPI), сторожевий таймер, таймер вимірювання тривалості, монітор напруги живлення, схема скиду при ввімкненні напруги (POR);
- вбудована система завантаження, відладки і емуляції;
- сумісність з контролерами сімейства ADuC812 і ADuC831.

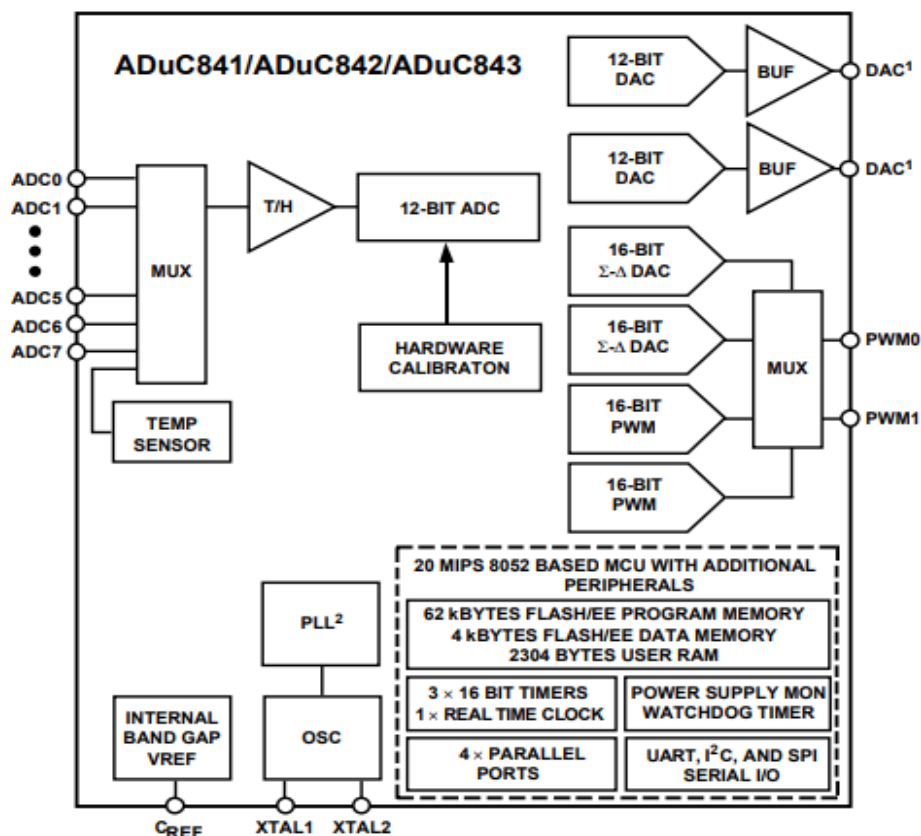



Рис. 1.26. Фрагмент даташиту наданий фірмою Analog Devices

Фірма Analog Devices представляє ще одним перспективний мікроконтролер ADuCM350 (рис.1.27) [75], з допомогою якого реалізується

вимірювальна система для побудови медичних приладів, таких як діагностичні прилади і монітори життєвих функцій, а також портативні пристрої для спорту та фітнесу.

Система містить прецизійну 16-розрядну підсистему обробки аналогового сигналу (AFE) з настроюваною матрицею перемикачів датчиків, апаратний генератор сигналів, процесор дискретного перетворення Фур'є з підсистемою обробки даних, а також відповідає промисловим стандартам серед розробки програм для повної підтримки всіх етапів створення продукту.



**ANALOG
DEVICES**

**16-Bit Precision, Low Power Meter On A
Chip with Cortex-M3 and Connectivity**

ADuCM350

FEATURES

Analog performance

- 160 kSPS, 16-bit, precision analog-to-digital converter (ADC)
- 4 dedicated voltage measurement channels
- 8 current measurement channels
- Impedance measurement engine

High precision voltage reference

- Supply noise rejection filtering
- Ultralow leakage configurable switch matrix
- 12-bit digital-to-analog converter (DAC)
- Precision instrumentation amplifier control loop
- 6-channel CapTouch controller
- Temperature sensor

Analog hardware accelerators

- Autonomous analog front-end (AFE) controller
- Independent sequencer for AFE functions
- Direct digital synthesizer (DDS)/arbitrary waveform generator
- Receive filters
- Complex impedance measurement (DFT) engine

Processing

- 16 MHz ARM Cortex-M3 processor
- 384 kB of embedded flash memory
- 32 kB system SRAM
- 16 kB Flash configured EEPROM

- Integrated full-speed USB 2.0 controller and PHY
- Multilayer advanced microcontroller bus architecture (AMBA) bus matrix
- Central direct memory access (DMA) controller
- Real-time clock (RTC)
- General-purpose, wake-up, and watchdog timers

Communication

Input/output

- I²S and beeper interface
- LCD display controller (parallel and serial)
- LCD segment controller
- SPI, I²C, and UART peripheral interfaces
- Programmable GPIOs

Power

- Coin cell battery compatible
- 2.5 V to 3.6 V active measurement range
- Power management unit (PMU)
- Power-on reset (POR) and power supply monitor (PSM)

Packages and temperature range

- Operating temperature range: -40°C to +85°C
- Package: 120-lead, 8 mm x 8 mm CSP_BGA

APPLICATIONS

- Point-of-care diagnostics
- Body-worn devices for monitoring vital signs
- Amperometric, voltametric, and impedometric measurements




Рис. 1.27. Фрагмент даташиту наданий фірмою Analog Devices

ADuCM350 забезпечує просте підключення безліч пасивних і активних сенсорів різних типів, які дозволяють проводити вимірювання фізіологічних параметрів людини з високою точністю при наявності значних перешкод.

Система на кристалі ADuCM350 оптимізована для точного вимірювання параметрів сигналів, в тому числі, і для пристроїв з автономним живленням. Внутрішня структура системи представлена на рис.1.28.

Підсистема обробки аналогових сигналів включає 16-розрядний АЦП з частотою дискретизації 160 кГц, джерело опорного напруги з точністю $\pm 0.2\%$ і 12-розрядний ЦАП. Функція вимірювання комплексного імпедансу пасивних

дачиків в ADuCM350 дозволяє отримувати точну інформацію про фізіологічні, біологічні і електрохімічні реакції контрольованих об'єктів. Реалізована в системі технологія вимірювання ємності [76] дозволяє значно розширити області її використання, такі, наприклад, як знімання інформації з нашкірних електродів і електрохімічних індикаторних смужок наступного покоління. Прецензійна підсистема обробки аналогового сигналу має функцію автокалібровки, що забезпечує високу точність і повторюваність вимірювань.

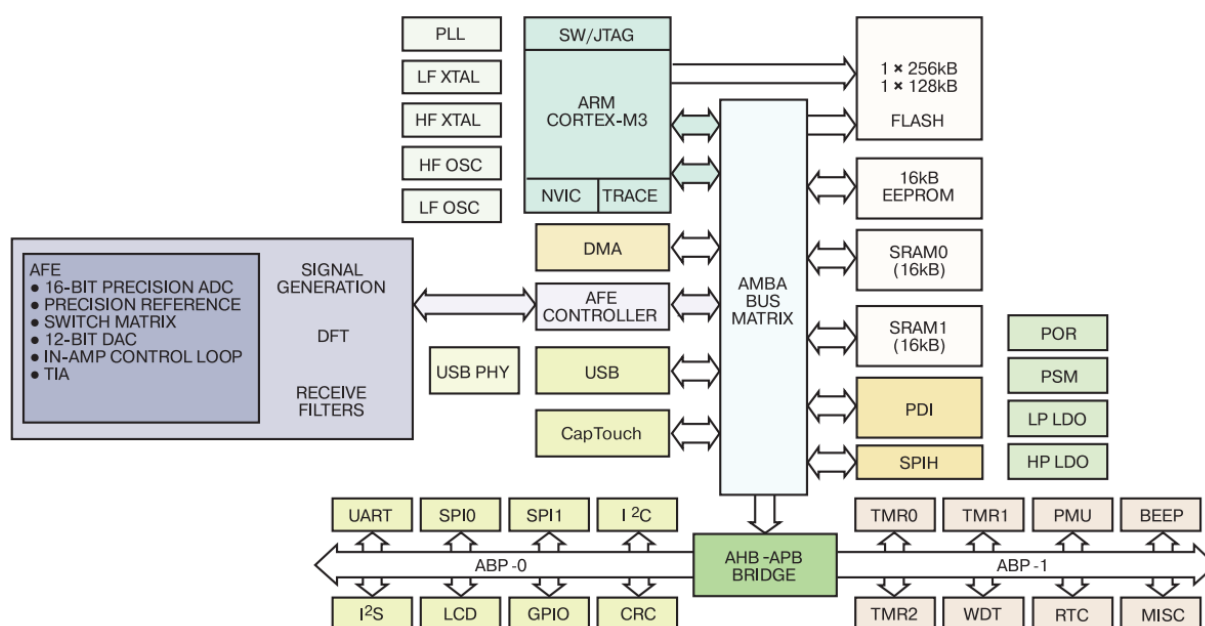


Рис.1.28 Структура ИМС ADuCM350

Функція об'єднання різноманітних типів сенсорів дає можливість розробникам розширювати вимірювальні можливості пристроїв. Широкий набір вбудованих інтерфейсів включає USB, I²S, SPI, I²C, UART, тактовий інтерфейс, контролер РК-дисплею з паралельним і послідовним інтерфейсами, контролер сегментного РК-дисплею.

Серед особливостей ADuCM350 слід відмітити:

- точний 16-розрядний АЦП з частотою дискретизації 160 кГц;
- джерело опорного напруги з точністю $\pm 0.2\%$;
- 12-розрядний ЦАП без пропуску кодів;
- апаратні акселератори формування сигналів і фільтрації;

- процесор ARM Cortex-M3 16 МГц;
- Flash 384 кбайт, EEPROM 16 кбайт і SRAM 32 кбайт;
- підтримку комбінацій різних сенсорів;
- настроювану матрицю перемикачів вхідних сигналів (AFE);
- вимірювання комплексного імпедансу (за допомогою генератора сигналів і фільтрації);
- надійну технологію вимірювання ємності;
- велике число підтримуваних інтерфейсів;
- широкі можливості управління живленням;
- можливість живитись від батареї напругою 3В;
- діапазон робочих температур від -40 до 85 ° С.

Можливості вимірювання імпедансу значно розширилися завдяки широкому використанню спеціальних перетворювачів. Зокрема, фірмою Analog Devices випускаються в інтегральному виконанні перетворювачі імпедансу AD5933 та AD5934 (рис. 1.29), на базі яких можлива реалізація портативних частотних аналізаторів імпедансу з діапазоном вимірювання від 100 Ом до 20 МОм в діапазоні частот зондувального сигналу від 100 Гц до 100 кГц.


 ANALOG DEVICES	1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer
	AD5933
Data Sheet	
<p>FEATURES</p> <ul style="list-style-type: none"> Programmable output peak-to-peak excitation voltage to a maximum frequency of 100 kHz Programmable frequency sweep capability with serial I²C interface Frequency resolution of 27 bits (<0.1 Hz) Impedance measurement range from 1 kΩ to 10 MΩ Capable of measuring of 100 Ω to 1 kΩ with additional circuitry Internal temperature sensor (±2°C) Internal system clock option Phase measurement capability System accuracy of 0.5% 2.7 V to 5.5 V power supply operation Temperature range: -40°C to +125°C 16-lead SSOP package <p>APPLICATIONS</p> <ul style="list-style-type: none"> Electrochemical analysis Bioelectrical impedance analysis Impedance spectroscopy Complex impedance measurement Corrosion monitoring and protection equipment Biomedical and automotive sensors 	<p>GENERAL DESCRIPTION</p> <p>The AD5933 is a high precision impedance converter system solution that combines an on-board frequency generator with a 12-bit, 1 MSPS, analog-to-digital converter (ADC). The frequency generator allows an external complex impedance to be excited with a known frequency. The response signal from the impedance is sampled by the on-board ADC and a discrete Fourier transform (DFT) is processed by an on-board DSP engine. The DFT algorithm returns a real (R) and imaginary (I) data-word at each output frequency.</p> <p>Once calibrated, the magnitude of the impedance and relative phase of the impedance at each frequency point along the sweep is easily calculated. This is done off chip using the real and imaginary register contents, which can be read from the serial I²C interface.</p> <p>A similar device, also available from Analog Devices, Inc., is the AD5934, a 2.7 V to 5.5 V, 250 kSPS, 12-bit impedance converter, with an internal temperature sensor and is packaged in a 16-lead SSOP.</p>



Рис. 1.29. Коротка інформація (Datasheet)
про інтегральну схему AD5933 - 12-Bit Impedance Converter

Високі метрологічні характеристики перетворювачів досягнуто завдяки:

- цифровому синтезу і налаштуванню частоти зондувального гармонічного сигналу;
- формуванню результатів вимірювання за допомогою цифрового оброблення вибірок сигналу вимірювальної схеми за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є;
- цифровій корекції температурної похибки на основі даних вбудованого сенсора температури.

В структурі AD5933 можна виділити три основні функціональні вузли:

- блок цифрового синтезу гармонічних сигналів заданої частоти у складі генератора тактових імпульсів, цифрового синтезатора ортогональних сигналів, цифро-аналогового перетворювача та керованого буферного підсилювача;
- вимірювальний канал утворений послідовно увімкненими перетворювачем “струм - напруга”, масштабувальним підсилювачем, фільтром нижніх частот та аналого-цифровим перетворювачем (АЦП);
- обчислювальний блок на базі сигнального процесора, що реалізує алгоритм дискретного перетворення Фур'є даних АЦП, зважених за функцією Хеннінга.

Узагальнена структура сигнального перетворювача імпедансу AD5933, яка наведена на рис. 1.32, складається з наступних елементів:

- цифрового обчислювального синтезатора (DDS);
- десятирозрядного цифро-аналогового перетворювача (ЦАП);
- дискретного перетворення Фур'є (DFT);
- внутрішнього RC - генератора (OSC);
- регістрів: управління (RgC), стану (RgS), затримки (RgD), стартової частоти (RgFS), збільшення частоти (Rg Δ F), числа фіксованих частот n в регістрі (Rgn), 16 - розрядних (RgR і RgL) (дві пари восьмирозрядних регістрів);
- восьмирозрядного АЦП;
- температурного сенсора;

- фільтра низьких частот (LPF);
- послідовної шини даних (I²C) - інтерфейс для зчитування інформації та завантаження керуючих команд.

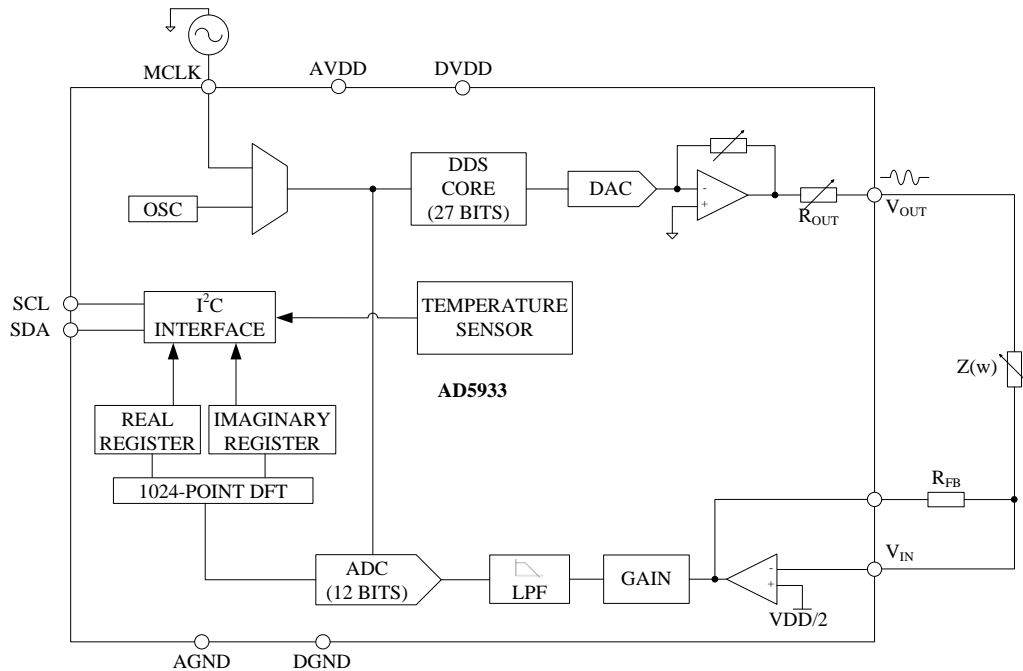


Рис. 1.32. Узагальнена структурна схема перетворювача імпедансу AD5933

Крім наведених інтегральних мікросхем ринок електронних компонентів наповнений продукцією інших неменш відомих виробників (Atmel, Cypress, Intel, Microchip, Linear Technology, Texas Instrument та ін.) використання яких дає можливість будувати високоточні прецизійні конвертори імпедансу. Використання тих чи інших продуктів визначається вимогам до функціональних параметрів розроблюваного сигнального перетворювача, сферою застосування та умовами його експлуатації.

Висновки до розділу 1

1. На основі проведеного аналізу встановлено, перспективу розвитку сигнальних перетворювачів імпедансу для сенсорів фізичних величин, які

дають можливість проводити високоточні вимірювання в галузі фізики твердого тіла, оптики, хімії, біомедицини і мають значні перспективи розвитку.

2. Встановлено, що існуючі інтегральні конвертори імпедансу не в повній мірі забезпечують проведення високоточних вимірювань, оскільки сучасні виробники електронної техніки, зокрема лідер виробництва інструментальних Analog Devices, використовують не більше ніж 12 –ти розрядні АЦП в каналі перетворення імпедансу з частотою активуючого сигналу до 100 кГц, які є недостатніми для проведення точних вимірювань.

3. Проведений аналіз показав, можливість структурно-параметричної модифікації сигнальних перетворювачів імпедансу для розширення функціональності сенсорних пристроїв імпедансного типу що забезпечує можливість використання 24-х розрядних АЦП з активацією як періодичними так і неперіодичними (імпульсними) високочастотними сигналами.

4. Показано, що основними проблемами в процесі побудови сигнальних перетворювачів імпедансу є забезпечення лінійності АЧХ та ФЧХ активуючого сигналу в межах діапазону вимірювання та мінімізація спотворень, які виникають внаслідок паразитного впливу та зумовлені неідеальними характеристиками елементів перетворювача. Сумарна частотна та температурна похибка вимірювання імпедансу сучасних інтегральних перетворювачів імпедансу складає до 1,5%, що вимагає використання додаткових схемотехнічних рішень для усунення впливу цих факторів.

5. Конкретизована проблема та сформульована мета структурно-параметричної модифікації мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу для сенсорної техніки. Показано, що однією з основних проблем сигнального перетворення є відсутність методик проведення параметричного аналізу сигнальних перетворювачів, а саме їх структурних елементів, які в цілому визначають точність та достовірність результатів вимірювання. Вирішення цієї проблеми вимагає розширення можливостей сучасних засобів програмного та математичного моделювання шляхом створення нових моделей функціональних вузлів – функціональних джерел сигналів, вхідних кіл, підсилювачів, синхронних детекторів, інтеграторів, а також

використанням нових підходів проведення структурно-параметричного аналізу сигнальних перетворювачів.

6. Показано перспективу використання високоточних сигнальних перетворювачів імпедансу в нових сенсорних пристроях а також інформаційно-вимірювальних системах електронної техніки.

РОЗДІЛ 2. ОСНОВНІ РІШЕННЯ ТА SPICE МОДЕЛІ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ

2.1. Задачі SPICE моделювання схем імпедансної спектроскопії

Загальноприйнятим і на сьогодні вже обов'язковим етапом розроблення та дослідження пристроїв електронної техніки [78,79] є математичне схемотехнічне моделювання. Таке моделювання забезпечує перевірку нових способів сигнального перетворення, функціональний аналіз схемних рішень, оптимізацію режимів роботи тощо. Стандартом схемотехнічного моделювання, особливо вузлів твердотільної електроніки на основі інтегральних схем, є симулятор електронних схем з відкритим програмним кодом - SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [77].

На основі цього стандарту створюються та постійно оновлюються численні пакети прикладних програм схемотехнічного моделювання, зокрема PSPICE (Personal SPICE), Proteus, LTSPICE (Linear Technology SPICE), MicroCap [96] тощо. Переважна більшість виробників елементної бази твердотільної електроніки створює та поставляє готові математичні SPICE моделі, які враховують параметричні особливості цієї елементної бази – діодів, транзисторів, операційних підсилювачів тощо.

У цій роботі поставлено завдання адаптації методик математичного SPICE моделювання до проблем імпедансної спектроскопії та розроблення нових підходів, які підвищують ефективність дослідження сигнальних перетворювачів імпедансного типу. Незважаючи на те, що більшість таких задач може вирішуватися вже традиційним підходами до аналізу схем, зокрема їхніх перехідних процесів (Transient analysis) чи амплітудно-частотних (АЧХ) та фазо-частотних (ФЧХ) характеристик (AC analysis), забезпечення високої ефективності аналізу імпедансних характеристик, як буде показано далі, передбачає використання розширеного набору бібліотечних компонентів, які не входять у стандартний набір SPICE моделей, методик їх використання та графічної візуалізації отриманих результатів. Крім того, в ході адаптації та

апробації методик SPICE моделювання під час роботи були виявлені певні нові закономірності, які уможливають оптимізацію режимів роботи сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв імпедансного типу.

У цьому розділі наводяться лише загальні підходи до синтезу SPICE моделей - схем заміщення частотно-залежних двополюсників та аналізу їхніх імпедансних характеристик тільки з погляду функціональності, тобто без специфікації кількісних параметрів елементної бази схем сигнальних перетворювачів – операційних підсилювачів, комутаторів аналогового сигналу, аналого-цифрових перетворювачів тощо. З використанням такого функціонального аналізу в наступних розділах роботи будуть наведені результати досліджень кількісних параметрів досліджуваних схем та їх параметричної оптимізації.

Основними задачами SPICE моделювання [80] схем імпедансної спектроскопії є синтез та аналіз імпедансних діаграм Найквіста, що передбачає перехід від амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик до зображення імпедансу на комплексній площині. На відміну від діаграм Бode діаграми Найквіста не містять безпосередніх значень частоти. При цьому імпеданс $Z(\omega)$ для заданої частоти ω , як і будь-яке комплексне число, зображається точкою на комплексній площині $\{Re Z : Im Z\}$. Зі зміною частоти така точка описує годограф імпедансу, чи іншими словами – частотний спектр імпедансу. Суть методу імпедансного аналізу полягає в якісному та кількісному оцінюванні форми годографа та визначенні на основі одержаних даних структури досліджуваного двополюсника.

Зокрема, елементарна та одна з найхарактерніших структур імпедансометрії – двополюсник на основі паралельного RC контуру – описується повним імпедансом:

$$Z = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

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

$$Re Z = Z'(\omega) = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2}; \quad Im Z = Z''(\omega) = -\frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2}.$$

Отже, повний модуль імпедансу визначається виразом

$$Z = \sqrt{(Z')^2 + (Z'')^2} = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}},$$

а зсув фази між струмом та напругою:

$$\varphi = \arctg \frac{Z''}{Z'} = -\arctg(\omega RC).$$

Принциповою особливістю схемного SPICE моделювання сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії є необхідність переходу від частотних діаграм до діаграм на комплексній площині. Зазначимо, що в деяких сучасних версіях пакетів програм схемного моделювання, зокрема у вищезгаданому MicroCap, вже передбачено метод імпедансного аналізу з використанням математичних функцій дійсних Re та уявних Im складових сигналу. За допомогою цих функцій можна побудувати діаграму Найквіста, розрахувати відповідні значення активного $Re Z$ та реактивного $Im Z$ імпедансу.

Однак у ході проведеної нами апробації методу модельного дослідження характеристик сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії [84] з використанням вищезгаданих функцій було встановлено недостатню ефективність такого методу, а отже, необхідність його подальшого розвитку. Проблема недостатньої ефективності полягає в обмежених можливостях щодо проведення модельних досліджень реальних схем сигнальних перетворювачів з урахуванням параметрів реальних сигналів – їхньої форми, амплітуди, негармонічності тощо.

Таке обмеження полягає в тому, що імпедансні діаграми Найквіста отримують на основі діаграм Боде, використовуючи при цьому метод аналізу типу AC Analysis. Однак цей метод за своєю концепцією є малосигнальним, тобто припускає розрахунок амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик для ідеально гармонічних сигналів з гранично малою амплітудою. Отже, схемне моделювання на основі дійсних Re та уявних Im

складових АС аналізу не дає змоги провести параметричні дослідження сигнальних перетворювачів із реальними сигналами.

Суть запропонованого в цій роботі нового методу досліджень перетворювачів імпедансної спектроскопії полягає в комплексному аналізі схем із поєднанням двох типів аналізу - АС та Transient. В ході АС аналізу отримують імпедансні діаграми Найквіста для ідеалізованого випадку. Натомість, під час Transient аналізу розраховують значення активного $Re Z$ та реактивного $Im Z$ імпедансу для фактичних параметрів сигналів та елементної бази. Такий розрахунок проводять шляхом синхронного детектування вихідних сигналів та інтегрування результату детектування в часових інтервалах, які відповідають їхнім активним та реактивним складовим. Активна складова вихідного сигналу детектується та інтегрується синфазно із задавальним вхідним сигналом, а реактивна складова – з фазовим зміщенням на $\pi/2$. Результати проведених АС та Transient аналізів порівнюються та розраховуються коефіцієнти кореляції. Ці коефіцієнтами використовуються для кількісного оцінювання параметрів досліджуваних імпедансних перетворювачів.

Розглянемо послідовність етапів такого комплексного модельного дослідження. Наведені далі результати отримано з використанням одного з вищезгаданих пакетів – MicroCap компанії Spectrum Software. Цей пакет є одним з найпоширеніших, підтримує SPICE стандартний синтаксис та має власну оригінальну бібліотеку схемних компонентів, що значно розширює можливості SPICE моделювання.

Першим кроком аналізу схем імпедансної спектроскопії є вибір та параметрична специфікація задавальних джерел вхідних сигналів [81]. Як відомо [82], імпедансна спектроскопія проводиться двома основними методами – гальваностатичним та потенціостатичним. У першому з них імпеданс вимірюється за допомогою заданої зміни (модуляції) струму через досліджуваний двополюсник, а в другому – заданої зміни прикладеної до нього напруги.

Під час апробації ряду можливих джерел задавальних сигналів нами

показано, що найвища універсальність та ефективність досліджень досягається в разі використання оригінальних (нестандартизованих у SPICE) функціональних джерел: напруги – NFV (Function Source – Formula type voltage), струму – NFI (Function Source – Formula type current), залежних джерел – напруга від напруги VofV (Dependent source V of V), струм від напруги - IofV (Dependent source I of V). Коротка інформація та приклади специфікацій, зокрема для джерел типу NFV та NFI наведені на рис. 2.1. Такі оригінальні джерела можуть використовуватися самостійно або в поєднанні зі стандартизованими у SPICE джерелами гармонічного сигналу, зокрема SIN Independent Voltage Source.

Поєднуючи відповідно кілька джерел [83], можна розширити функціональні можливості модельних досліджень. Для прикладу, на рис. 2.2 наведена елементарна схема (в подальшому мова піде про схеми заміщення для SPICE моделювання) імпедансних досліджень з поєднанням джерел типу NFI та VSine Source в гальваностатичному методі вимірювання.

Function Source - Formula type voltage	Function Source - Formula type current
<p>SPICE format: There is no SPICE function source.</p> <p>Schematic format: PART attribute: <name> This attribute defines the part name.</p> <p>Examples: Funct1 NFV1</p> <p>VALUE attribute: <formula> This attribute defines the nonlinear function <i>expression</i>.</p> <p>Examples: $U_0 \cdot C_{ox} \cdot W_{id} / L_{en} \cdot ((V_{gs1} - V_{T1}) - (V_{ds1} / 2)) \cdot V_{ds1} \cdot (1 + \text{Lam} \cdot V_{ds1})$ $1.5 + 2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1 \text{E}6 \cdot t) + 25 \cdot \text{IB}(Q1)$</p> <p>FREQ attribute: [<fexpr> This attribute defines the AC value. The value may be a constant or it may be a dynamically changing expression. This attribute only affects AC analysis. Transient analysis will use the VALUE attribute.</p> <p>Examples: $V(10) \cdot \text{sqrt}(f)$ $I(R1) \cdot (f / 1000)$</p>	<p>SPICE format: There is no SPICE function source.</p> <p>Schematic format: PART attribute: <name> This attribute defines the part name.</p> <p>Examples: Funct1 NFI1</p> <p>VALUE attribute: <formula> This attribute defines the nonlinear function <i>expression</i>.</p> <p>Examples: $U_0 \cdot C_{ox} \cdot W_{id} / L_{en} \cdot ((V_{gs1} - V_{T1}) - (V_{ds1} / 2)) \cdot V_{ds1} \cdot (1 + \text{Lam} \cdot V_{ds1})$ $1.5 + 2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1 \text{E}6 \cdot t) + 25 \cdot \text{IB}(Q1)$</p> <p>FREQ attribute: [<fexpr> This attribute defines the AC value. The value may be a constant or it may be a dynamically changing expression. This attribute only affects AC analysis. Transient analysis will use the VALUE attribute.</p> <p>Examples: $V(10) \cdot \text{sqrt}(f)$ $\log(I(L1)) \cdot (f / 1000)$</p>

а)

б)

Рис. 2.1. Інформація та приклади специфікацій джерел NFV (а) та NFI (б)

У цьому прикладі задавальний сигнал вимірювання імпедансу досліджуваного двополюсника, а саме, паралельного RC контура - $R1, C1^*$,

формується джерелом струму G1 типу NFI, входним параметром якого, своєю чергою, є струм I через резистор $R_{Vi} - I(R_{Vi})$.

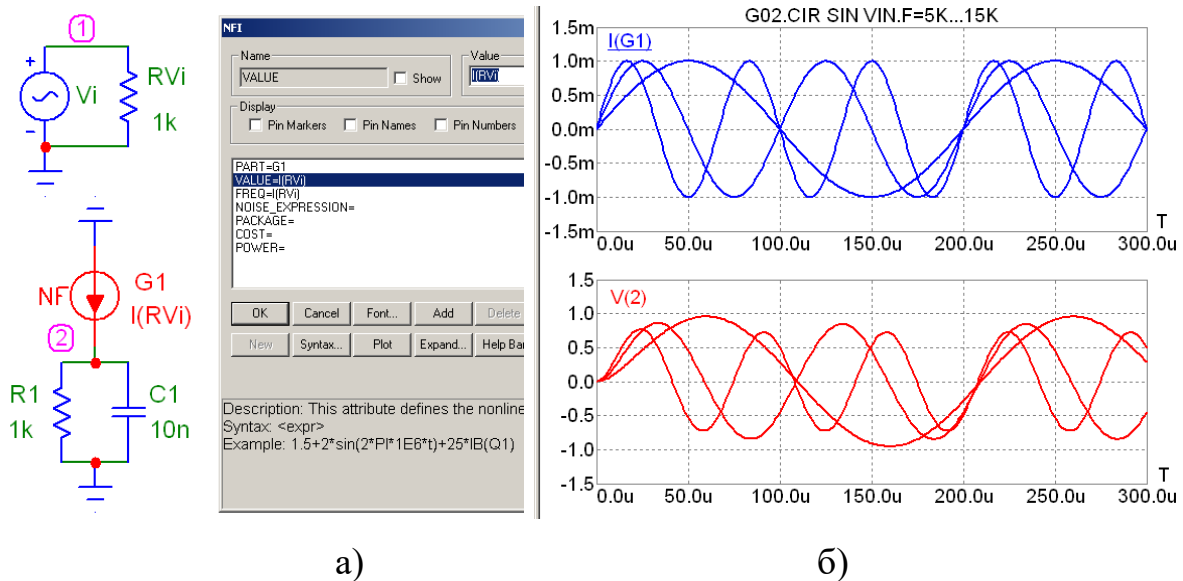


Рис. 2.2. Елементарна схема імпедансних досліджень із поєднанням джерел типу NFI та VSine Source, де: $I(G1)$ – струм джерела $G1$, $V(2)$ – напруга у вузлі 2 для трьох значень частоти $F = 5 \text{ kHz}$, 10 kHz та 15 kHz (а) та гальваностатичний метод вимірювання (б)

Цей резистор, як і джерело гармонічної напруги V_i типу VSine Source, що задає його струм безпосередньо, не входять у коло досліджуваного двополюсника, а лише, як це буде показано далі, розширюють функціональні можливості та ефективність модельних досліджень.

* Примітки:

- тут і надалі умовні позначення компонентів схем, напруг, стумів, частот тощо подаються у відповідності до SPICE синтаксису і, з метою уникнення неточностей в представлених результатах, не підлягають зміні позначень чи формату, зокрема зміні позначення напруги V на U чи використання нижніх або верхніх індексів;

- у відповідності до SPICE синтаксису, позначення m відповідає скороченню мілі- (10^{-3}), μ відповідає скороченню мікро- (10^{-6}), а дробова частина чисел відділяється крапкою “.”

Синтаксис (Syntax) та специфікація джерела гармонічної напруги типу

VSine Source такі:

Syntax: .MODEL <model name> SIN([model parameters: DC A F RS RP PH]),
де: DC (DC level) – постійний рівень, A (Amplitude) – амплітуда, F (Frequency) – частота, RS (Source resistance) – послідовний опір, RP (Repetition period of exponential) – експотенціальний період повторення, PH (Phase) – фаза.

У цьому прикладі, відповідно до SPICE синтаксису, лістинг схеми заміщення є таким:

```
VI 1 0 SIN (0 1 10K 0 0 0)
RVI 1 0 1K
G1 0 2 VALUE = {I(RVI)}
C1 2 0 10N
R1 0 2 1K
```

Уже відзначене розширення функціональних можливостей та ефективності модельних досліджень досягається:

- синтезом моделей, які описують складні функціональні залежності параметрів компонентів і досліджуваних двополюсників, зокрема параметричної залежності ємності від прикладеної напруги чи модуляції цієї ємності іншими факторами, як буває, зокрема, в електрохімічних джерелах живлення, суперконденсаторах, елементах фотовольтаїки тощо;

- проведення аналізу з динамічною покроковою зміною (Stepping: Step all variables simultaneously або Step variables in nested loops) параметрів компонентів, амплітуди та фази сигналів, температури тощо.

Аналогічний приклад елементарної схеми імпедансних досліджень із поєднанням джерел типу IofV та VSine Source наведено на рис. 2.3 [84].

Для цієї схеми на рис. 2.4 наведено результати традиційних для АС аналізу досліджень АЧХ $db(V(2))$ та ФЧХ $ph(V(2))$ (дослідження проводилися з покроковою зміною ємності конденсатора $C1 = 1\text{ n}, 10\text{ n}, 100\text{ n}$). На рис. 2.5 наведено частотні залежності дійсної $Re(V(2))$ та уявної $Im(V(2))$ складових імпедансу паралельної R1C1 ланки з урахуванням уже згаданих можливостей розрахунку функцій Re та Im .

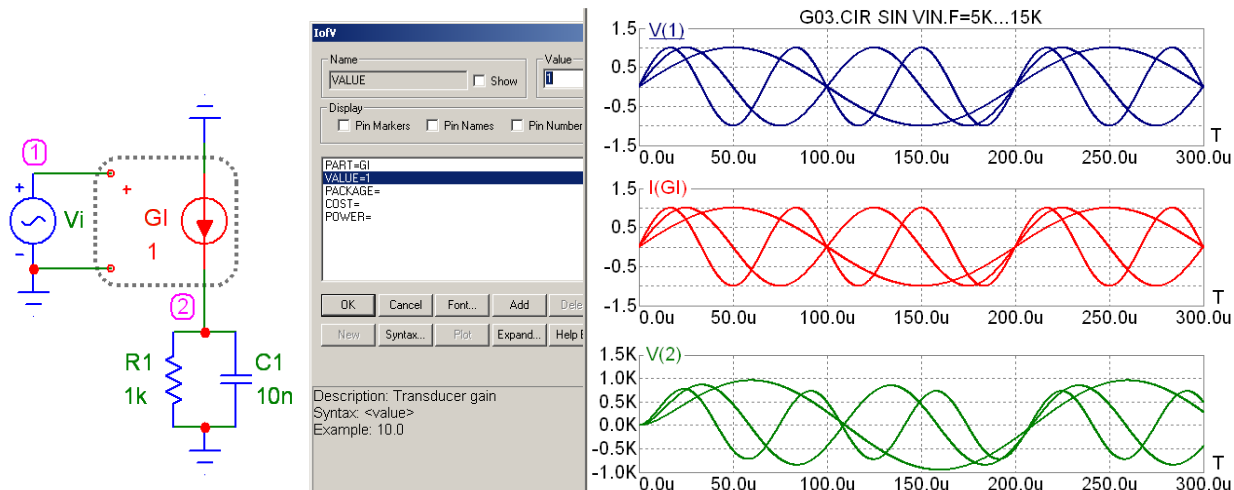


Рис. 2.3. Елементарна схема імпедансних досліджень із поєднанням джерел типу IofV та VSine Source в гальваностатичному методі вимірювання

Далі, як це показано на рис. 2.6, перейшовши від частотного представлення до комплексної площини, отримують діаграму Найквіста - $\text{Im}(V(2)) = \text{function}[\text{Re}(V(2))]$.

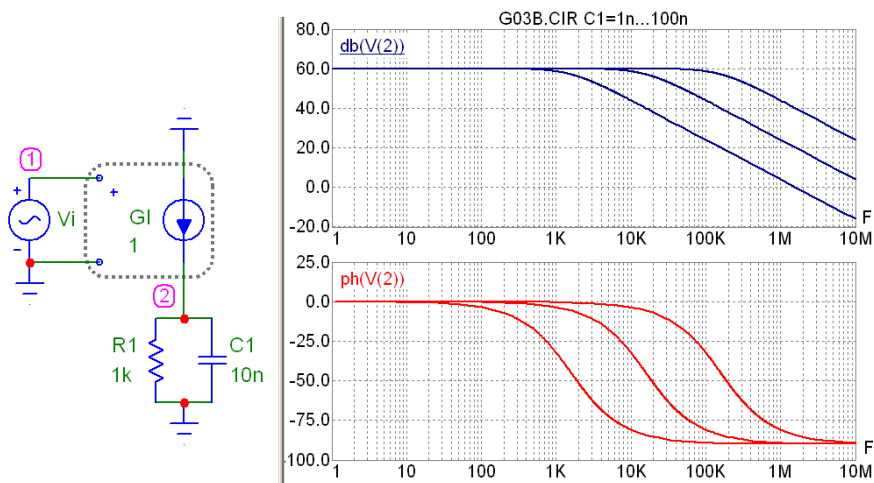


Рис. 2.4. Паралельна RC ланки та її відповідні АЧХ $\text{db}(V(2))$ та ФЧХ $\text{ph}(V(2))$

Наведені далі приклади модельних досліджень діаграм Найквіста демонструють ряд інших типових для імпедансних досліджень схем із комбінаціями паралельних (\parallel) і послідовних (+) з'єднань резистивних (R),

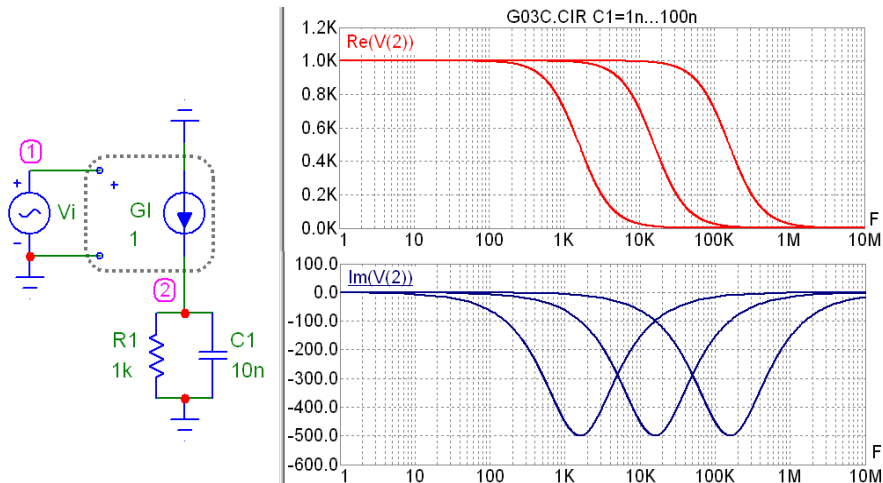


Рис. 2.5. RC ланка та її частотні залежності дійсної $Re(V(2))$ та уявної $Im(V(2))$

СКЛАДОВИХ

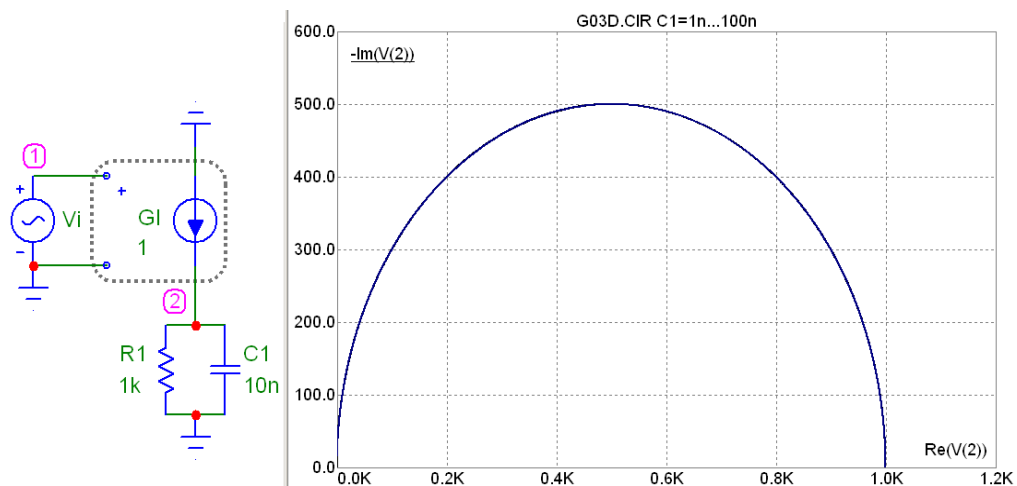


Рис. 2.6. Діаграма Найквіста при $C_1 = 1$ n, 10 n, 100 n

ємнісних (C) та індуктивних (L) елементів:

- $R_1 \parallel C_1$ ланка при $R_1 = 0.5, 1.0, 2.0$ k (рис. 2.7);
- $(R_1 \parallel C_1) + R_2$ при $R_2 = 0, 200, 400, 600$ (рис. 2.8);
- $(R_1 \parallel C_1) + (R_2 \parallel C_2)$ при $R_1 = 0.5, 1.0, 2.0$ k (рис. 2.9, рис. 2.10);
- $(R_1 \parallel C_1) + R_2 + L_1$ при $R_2 = 0, 200, 400, 600$ (рис. 2.11);
- $(R_1 \parallel C_1) (R_2 \parallel L_1)$ при $L_2 = 0, 100, \dots 500$ u (рис. 2.12 - рис. 2.14);
- $R_1 \parallel C_1 \parallel (L_1 + R_2)$ при $R_2 = 5, 6, \dots 10$ (рис. 2.15, рис. 2.16).

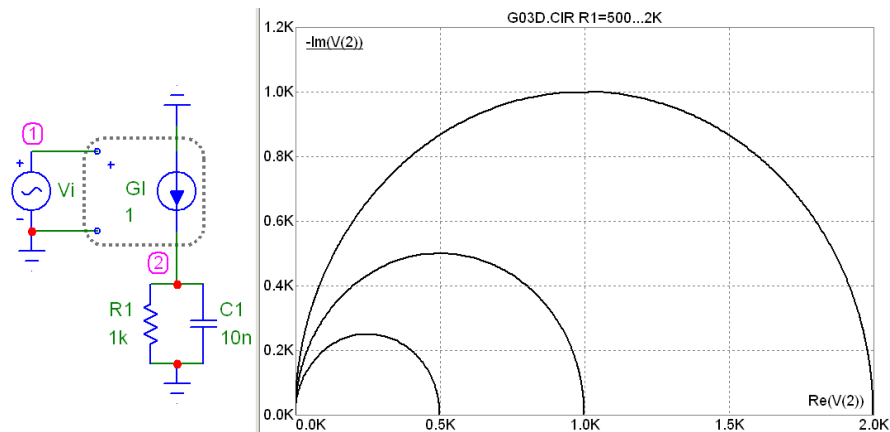


Рис. 2.7. $R1||C1$ та відповідні діаграми Найквіста при $R1 = 0.5, 1.0, 2.0$ k

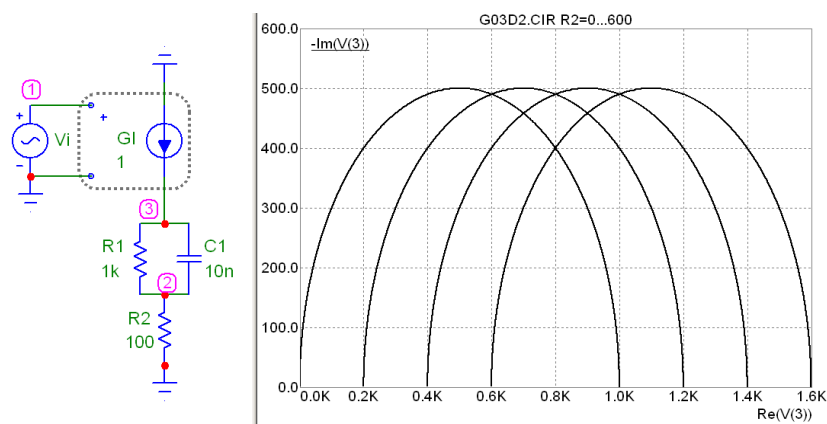


Рис. 2.8. $(R1||C1)+R2$ та відповідні діаграми Найквіста при $R2 = 0, 200, 400, 600$

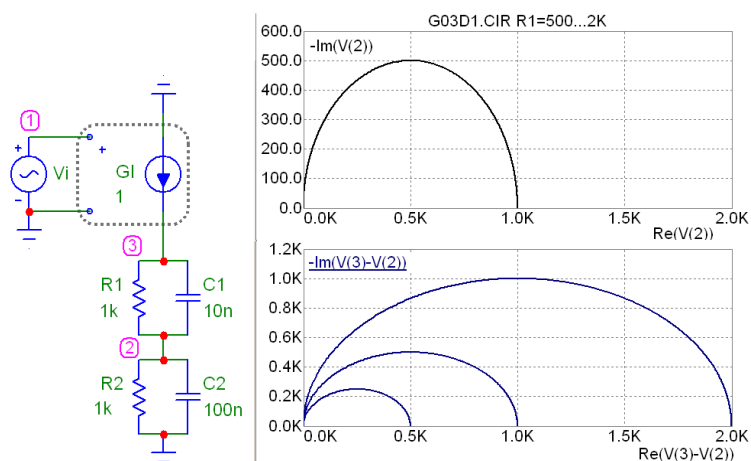


Рис. 2.9. $(R1||C1)+(R2||C2)$ та відповідні діаграми Найквіста при $R1 = 0.5, 1.0, 2.0$ k

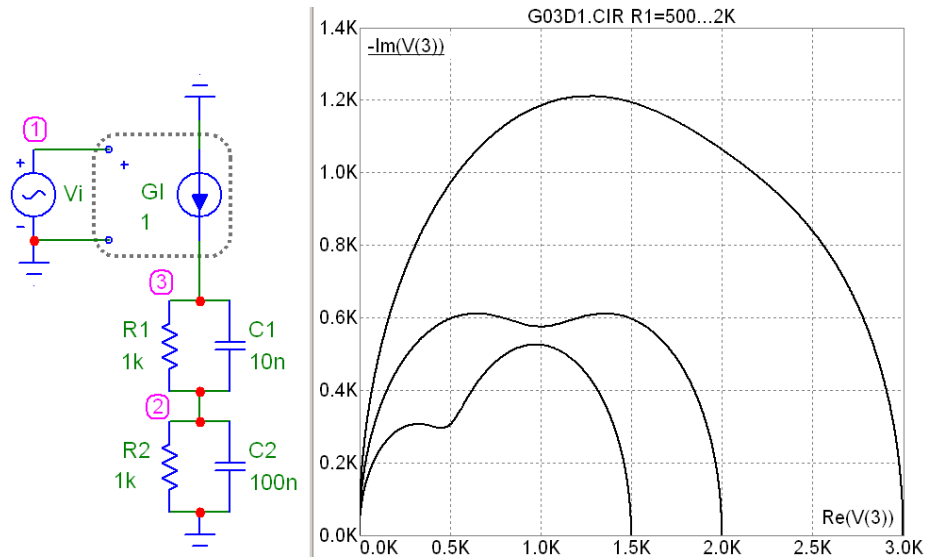


Рис. 2.10. Діаграми Найквіста при $R_1 = 0.5, 1.0, 2.0$ к

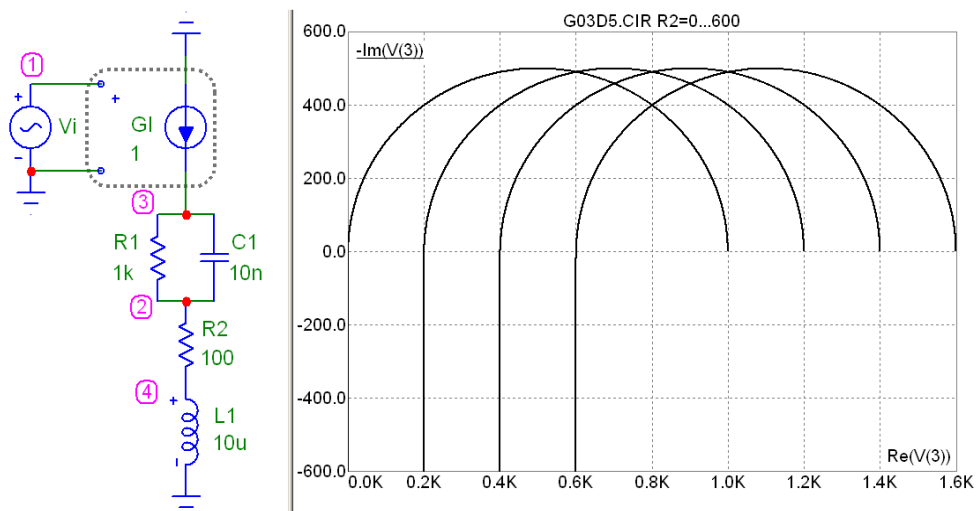


Рис. 2.11. $(R_1 \parallel C_1) + R_2 + L_1$ та її відповідні діаграми Найквіста при $R_2 = 0, 200, 400, 600$

Основним завданням імпедансної спектроскопії є визначення (відтворення) внутрішньої структури досліджуваних двополюсників із формою та параметрами діаграми Найквіста [85]. Трапляються випадки, коли схему заміщення двополюсника неможливо зобразити у вигляді набору пасивних опорів, ємностей чи індуктивностей. У таких випадках переходять на вищий рівень ієрархічної побудови з використанням спеціалізованих моделей типу елемента Варбурга, елемента постійної фази, неоднорідної провідності тощо.

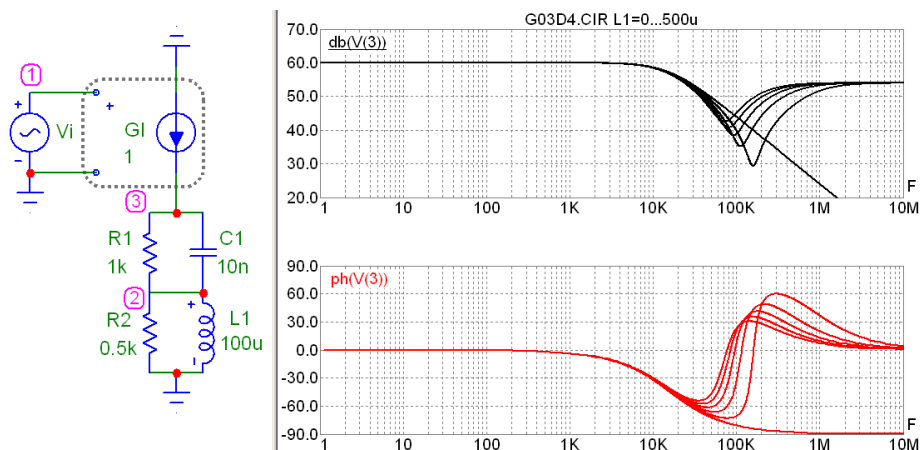


Рис. 2.12. $(R1 \parallel C1) (R2 \parallel L1)$ та її відповідні АЧХ та ФЧХ при $L2 = 0, 100, \dots, 500 \mu$

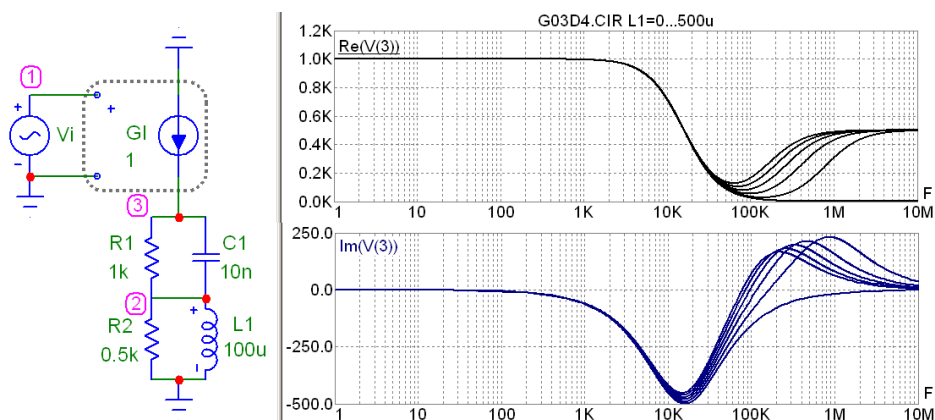


Рис. 2.13. $(R1 \parallel C1) (R2 \parallel L1)$ та її відповідні частотні залежності $\text{Re}(V(2))$ та $\text{Im}(V(2))$

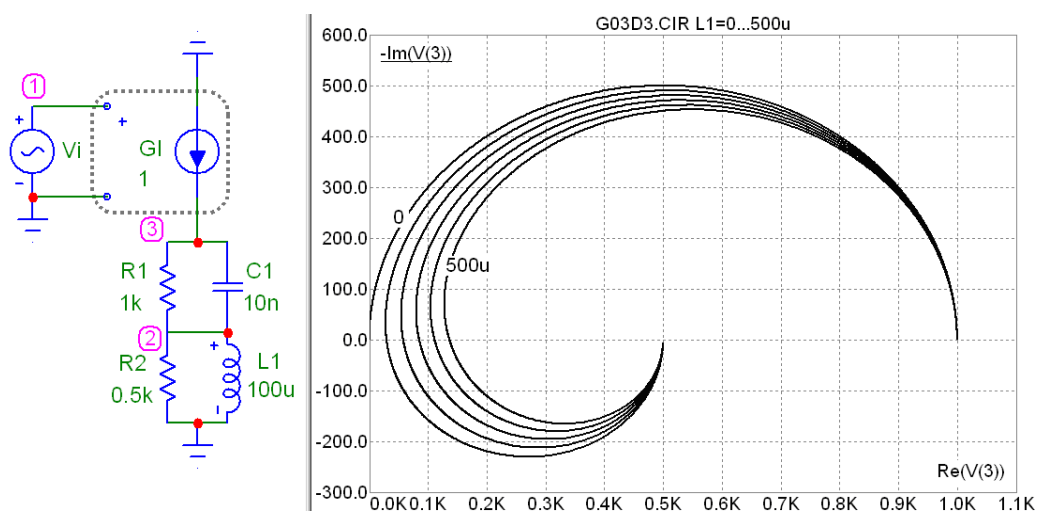


Рис. 2.14. $(R1 \parallel C1) (R2 \parallel L1)$ та її відповідні діаграми Найквіста

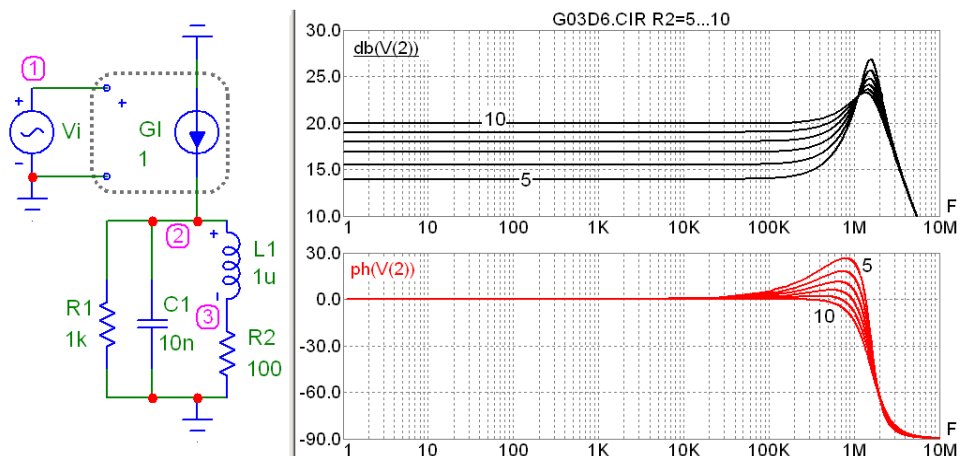


Рис. 2.15. $R_1 \parallel C_1 \parallel (L_1 + R_2)$ та її відповідні АЧХ та ФЧХ при $R_2 = 5, 6, \dots, 10$

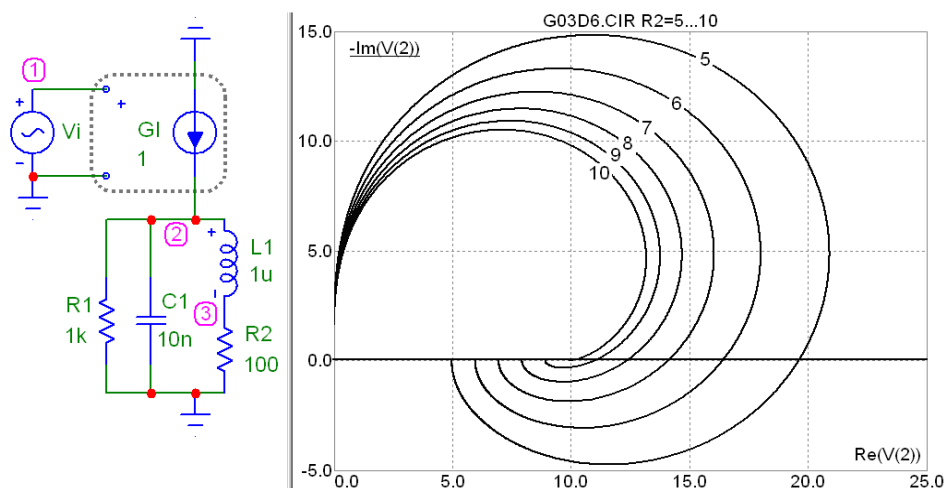


Рис. 2.16. Діаграми Найквіста при $R_2 = 5, 6, \dots, 10$

Схеми заміщення останніх здебільшого можна зобразити у вигляді розподілених RC структур, приклади модельних досліджень яких наведено на рис. 2.17 – 2.19. На рис. 2.17 наведено схему заміщення комбінованого типу та її АЧХ та ФЧХ при зміні номіналу резистора R_1 від 10 кОм до 30 кОм, відповідні представлення дійсної Re та уявної частини Im наведено на рис. 2.18. На основі результатів моделювання побудовано діаграму Найквіста, яку представлено на рис. 2.18

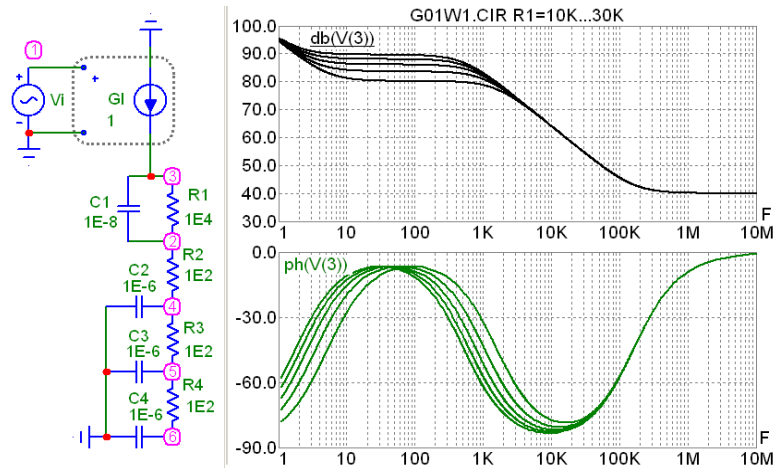


Рис. 2.17. Схема заміщення комбінованого типу та її АЧХ та ФЧХ

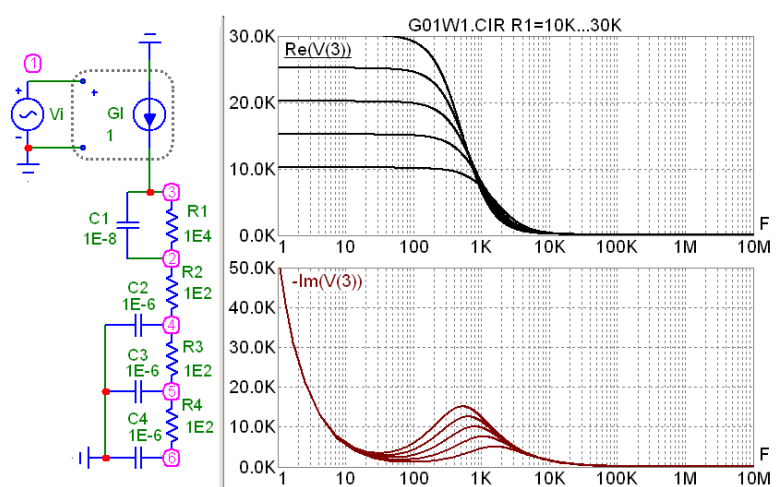


Рис. 2.18. Схема заміщення комбінованого типу та її частотні залежності Re та Im складових

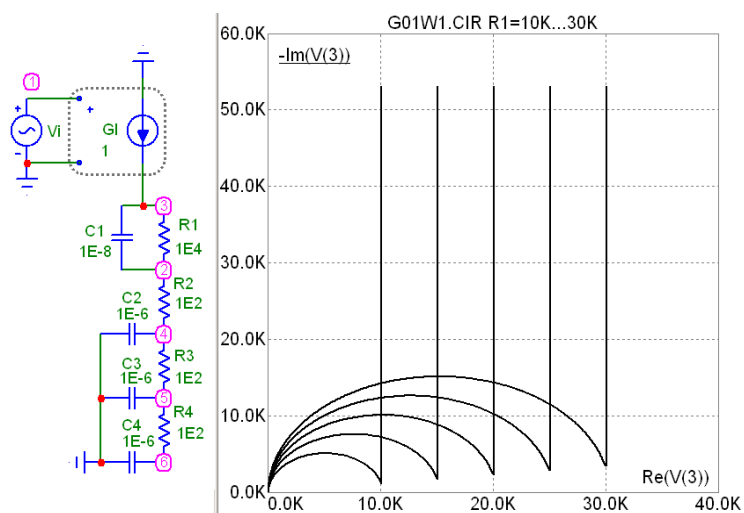


Рис. 2.19. Схема заміщення комбінованого типу та її діаграми Найквіста

2.2. Модуляція параметрів елементної бази в задачах SPICE моделювання

Моделювання складніших структур [86] передбачає встановлення функціональних залежностей параметрів елементів схем заміщення від таких факторів, як температура, напруга (елемент типу варикапа), фотострум (елементи фотовольтаїки) тощо.

Приклад модельних температурних досліджень імпедансних характеристик RC ланки для заданих температурних коефіцієнтів опору розглянуто на рис. 2.20 та рис. 2.21. У цьому прикладі задавалось значення лінійного температурного коефіцієнта $TC1 = 0.01$ та діапазон значень температури від 0 до 100°C з кроком 10°C .

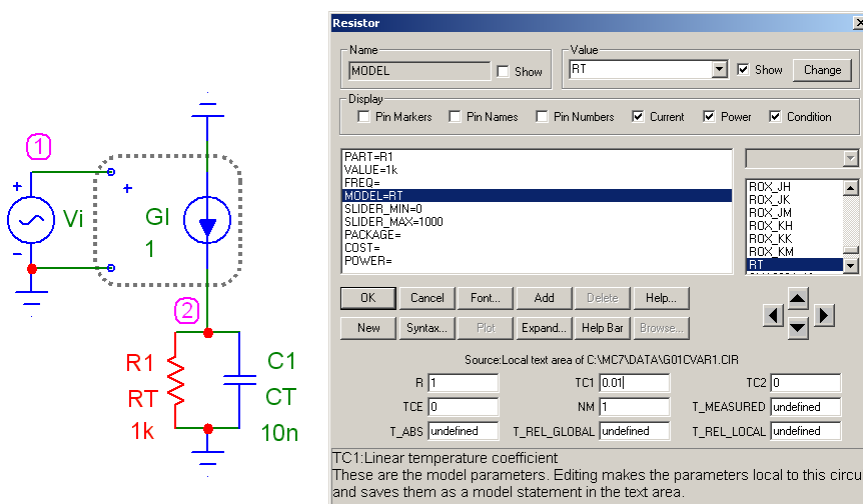


Рис. 2.20. Специфікація температурних коефіцієнтів опору для RC ланки

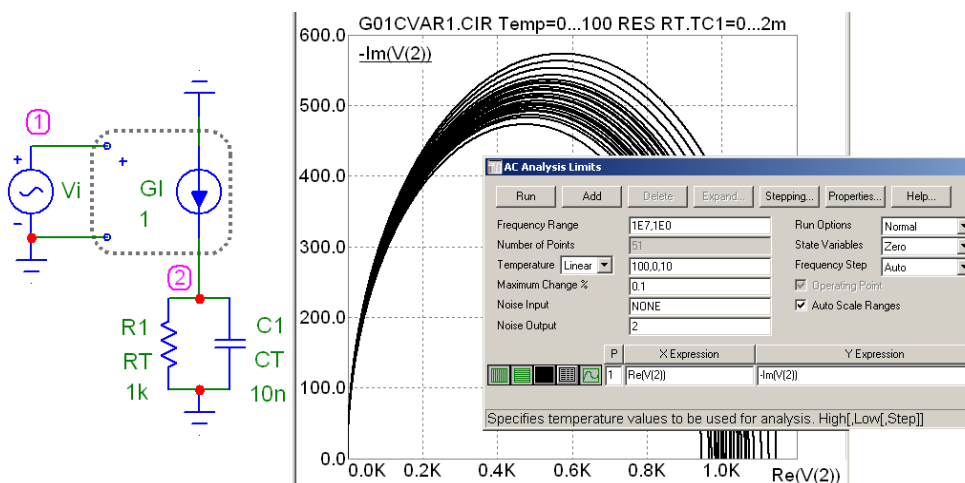


Рис. 2.21. Температурний дрейф діаграми Найквіста для RC ланки

Більш специфічними для імпедансної спектроскопії є задачі з параметричною залежністю ємності від прикладеної напруги. Специфікацію моделі ємності з розширеними функціональними можливостями – можливістю встановлення вольтаїчних та температурних коефіцієнтів $C = f(C_0, V, T)$ - розглянуто на рис. 2.22, а приклад спотворення форми сигналу під час вольтаїчної модуляції ємності досліджуваного RC кола – на рис. 2.23.

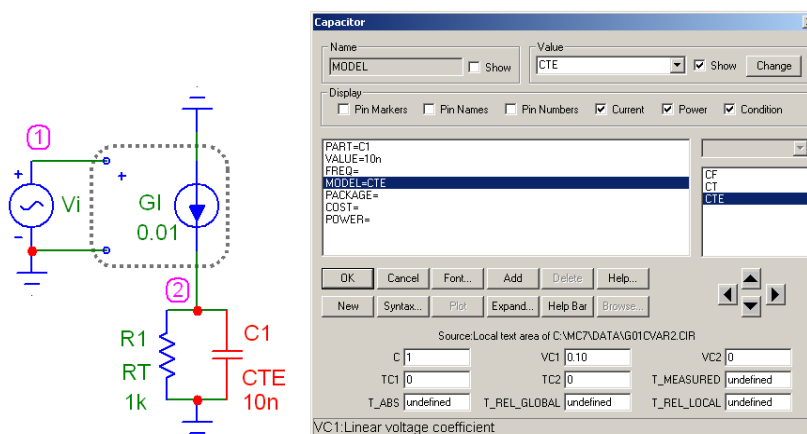


Рис. 2.22. Специфікація вольтаїчних та температурних коефіцієнтів ємності для наведеного кола

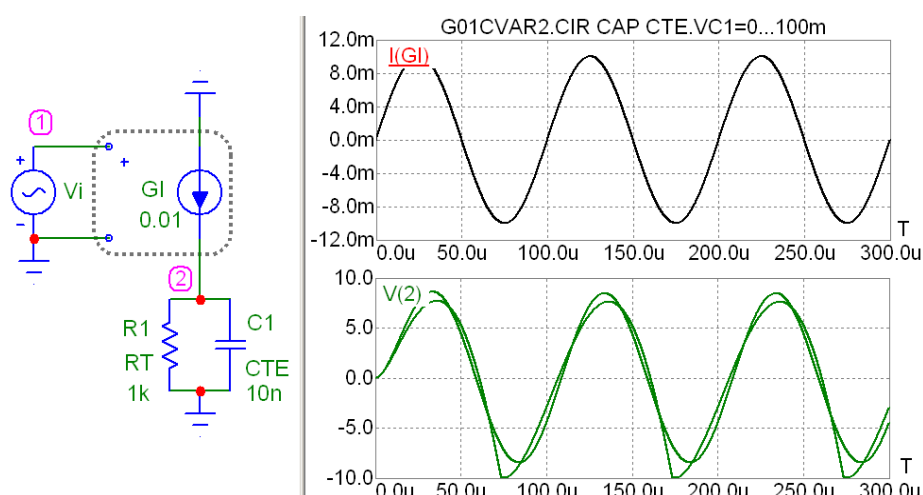


Рис. 2.23. Спотворення форми сигналу під впливом вольтаїчної модуляції ємності в RC ланці

Така вольтаїчна модуляція існує, зокрема, в імпедансних дослідженнях двополюсників із діодними структурами. Механізм модуляції ємності діода визначається шириною області просторового заряду р-n переходу (бар'єрна ємність) та дифузійними струмами (дифузійна ємність), отже, є багатопараметричним. Наприклад, для параметрів SPICE моделі діода .MODEL 10BQ100 D (IS=3.8291E-09 RS=100 N=2 EG=0.600259 XTI=0.5 BV=100 IBV=0.0001 CJO=9.19104E-11 VJ=1.5 M=0.527626 FC=0.5 TT=1E-09 KF=0 AF=1) на рис. 2.24 наведено результати модельних досліджень залежності ємності C(D1) діода від напруги V(D1) з розмахом амплітуди гармонічного сигналу +/-1 В частотою 1 МГц.

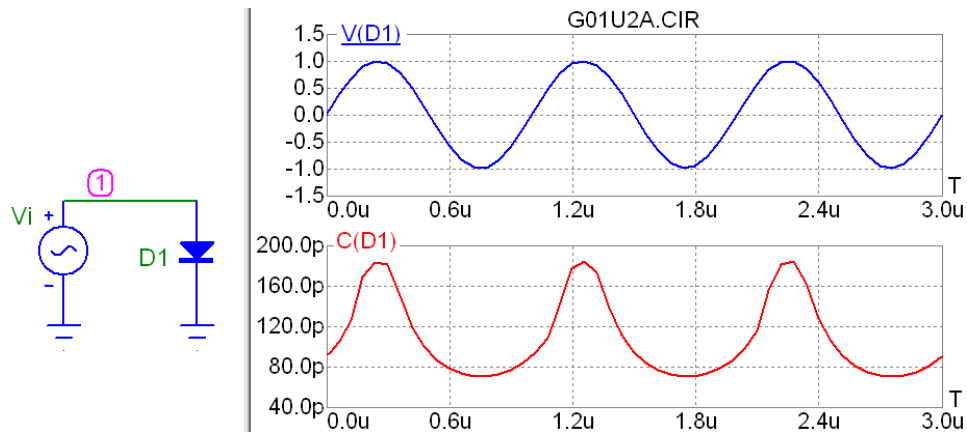


Рис. 2.24. Модель та вольтаїчної модуляція ємності діода

Приклади результатів дослідження імпедансних характеристик такого діода для напруг зміщення DC = -2.0 V, -1.5 V, -1.0 V, -0.5 V, 0, 0.5 V (де DC – постійна складова сигналу джерела гармонічної напруги Vi) наведено на рис. 2.25 (модуль імпедансу подано в децибелах $\text{db}(-V(Vi)/I(Vi))$) та рис. 2.26). Видно характерне для переходу зі зворотного до прямого зміщення діода різне зменшення модуля імпедансу – зі 140 dB при DC = 0 до 60 dB при DC = 0.5 V.

Інший приклад, у якому демонструється більш специфічний спосіб задавання вольтаїчної залежності ємності, показано на рис. 2.27. Тут вищерозглянутий діод шунтується параметричною ємністю, залежність якої від напруги описується формулою:

$$C(V) = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{V(D_1)}{0.7V}}},$$

де C_0 – початкове значення ємності (у цьому випадку $C_0 = 2\text{pF}$).

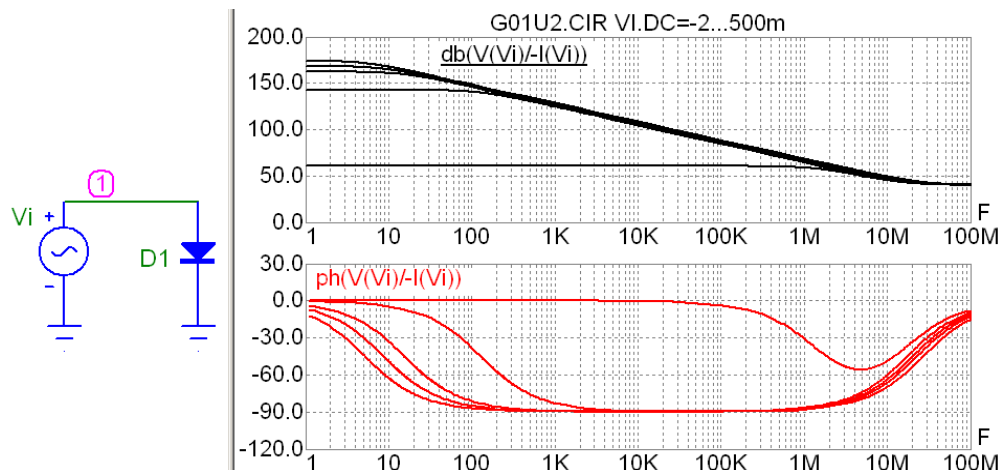


Рис. 2.25. Модель діода 10BQ100 та його АЧХ і ФЧХ модуля імпедансу

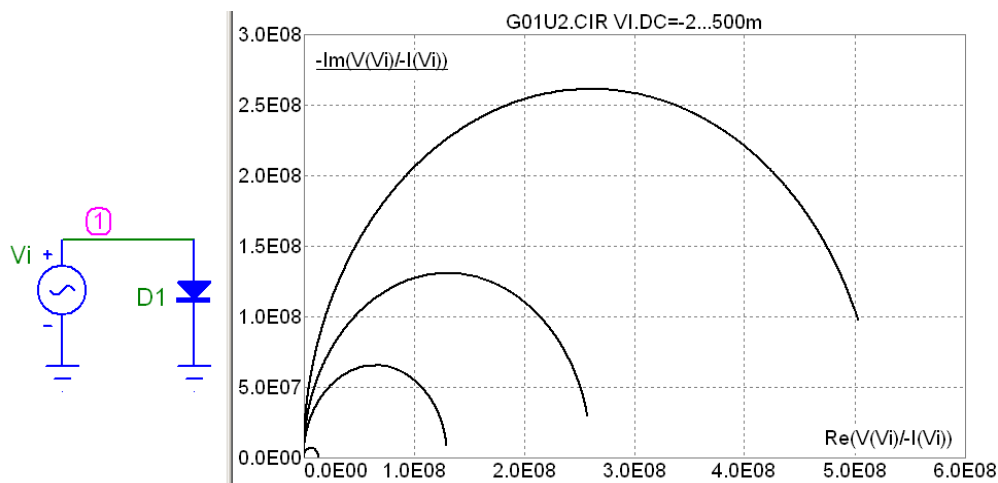


Рис. 2.26. Діаграми Найквіста діода 10BQ100

Очевидно, що спотворення форми гармонічного сигналу, зокрема внаслідок вищезгаданої вольтаїчної модуляції, зумовлює розмиття спектра. Тому, з метою забезпечення заданої точності вимірювання залежності імпедансу від частоти повинен, по-перше, проводитися гармонічний аналіз вихідних сигналів. І, по-друге, проводячи такий аналіз, зокрема на кратних

гармоніках, можна розширити функціональність сигнальних перетворювачів, зокрема, забезпечуючи можливість кількісного оцінювання вольтаїчної модуляції ємності досліджуваного двополюсника [87].

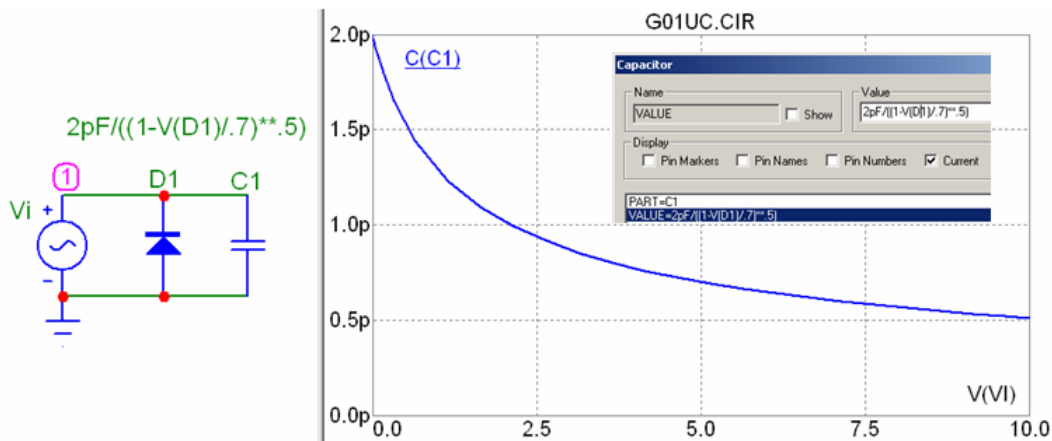


Рис. 2.27. Приклад формульного задавання вольтаїчної залежності

Приклади такого гармонічного аналізу наведено на рис. 2.28 та рис. 2.29. Вольтаїчна залежність ємності задавалась виразом:

$$C(V) = C_0(1 + K_C \cdot |V(C_1)|),$$

де $C_0 = 10n$ – початкове значення, K_C – коефіцієнт модуляції ємності. У першому варіанті $K_C = 3.5$ (рис. 2.28), а в другому - $K_C = 5.0$ (рис. 2.29).

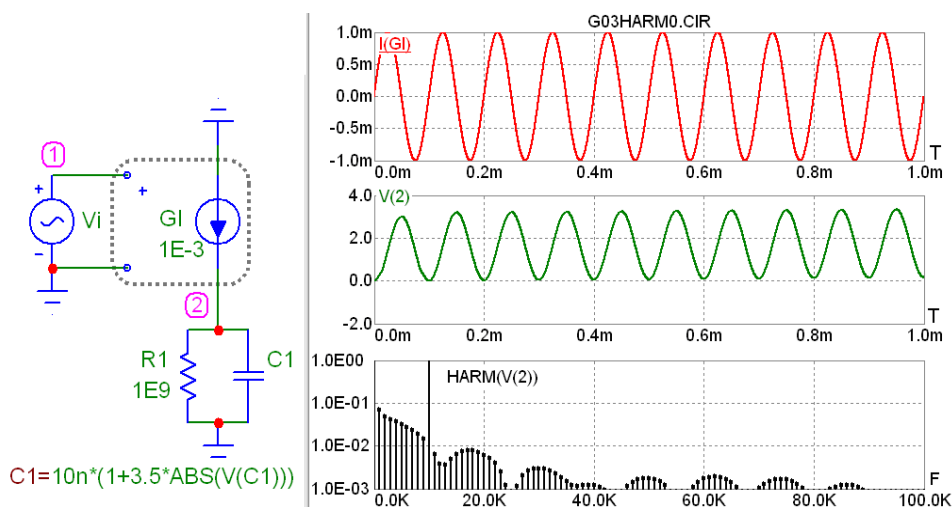


Рис. 2.28. Приклад спектральних досліджень для наведеного кола (варіант 1)

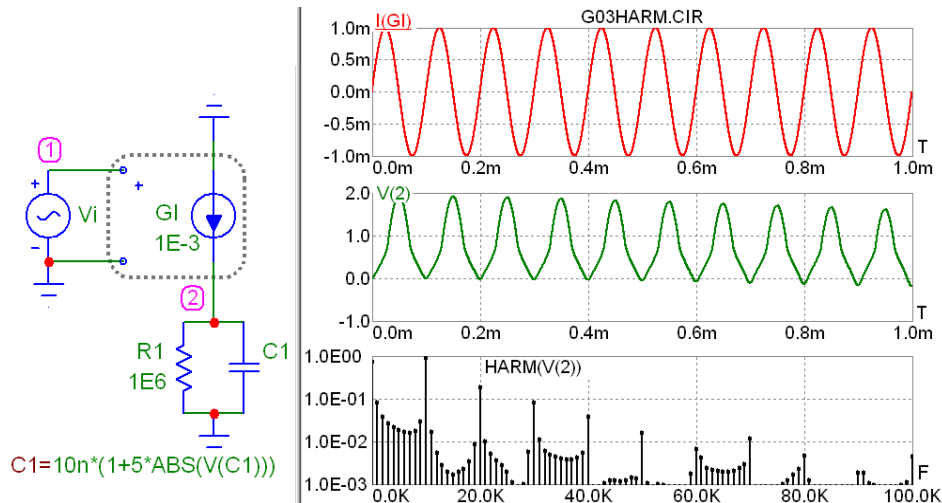


Рис. 2.29. Приклад спектральних досліджень для наведеного кола (варіант 2)

Видно, що крім першої гармоніки (основна частота $f_0 = 10\text{кГц}$) зі збільшенням вольтаїчної модуляції ємності відбувається розмиття спектра з істотним збільшенням значень гармонік, кратних основній частоті - $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$.

2.3. SPICE моделі базових вузлів сигнальних перетворювачів імпедансу

Основною метою SPICE моделювання сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії є перевірка їхньої функціональності та параметричні дослідження, які дають змогу встановити точність перетворення сигналу, діапазон робочих частот, нелінійні спотворення тощо. Усі ці параметри визначаються як схемотехнічними рішеннями, так і відповідними параметрами елементної бази – від найпростіших схемних компонентів (транзисторів і ключів) до структурно складних – здебільшого інтегральних схем операційних підсилювачів, аналого-цифрових перетворювачів тощо.

Відповідно до цього покажемо два типові приклади SPICE моделювання схем сигнальних перетворювачів з урахуванням параметрів елементної бази [87]. Такі моделювання, в поєднанні з відповідними експериментальними дослідженнями реальних схем, детально розглядаються в подальших розділах

роботи. Тому наведені далі приклади модельних досліджень лише демонструють загальні підходи до параметричного аналізу без їх прив'язування до конкретних задач розроблюваних сигнальних перетворювачів.

Перший приклад демонструє імпедансні характеристики елементарного транзисторного каскаду зі спільним емітером. Дослідження проводяться для біполярного n-p-n транзистора типу 2N1711. Специфікація його SPICE моделі така:

```
.MODEL 2N1711 NPN (IS=10.2451F BF=257.832 NF=1.27541 VAF=100
IKF=439.333M ISE=0.145262F NE=1.46619 BR=1M IKR=10M ISC=100P RE=2
RC=2 CJE=28.2826P VJE=700M MJE=642.886M CJC=18.3219P VJC=700M
MJC=558.067M TF=436.042P XTF=500.007M VTF=10 ITF=10.226M TR=10N)
```

Для визначення робочої точки за постійним струмом на рис. 2.30 наведено перехідну характеристику (DC аналіз) каскаду – залежність напруги на колекторі $V(2)$ від постійного рівня (DC) джерела вхідного гармонічного сигналу V_i . Для заданих параметрів моделі транзистора [124], опору резистора навантаження $R1$ та температури лінійний режим роботи каскаду спостерігається в діапазоні постійного рівня DC вхідних напруг від 0.8 V до 0.9 V. Далі, використовуючи цю інформацію (при трьох значеннях DC 0.80V; 0.85V; 0.90V), проводять дослідження АЧХ та ФЧХ (рис. 2.31), частотних залежностей $Re\{a\}$ та $Im\{a\}$ складових (рис. 2.32) та діаграм Найквіста (рис. 2.33).

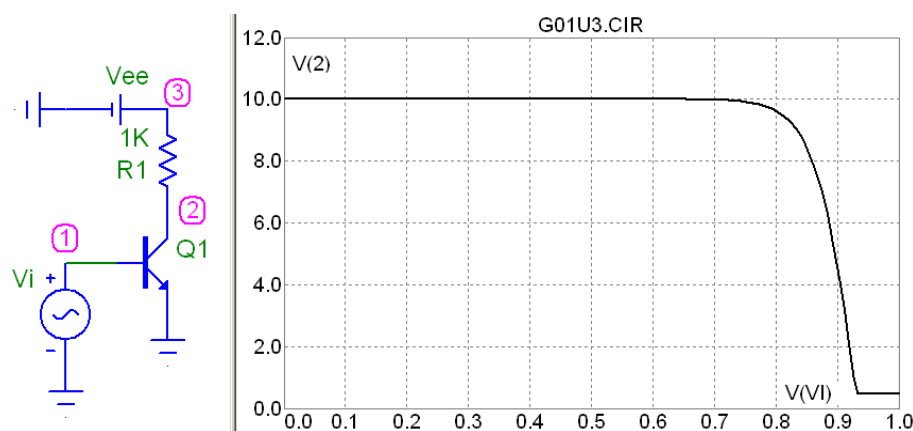


Рис. 2.30. Схема та перехідна характеристика транзисторного каскаду

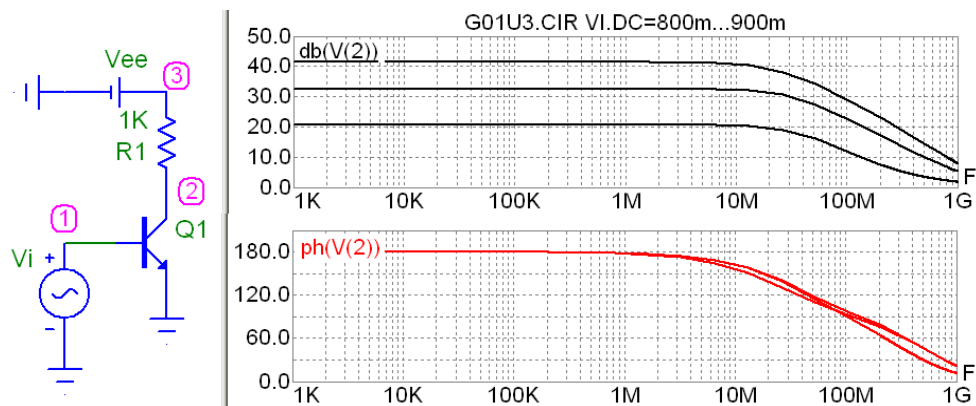


Рис. 2.31. АЧХ та ФЧХ транзисторного каскаду при DC = 0.8 V, 0.85 V, 0.9 V

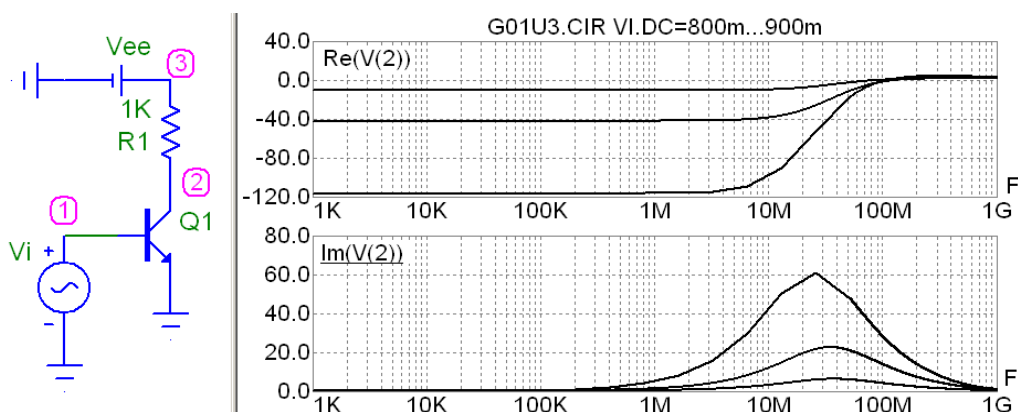


Рис. 2.32. Частотні залежності Re та Im складових транзисторного каскаду

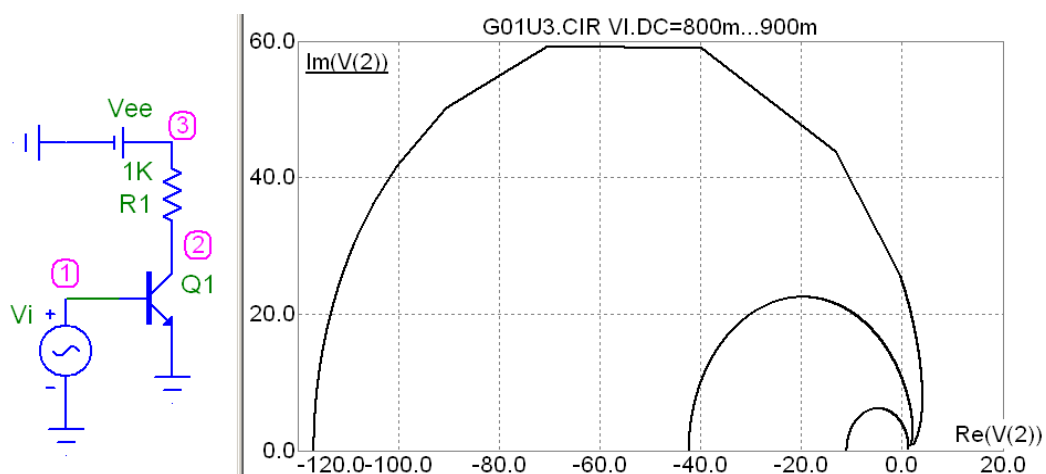


Рис. 2.33. Діаграми Найквіста транзисторного каскаду

Зазначимо, що вищенаведений приклад схеми на транзисторному каскаді зі спільним емітером демонструє випадок з від'ємними значеннями дійсної Re

складової імпедансу. Обумовлено це зсувом фази між вихідним та вхідним сигналами на 180° .

Інший приклад описує дослідження схеми на операційному підсилювачі типу LF156 з параметрами SPICE моделі:

```
.SUBCKT LF156 1 2 3 4 5
RC1 3 6 1061.03
C1 6 7 8.66025e-012
RC2 3 7 1061.03
C2 12 13 3e-011
RE1 8 10 1
CE 10 14 1e-019
RE2 9 10 1
D1 18 19 D
RE 10 14 555556
D2 20 18 D
RO2 13 14 25
D3 4 16 D
ROUTAC 15 4 50
D4 17 4 D
RP 3 5 63380.3
D5 3 5 D
VC 5 16 2.6
E1 14 0 POLY(2) 3 0 5 0 0 0.5 0.5
VE 17 3 2.6
F1 13 14 POLY(5) VS1 VC VE VLP
VLN 0 8.48826e+006 -8.48826e+006
VLP 19 0 20
8.48826e+006
VS1 11 0 0
VS2 13 15 0
.MODEL D D ()
.MODEL J1 PJF
(BETA=0.0012337 IS=1.575e-011)
.MODEL J2 PJF
(BETA=0.0012337 IS=1.425e-011
VTO=-1.998)
.ENDS LF156
```

Моделльні дослідження проводилися для набору дискретних значень коефіцієнта підсилення K_v , який, відповідно до схеми не інвертувального підсилювача, визначається резисторами кола зворотного зв'язку: $K_v = R_2 / R_1 + 1$. Для набору $R_1 = 0.1, 0.2 \dots 1.0k$ АЧХ та ФЧХ, частотні залежності Re, Im складових та діаграми Найквіста наведені, відповідно, на рис. 2.34 – 2.36.

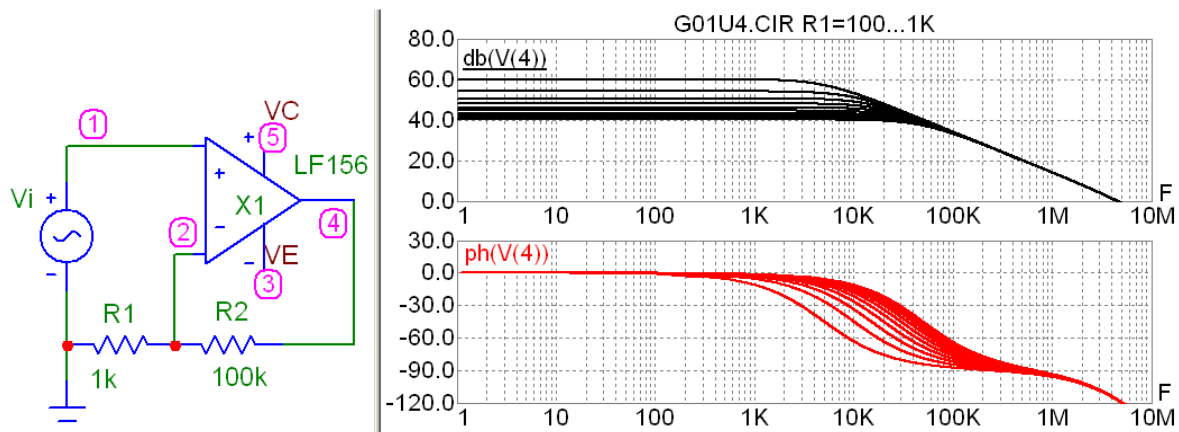


Рис. 2.34. Схема та зображення АЧХ та ФЧХ підсилювача при $R1 = 0.1, 0.2, \dots 1.0$ к

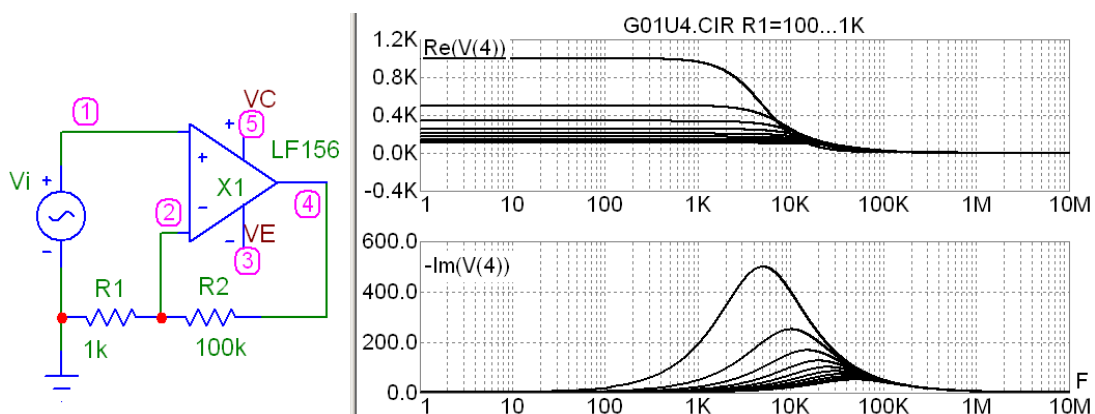


Рис. 2.35. Частотні залежності Re та Im складових

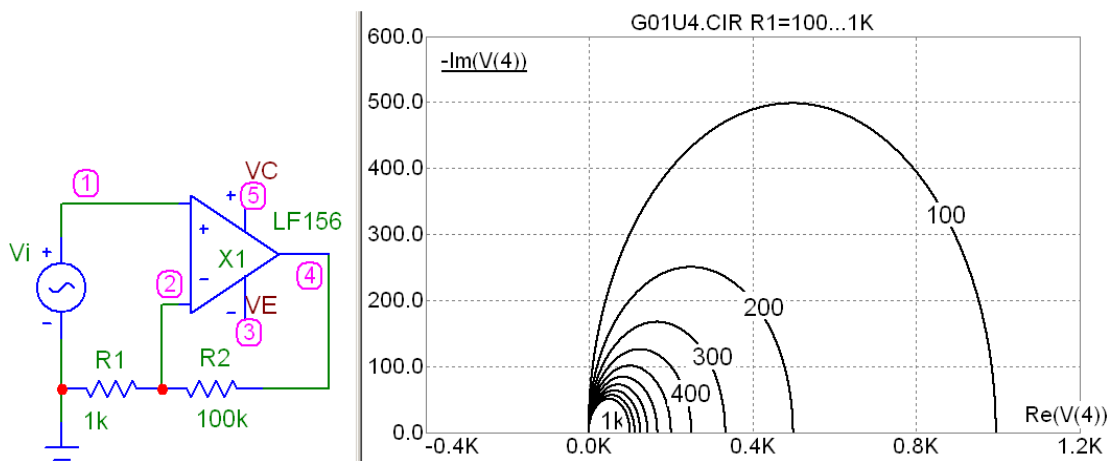


Рис. 2.36. Діаграми Найквіста

Як уже зазначалося, наведені приклади демонструють лише загальні підходи до модельних досліджень сигнальних перетворювачів імпедансного типу. Розвиток цих підходів у дослідженнях реальних схем імпедансної спектроскопії є предметом подальшого розгляду [89-91].

2.4. Методика досліджень сигнальних перетворювачів імпедансу

У ході проведених нами досліджень методик SPICE моделювання імпедансних характеристик на основі АС методу аналізу з подальшою побудовою діаграм Найквіста було показано істотні обмеження цих методик. Ці обмеження полягають у неможливості модельних досліджень реальних схем сигнальних перетворювачів з урахуванням параметрів реальних сигналів. Причина цієї проблеми лежить у суті АС методу аналізу, коли функції дійсної Re та уявної Im складових імпедансу отримують при прямуючій до нуля амплітуді задавального сигналу. Це - так звана методика малосигнального частотного аналізу.

Для вирішення вказаної проблема було розроблено нову методику комплексного модельного параметричного дослідження сигнальних перетворювачів імпедансу, відмінністю якої є комбінація АС та Transient методів аналізу [89]. Отримані в результаті такого комплексного дослідження коефіцієнти кореляції результатів АС та Transient аналізу використовуються для кількісного оцінювання параметрів досліджуваних імпедансних перетворювачів.

Питання використання функцій Re та Im в АС аналізі були вичерпно розглянуті в попередніх підрозділах. Тому в цьому підрозділі розглядається лише алгоритм Transient аналізу, під час якого формуються відповідні до активної ReZ та реактивної ImZ складових імпедансу сигнали та враховуються параметри елементної бази, форма й амплітуда сигналів, умови експерименту тощо.

Таке сигнальне перетворення проводять шляхом синхронного квадратурного детектування [111-115] та інтегрування вихідних напруг сигнального перетворювача відповідно до виразів:

$$V_{SRE} = K_{RE} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)) dt,$$

$$V_{SIM} = K_{IM} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{IM}(t)) dt,$$

де V_{SRE} та V_{SIM} – напруги, що є інформативними сигналами дійсної та уявної складових імпедансу; K_{RE} та K_{IM} – коефіцієнти пропорційності функції перетворення; $V_Z(t)$ – напруга на досліджуваному двополюснику (гальваностатичний метод вимірювання); $A_{RE}(t)$, $A_{IM}(t)$ – знакові функції, що, в залежності від фази, набувають значення +1 чи -1; t_1 , t_2 – часові інтервали інтегрування (рис. 2.37).

Значення знакових функцій $A_{RE}(t)$, $A_{IM}(t)$ у кожному періоді T визначаються часовими інтервалами:

$$A_{RE}(t) = 1 \text{ при } t = [0 \dots \pi], A_{RE}(t) = -1 \text{ при } t = [\pi \dots 2\pi];$$

$$A_{IM}(t) = 1 \text{ при } t = [0 \dots \pi/2] \text{ та } [3\pi/2 \dots 2\pi], A_{IM}(t) = -1 \text{ при } t = [\pi/2 \dots 3\pi/2].$$

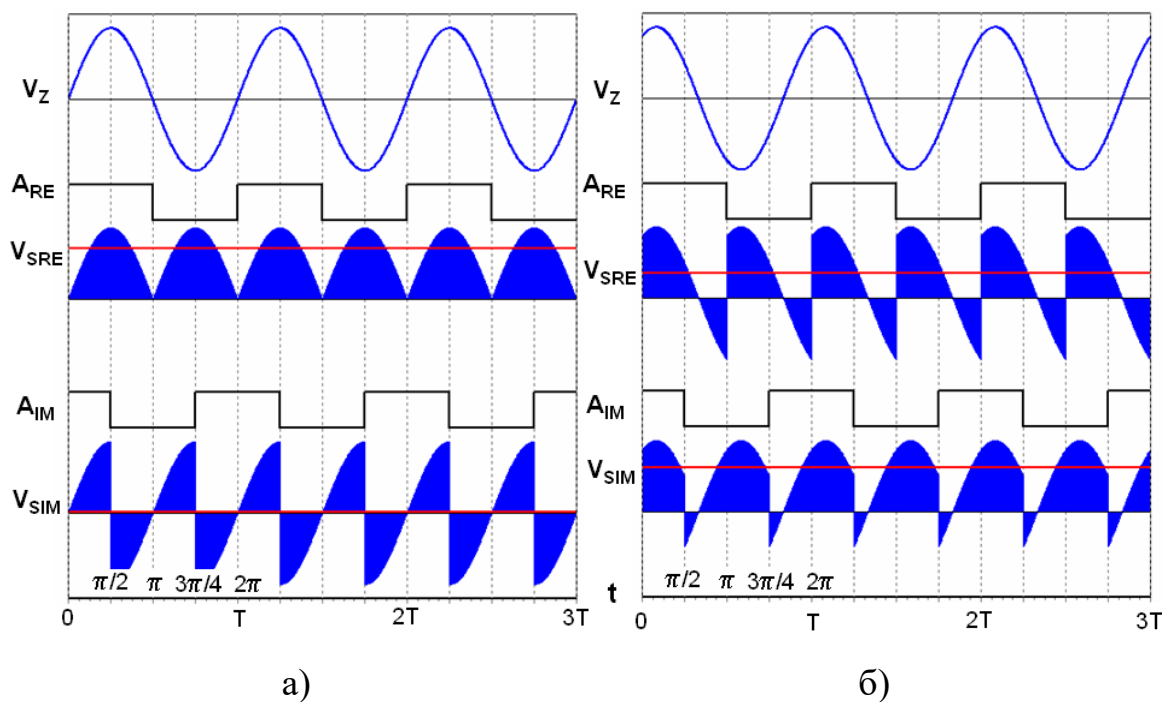


Рис. 2.37. Епюри сигналів перетворювача для зсуву фази напруги 0° (а) та 60° (б)

Зокрема, за відсутності реактивної складової (рис. 2.37, а) зсув фази напруги $V_z(t)$ на досліджуваному двополюснику є нульовим, що визначає максимальне значення інформативного сигналу дійсної складової ($V_{SRE} = \max$) та нульове значення сигналу уявної складової імпедансу ($V_{sim} = 0$). З ростом реактивної складової та відповідній зміні зсуву фази (рис. 2.37, б) дійсна складова V_{SRE} спадає, а модуль реактивної $|V_{sim}|$ – зростає.

Моделльні дослідження проводять із динамічною покроковою зміною частоти задавального (вхідного) сигналу з використанням методу Stepping. Як буде показано далі, можливими є два варіанти формування задавального сигналу – з використанням АС джерел напруги чи аналітичними виразами, що задають часову залежність напруги.

Для синтезу SPICE моделі сигнального перетворювача, що виконує функцію квадратурного детектування, використовують схемні вузли неінвертувального та інвертувального комутування [92]. Для цього напругу на досліджуваному двополюснику спочатку транслюють (передають) у два канали – в неінвертувальний канал напруга передається без змін, а в інвертувальний – строго в протифазі. Реалізацію цієї функції здійснюють, зокрема, з використанням моделі формального підсилювача напруги. SPICE схема заміщення такого формального підсилювача має вигляд:

```
.SUBCKT Amp PINA PINB
+PARAMS: GAIN=1
E1 PINB 0 PINA 0 {GAIN}
RE1 PINA 0 1G ; added by E1
.ENDS Amp
```

Комутування здійснюють із використанням керованих ключів, зокрема, типу S (Voltage-controlled switch). Параметри таких ключів та опис їхньої моделі є такими:

```
Syntax: .MODEL <model name> VSWITCH([model parameters])
.MODEL SW1 VSWITCH (ROFF=1000MEG VON=0.01 VOFF=-0.01)
```

Model Equations:

VC - Voltage across the control nodes;

LM - Log-mean of resistor values = $\ln((RON*ROFF)^{.5})$;

LR - Log-ratio of resistor values = $\ln(RON/ROFF)$;

VM - Mean of control voltages = $(VON + VOFF)/2$;

VD - Difference of control voltages = $VON-VOFF$;

k - Boltzmann's constant;

T - Analysis temperature;

RS - Switch output resistance.

Мнемокод функції комутації ключа типу S є таким:

If $VON > VOFF \rightarrow$

If $VC \geq VON \rightarrow$

$$RS = RON$$

If $VC \leq VOFF \rightarrow$

$$RS = ROFF$$

If $VOFF < VC < VON \rightarrow$

$$RS = \exp(LM+3*LR*(VC-VM)/(2*VD)-2*LR*(VC-VM)^3/VD^3)$$

If $VON < VOFF \rightarrow$

If $VC \leq VON \rightarrow$

$$RS = RON$$

If $VC \geq VOFF \rightarrow$

$$RS = ROFF$$

If $VOFF > VC > VON \rightarrow$

$$RS = \exp(LM-3*LR*(VC-VM)/(2*VD)+2*LR*(VC-VM)^3/VD^3)$$

Функціональна SPICE схема [93-95] заміщення квадратурного двопівперіодного детектора, що базується на вищезгаданих моделях підсилювачів та ключів, і за допомогою якої далі буде продемонстрована методика модельного дослідження параметрів сигнальних перетворювачів імпедансу, наведена на рис. 2.38.

Напряга на досліджуваному двополюснику R1C1, попередньо транслюючись без інверсії (X1) та з інверсією (X2) фази, комутується ключами S1 – S4. Перші два ключі S1 та S2 керуються джерелом напруги Vre, фаза якого відповідає активній складовій імпедансу. Натомість, інші два ключі S3 та S4 керуються джерелом напруги Vim, фаза якого відповідає реактивній компоненті (зсув фази на $\pi/2$).

Специфікація SPICE моделей цих компонентів має вигляд:

X1 1 3 Amp PARAMS: GAIN=1

X2 1 5 Amp PARAMS: GAIN={-1}.

VI 8 0 SIN (0 1E-3 1K 0 0 0)

VIM 7 0 SIN (0 1 1K 0 0 90)

VRE 2 0 SIN (0 1 1K 0 0 0).

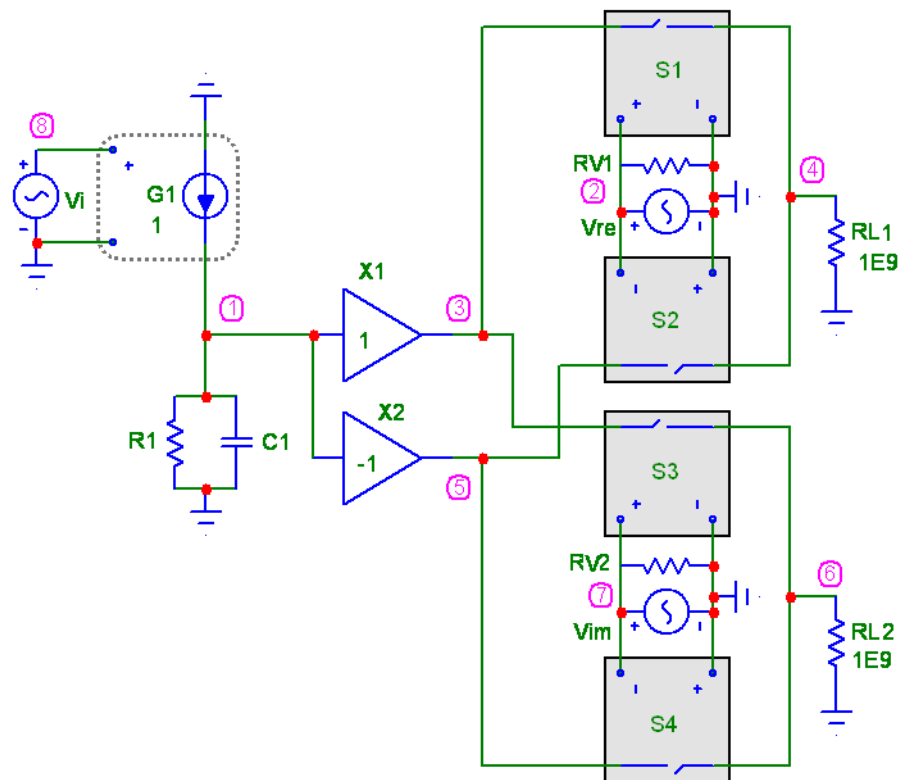


Рис. 2.38. Функціональна SPICE схема заміщення сигнального перетворювача на квадратурному детекторі

Отже, на резисторі RL1 формується напруга $V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)$ активної

складової, а на резисторі RL2 – напруга $V_z(t) \cdot A_{IM}(t)$ реактивної складової імпедансу. В подальшому ці напруги інтегруються числовим методом або з використанням схемних вузлів інтеграторів чи фільтрів низької частоти.

Для отримання спектральної залежності імпедансу досліджуваного двополюсника [97] необхідно задати масив частот, причому зміна цих частот повинна відбуватися одночасно для всіх трьох генераторів гармонічної напруги – V_i , V_{re} та V_{im} . При цьому, як це показано на рис. 2.39, використовують метод Stepping: Step all variables simultaneously.

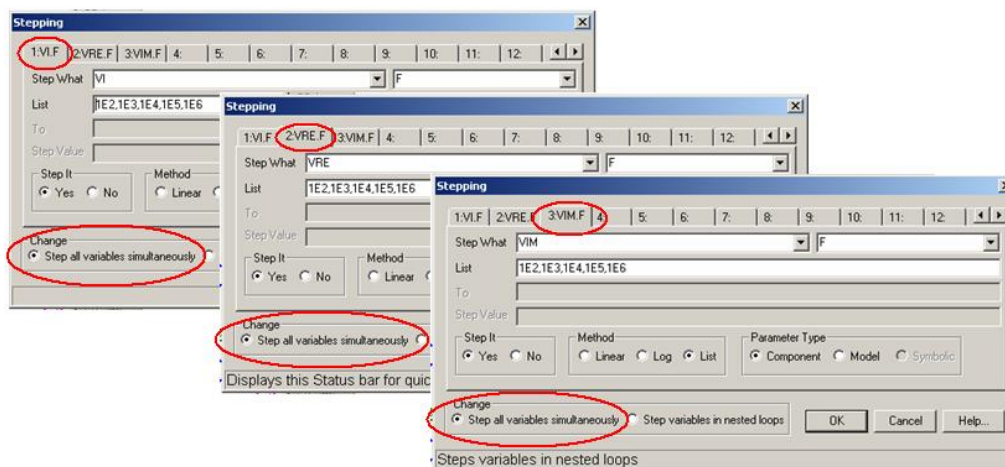


Рис. 2.39. Використання методу Stepping: Step all variables simultaneously

Для зменшення кількості одночасно змінюваних величин (частоти джерел V_i , V_{re} та V_{im}) існує можливість використання іншого варіанту формування задавальних сигналів – аналітичними виразами, що задають часову залежність напруг.

Для цього використовують функціональні джерела формульного типу:

NFG - Formula type current Function Source;

NFV - Formula type voltage Function Source.

Description: Function sources provide the time domain portion of the Analog Behavioral Modeling capability. The Formula type uses an algebraic formula, or expression, to compute the value of the output variable as a function of any set of valid time-domain variables.

Аргументами математичних функцій цих джерел можуть бути параметри інших компонентів схеми, що дає змогу замінити значення частот f на їхні формальні аналоги, зокрема опори резисторів (мова йде лише про числові значення цих величин, а не про їхній фізичний зміст).

Приклад альтернативної схеми заміщення квадратурного детектора, в якій реалізовано вищезгадану формальну заміну, наведено на рис. 2.40.

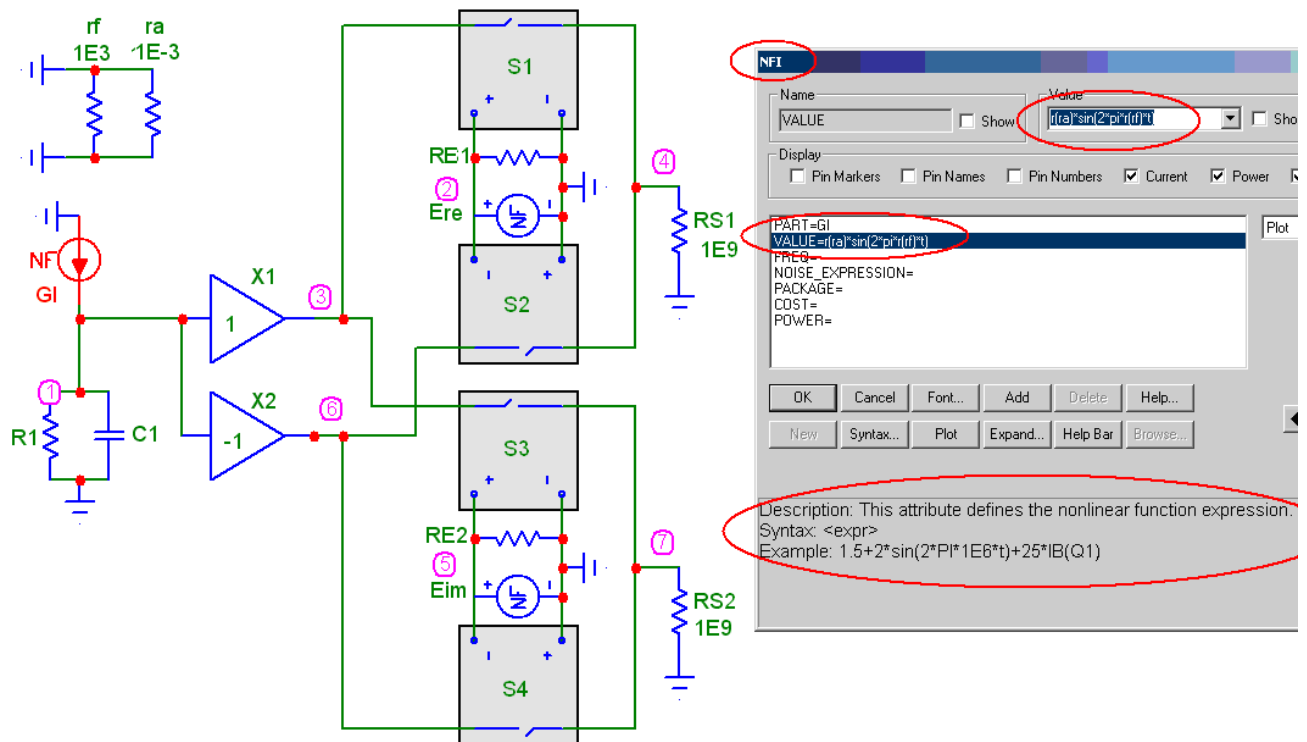


Рис. 2.40. Альтернативний варіант схеми заміщення квадратурного детектора

У схемі використано два допоміжні резистори r_f та r_a , значення опорів яких використовуються в якості формальних аналогів частоти й амплітуди гармонічних сигналів функціональних джерел G_I (NFG типу) та E_{re} , E_{im} (NFV типу).

Відповідно до SPICE синтаксису формульне зображення сигналів цих джерел є таким:

$$G_I: \text{Value} = r(r_a) * \sin(2 * \pi * r(r_f) * t);$$

$$E_{re}: \text{Value} = \sin(2 * \pi * r(r_f) * t);$$

$$E_{im}: \text{Value} = \sin(2 * \pi * r(r_f) * t - \pi / 2).$$

Видно, що: по-перше, в ході моделювання зміна частоти в усіх трьох джерелах реалізується відповідною зміною (Stepping) формального аналога – опору резистора r_f ; по-друге, фаза джерела E_{im} зсунута на $\pi/2$, що й забезпечує комутування сигналу відповідно до реактивної складової імпедансу.

За необхідності кількість формальних аналогів можна збільшити. Це, відповідно, збільшує кількість параметрів, які можуть динамічно змінюватися під час аналізу схеми.

Епюри сигналів, які демонструють функціонування схеми квадратурного детектора, наведено на рис. 2.41 та 2.42 (тут і надалі нумерація компонентів відповідає схемі на рис. 2.38).

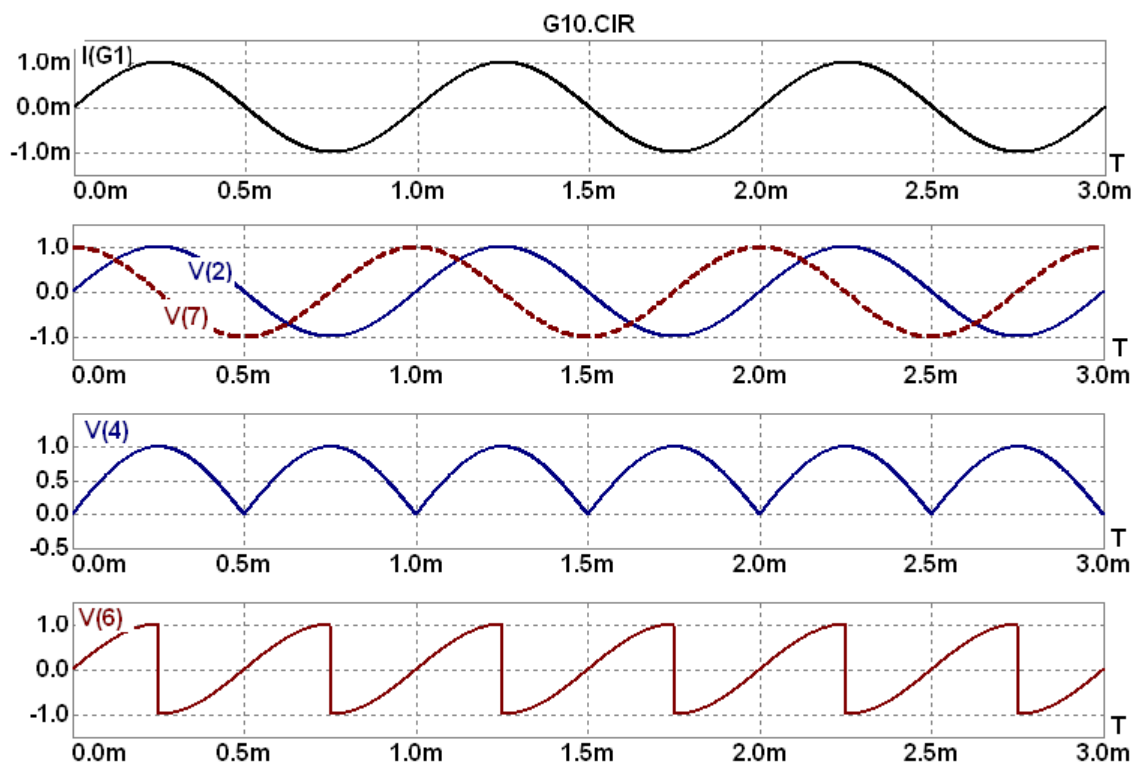


Рис. 2.41. Епюри сигналів квадратурного детектора при $R_1=1E3$, $C_1=0$

Перший набір епюр (рис. 2.41) демонструє варіант «ідеального» активного імпедансу ($R_1 = 1E3$, $C_1 = 0$). Як і передбачалося, інформативний сигнал активної складової - вихідна напруга $V(4)$ – детектується синфазно, а реактивної складової - вихідна напруга $V(6)$ – зі зміщенням фази на $\pi/2$. На

противагу, другий набір епюр (рис. 2.42) – демонструє варіант із домінуванням реактивного імпедансу з протилежним до попереднього варіанту характером детектування.

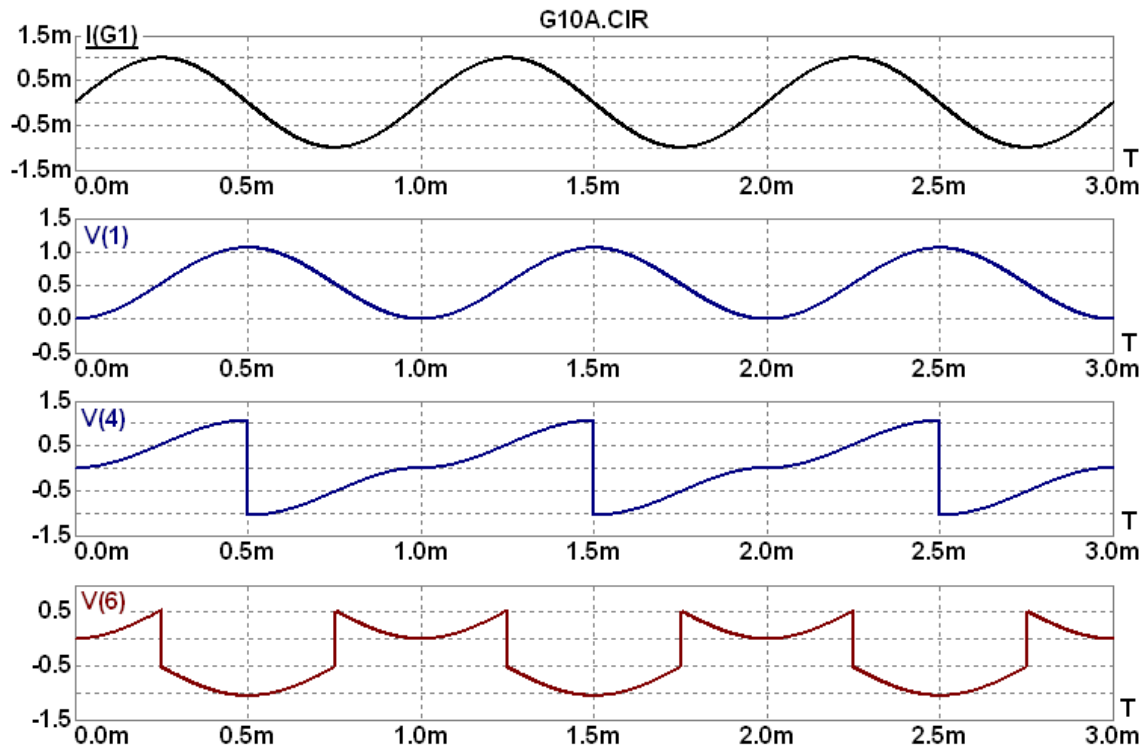


Рис. 2.42. Епюри сигналів квадратурного детектора при $R_1=1E6$, $C_1=3E-7$

Мова про інтегрування та аналіз отриманих сигналів з погляду поставленої задачі параметричного оцінювання точності вимірювання імпедансу піде дещо далі. Спочатку ми розглянемо проблему часової нестабільності продетектованих сигналів.

Приклад такої нестабільності наведено на рис. 2.43. У цьому прикладі параметрами досліджуваного двополюсника є: $R_1 = 3E4$, $C_1 = 1E4 - 7$. Видно, що існує доволі тривалий перехідний процес стабілізації коливань (особливо це проявляється у відмінності перших трьох періодів). Поясненням цього явища є встановлення усередненого рівня коливань, стала часу якого визначається добутком активного та реактивного опорів.

Отже, виникає проблема впливу такого перехідного процесу на подальше перетворення шляхом інтегрування чи фільтрування сигналу [98]. Найчастіше

для цього використовується певна затримка перед подальшим етапом перетворення. Однак такий спосіб негативно впливає на продуктивність процесу сигнального перетворення, адже в імпедансній спектроскопії необхідно забезпечити сканування при великій кількості значень частоти.

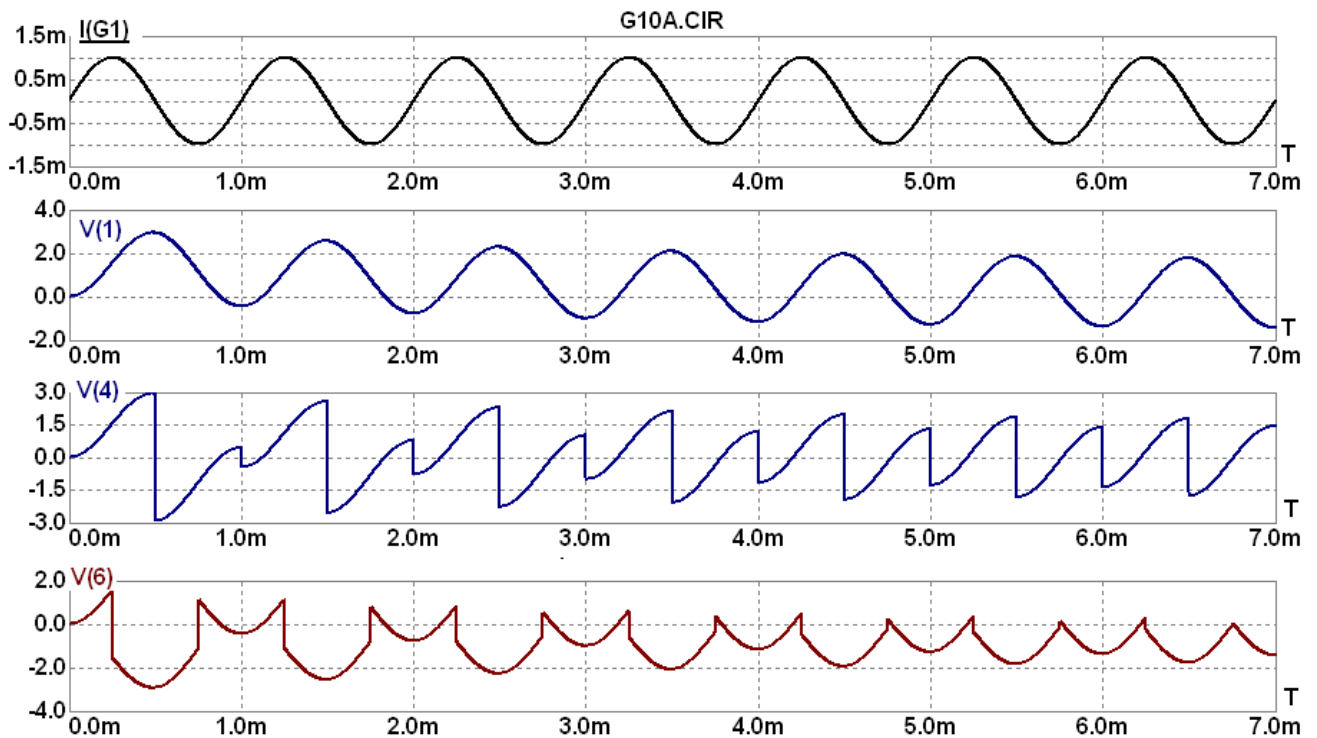


Рис. 2.43. Епюри сигналів квадратурного детектора при $R1=3E4$, $C1=1E-7$

Для вирішення цієї проблеми нами пропонується алгоритм вимірювання, коли початкова фаза задавального струму зміщена на $\pi/2$. Для такого алгоритму, як це можна бачити на епюрах рис. 2.44, відсутній перехідний процес устанавлення усередненого рівня коливань.

Отже, показано, що з метою підвищення ефективності - зменшення часу встановлення стаціонарного коливного процесу та підвищення точності подальшого синхронного детектування сигналу - початкова фаза гармонічного коливання струмової активації в гальваностатичному методі імпедансної спектроскопії повинна бути зміщена на $\pi/2$.

У наступному розділі роботи розглядатимуться методи оптимізації структурних рішень, один з яких базується на заміні гармонічних коливань на імпульси прямокутної форми [99].

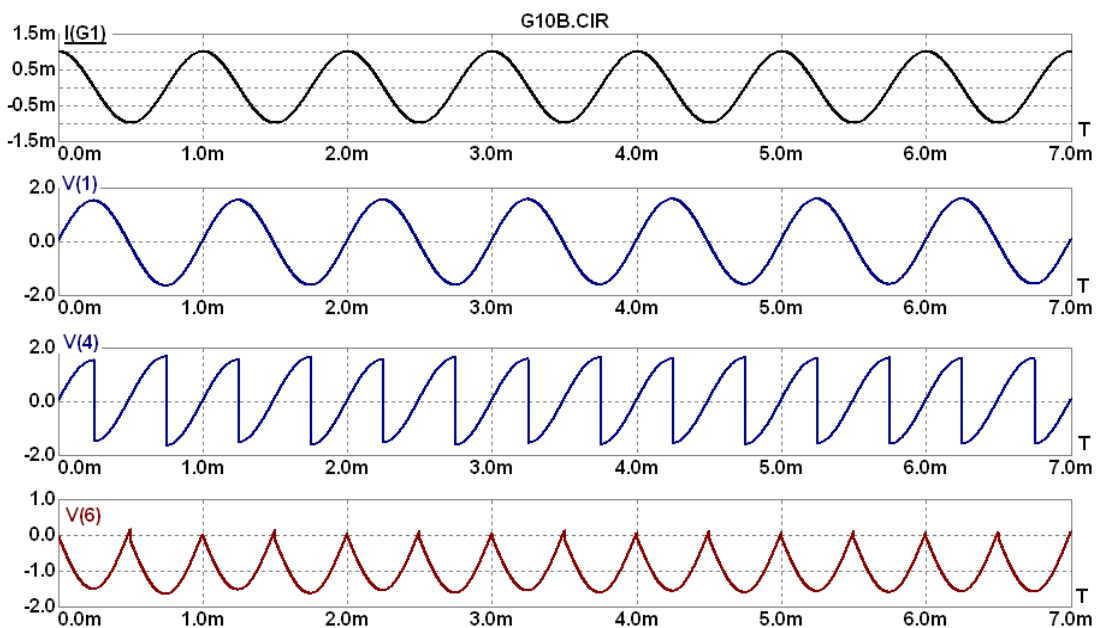


Рис. 2.44. Епюри сигналів при зміщенні фази на $\pi/2$

Приклади епюр, які демонструють форми сигналів на досліджуваному двополюснику при активації імпульсами струму прямокутної форми, результати їх однопівперіодного детектування та вже згадану проблему наявності перехідного процесу, показано на рис. 2.45 - 2.48.

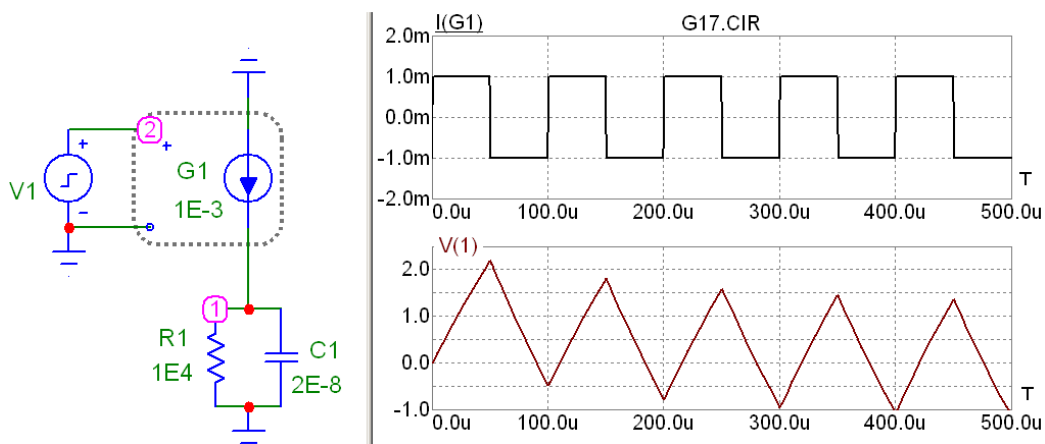


Рис. 2.45. Форма сигналів RC кола під час активації імпульсами прямокутної форми

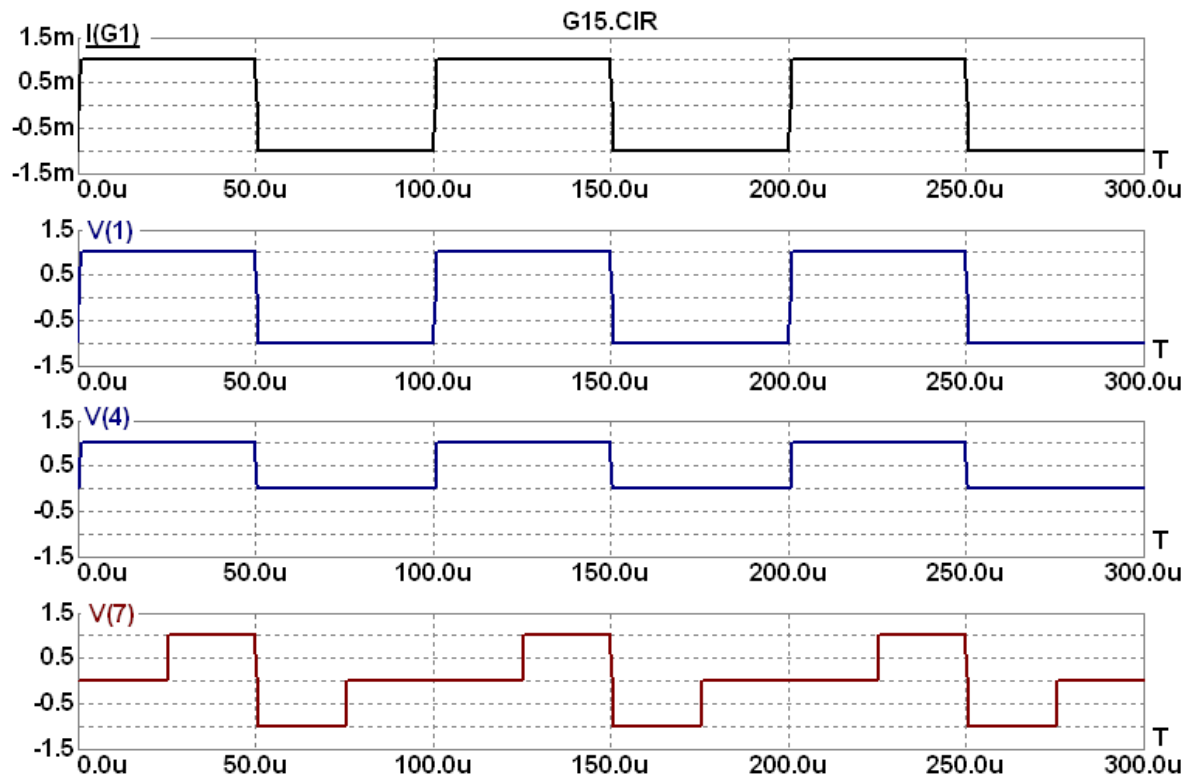


Рис. 2.46. Епюри однопівперіодного детектування прямокутних сигналів в імпедансних перетворювачах при $R1 = 1E3$, $C1=0$

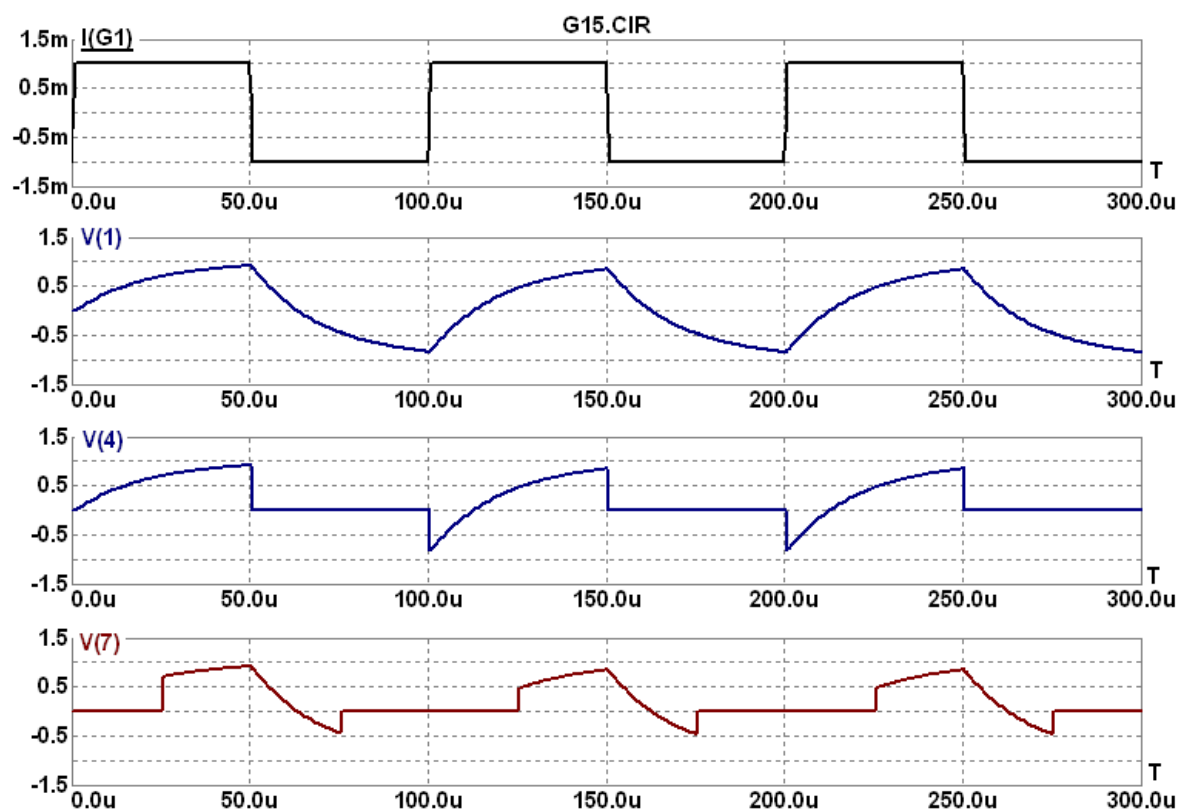


Рис. 2.47. Епюри однопівперіодного детектування прямокутних сигналів в імпедансних перетворювачах при $R1 = 1E3$, $C1=2E-8$

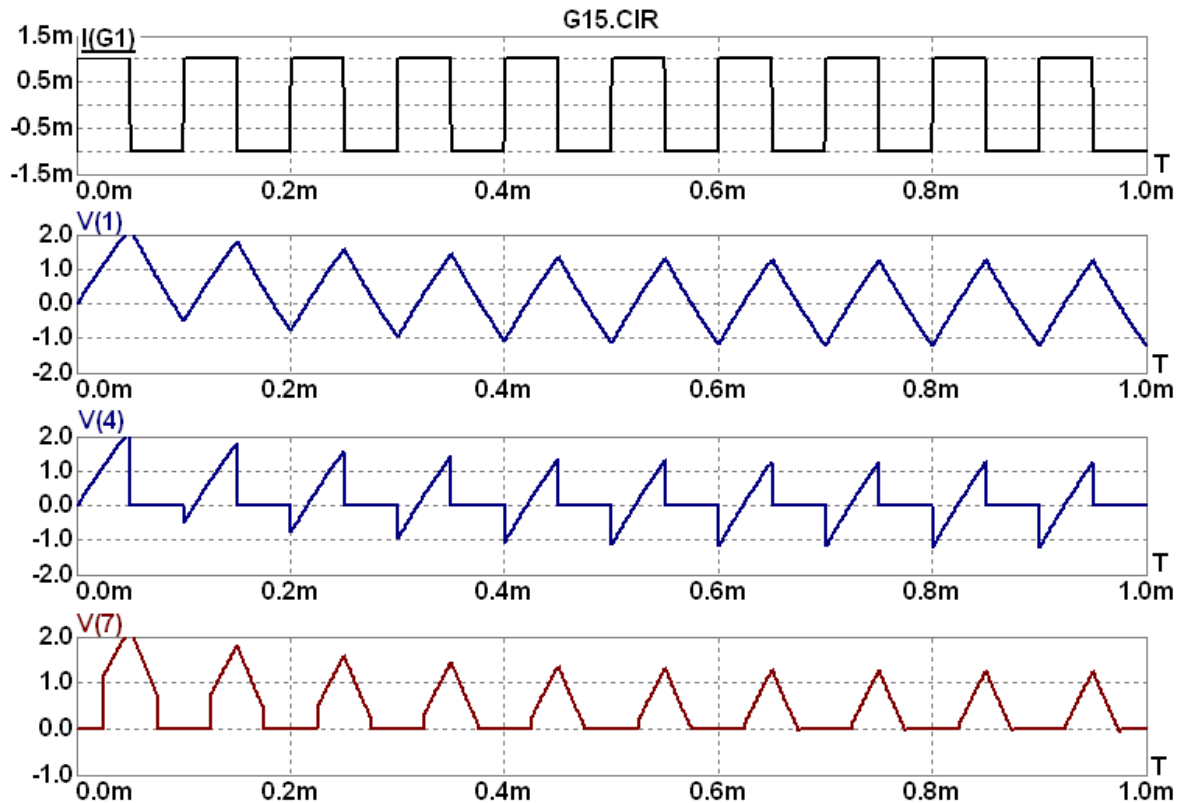


Рис. 2.48. Епюри однопівперіодного детектування прямокутних сигналів в імпедансних перетворювачах при $R1 = 1E4$, $C1=2E-8$

Вирішення проблеми перехідного процесу при активації імпульсами струму прямокутної форми базується на скороченні вдвічі тривалості першого імпульсу, зокрема, як це показано на рис. 2.49, блокуванням його першої половини. Для цього використано ключ $S1$ та джерело $V2$. Видно, що результатом такого рішення є миттєве встановлення постійного значення сталої складової сигналу. Схема, що реалізує двопівперіодне детектування сигналу для такого варіанту реалізації, та епюри сигналів наведено на рис. 2.50, 2.51.

Для оптимізації процесу дослідження діаграм Найквіста [100], а отже, відповідної апаратури та програмного забезпечення, важливими задачами є: визначення кількості точок вимірювання, їхнього розміщення на шкалі частот та коректна інтерпретація результатів вимірювання. У графічному вигляді суть цих задач наведено на рис. 2.52 - 2.54.

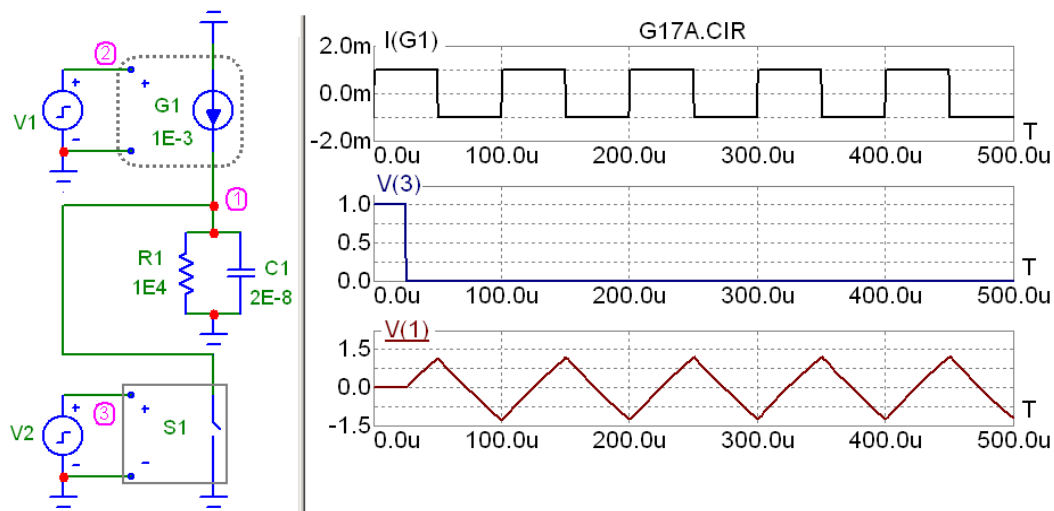


Рис. 2.49. Схема та епюри сигналів зі скороченням тривалості першого імпульсу

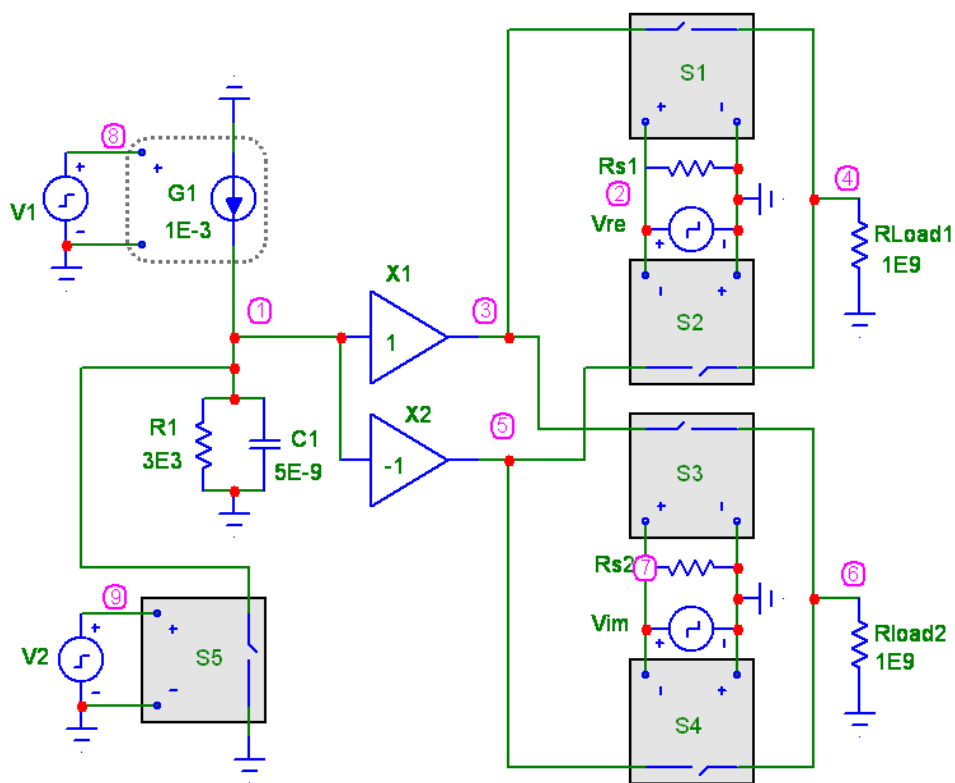


Рис. 2.50. Функціональна SPICE схема заміщення квадратурного детектора з прямокутними імпульсами

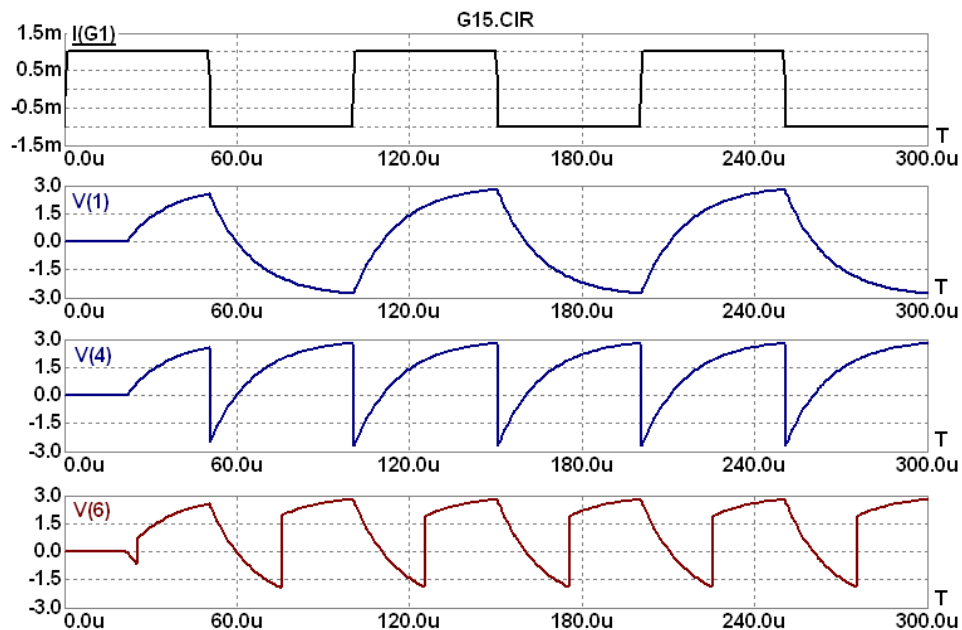


Рис. 2.51. Епюри двопівперіодного детектування прямокутних сигналів в імпедансних перетворювачах при $R1 = 3E3$, $C1=5E-9$

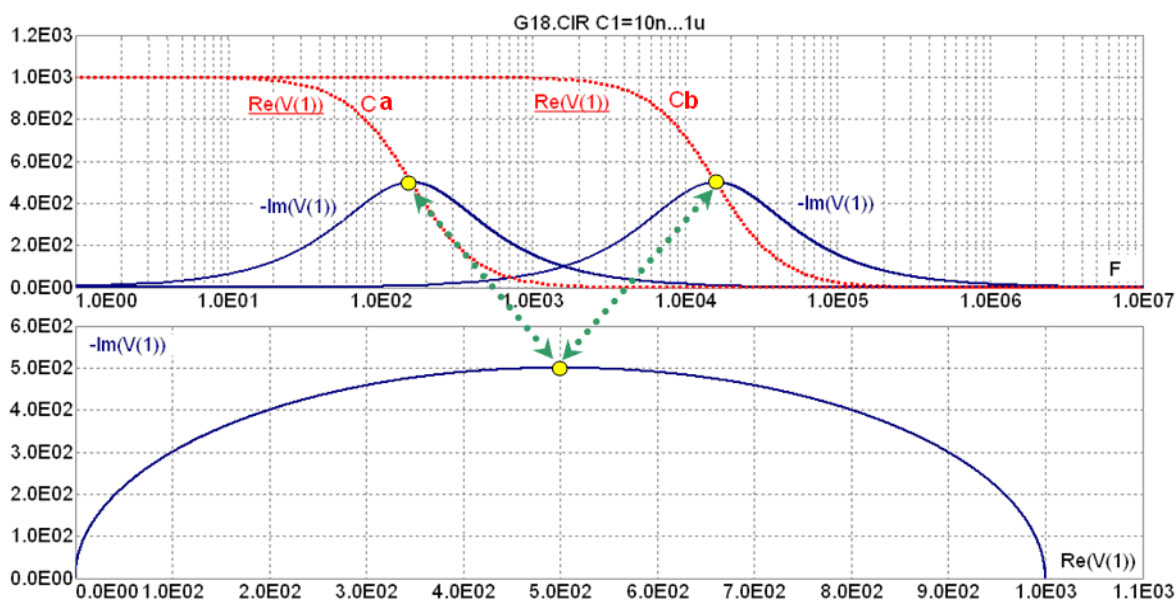


Рис. 2.52. Взаємозв'язки між точками вимірювання на частотній характеристиці (зверху) та діаграмі Найквіста (знизу) при $C = 1E-6$ (Ca), $1E-8$ (Cb)

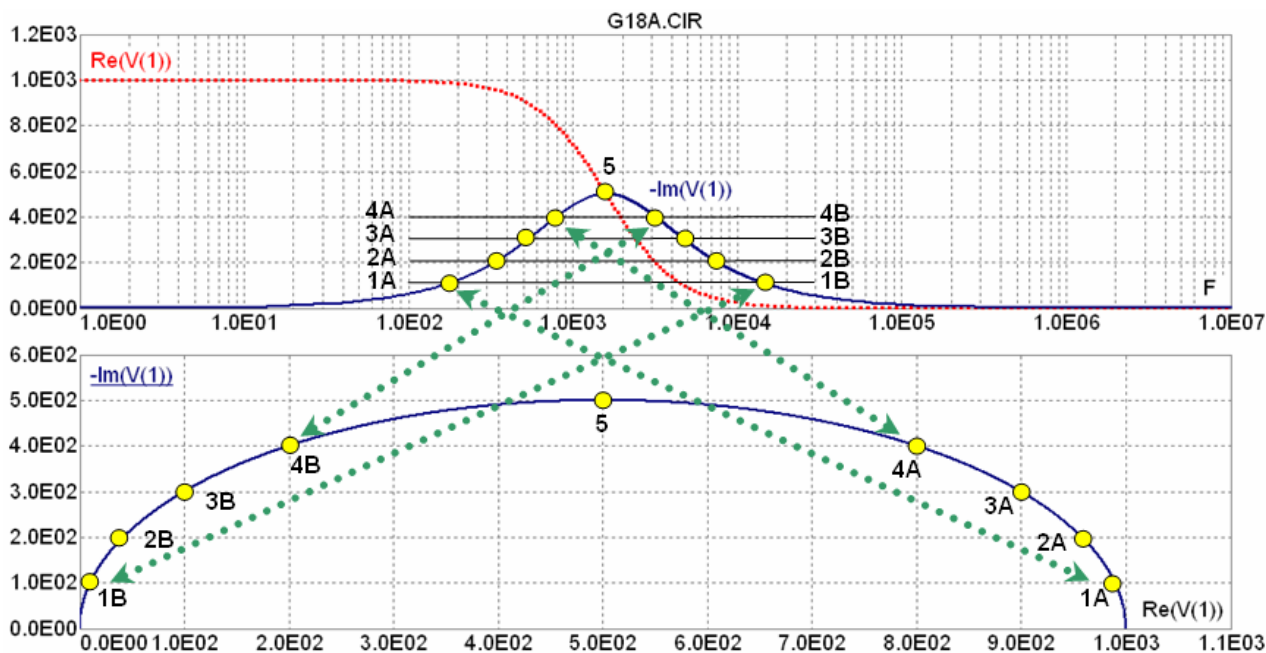


Рис. 2.53. Взаємозв'язки між точками вимірювання на частотній характеристиці (зверху) та діаграмі Найквіста (знизу) при $C = 1E-7$

З вищенаведених рисунків видно, що:

- по-перше, результатом вимірювання двополосників із різними значеннями ємності може бути одна діаграма Найквіста (рис. 2.52), де ємність конденсатора паралельної RC ланки приймає два значення - $1E-6$ (C_a); $1E-8$ (C_b),
- по-друге, положення точок результатів вимірювання, віддаль між ними та крутизна функцій на частотній характеристиці та діаграмі Найквіста є принципово різними (рис. 2.53);
- по-третє, зображення результатів вимірювання з використанням лише лінійних шкал функцій Re та Im є недостатньо інформативним, особливо, коли таке зображення використовується не для оцінювання параметрів досліджуваних двополосників, а для оцінювання точності функціонування сигнальних перетворювачів імпедансу (рис. 2.54).

Отже, очевидно, що в ході оптимізації алгоритму дослідження діаграм Найквіста є необхідним представлення діаграми Найквіста, як із використанням лінійних, так і логарифмічних шкал функцій Re та Im . Лінійні шкали

використовують для імпедансної спектроскопії досліджуваних структур, а логарифмічні - для кількісного оцінювання точності функціонування сигнальних перетворювачів [101].

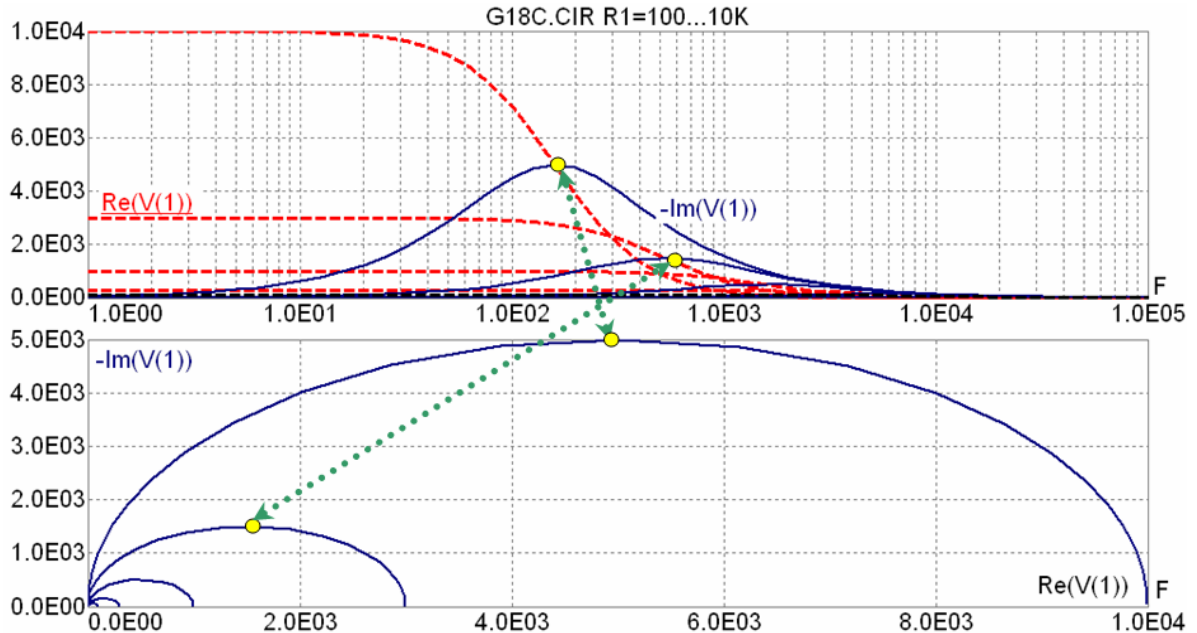


Рис. 2.54. Взаємозв'язки між точками вимірювання на частотній характеристиці (зверху) та діаграмі Найквіста (знизу) при $R = 0.1, 0.3, 1.0, 3.0, 10 \text{ K}$

Приклад зображення діаграми Найквіста в логарифмічних шкалах показано на рис. 2.55. Питання оптимізації процесів [102-107] дослідження діаграм Найквіста з погляду розроблюваної апаратури та програмного забезпечення розглядаються далі.

Натомість, у цьому розділі розглянемо нові підходи та метод параметричного оцінювання точності сигнального перетворення імпедансу [108-110]. В основі їх лежить порівняння результатів інтегрування, сформованих сигнальним перетворювачем на базі вищерозглянутих квадратурних детекторів (Transient аналіз), із результатами визначення активної та реактивної складових імпедансу на базі математичних функцій Re та Im (АС аналіз).

Інтегрування сигналу [111-113] можна здійснити трьома основними способами: перетворення вихідної напруги в струм та подальше його

перетворення в заряд ємності аналогового інтегратора, перетворення з використанням фільтрів низьких частот чи перетворення числовим (математичним) інтегруванням. Перші два підходи повинні використовуватися під час дослідження точності сигнальних перетворювачів загалом. Ці підходи є предметом досліджень, поданих у подальших розділах.

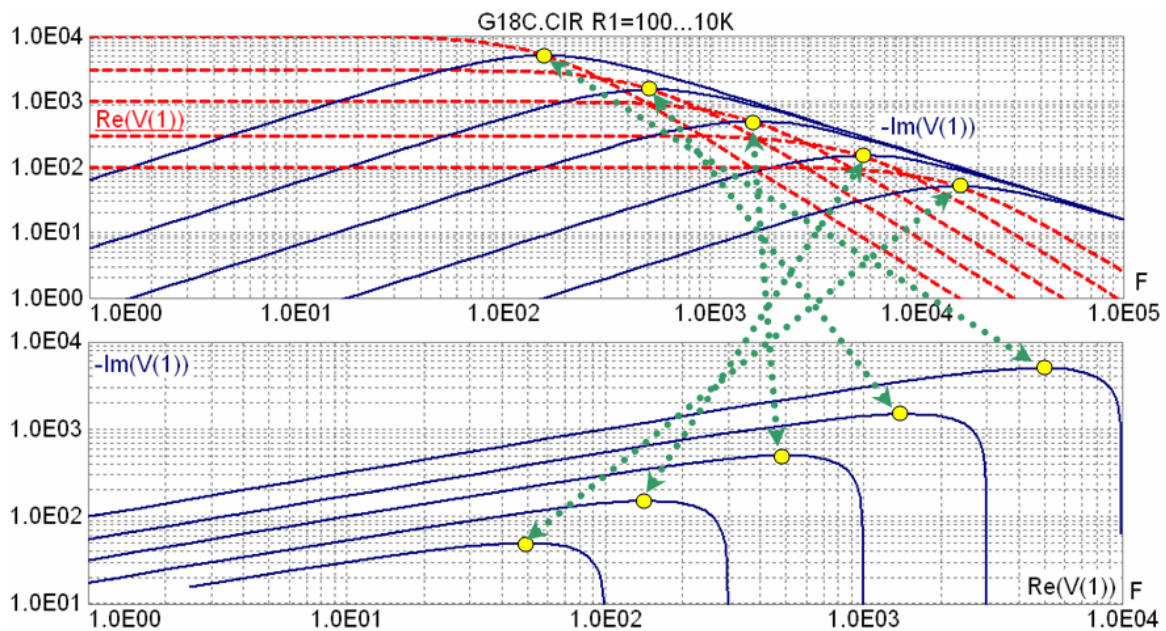


Рис. 2.55. Взаємозв'язки між точками вимірювання в логарифмічних шкалах функцій Re та Im

Перевагою третього підходу є відсутність похибок перетворення, обумовлених неточностями функціонування вищезгаданих вузлів інтеграторів чи фільтрів [114-116]. Саме на основі цього підходу розкриємо суть запропонованого методу параметричного оцінювання точності.

У сучасних версіях пакету MicroCap передбачено можливість використання ряду математичних функцій, в цьому випадку визначальною є функції числового інтегрування – SD та SDT:

SD(y[,start]) - running integral of y with respect to T in transient, F in AC, or DCINPUT1 in DC, with an optional start parameter.

SDT(y) - running integral of y with respect to T (Time).

Приклад використання функції SDT на прикладі схеми елементарного однопівперіодного діодного детектора наведено на рис. 2.56, а схеми двопівперіодного квадратурного детектора імпедансного перетворювача – на рис. 2.57. У розглянутих надалі в цьому підрозділі результатах модельних досліджень параметри джерел гармонічних сигналів V_i , V_{re} , V_{im} такого квадратурного детектора наведено в табл. 2.1.

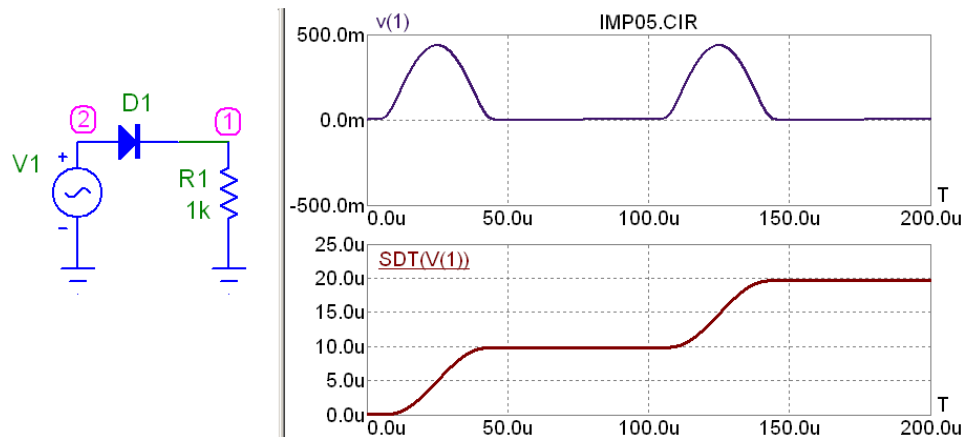


Рис. 2.56. Приклад результату використання функції числового інтегрування SDT

Таблиця 2.1

Параметри джерел V_i , V_{re} , V_{im} квадратурного детектора (схема - рис. 2.38; позначення параметрів - відповідно до SPICE синтаксису)

Параметри	V_i	V_{re}	V_{im}
F	2K	2K	2K
A	1E-3	1	1
DC	0	0	0
PH	Pi/2	Pi/2	Pi

Числові результати такого інтегрування для десятих періодів задавального синусоїдального сигналу (двополюсник: $R = 1E3$, $C = 1E4 - 7$) наведено в табл. 2.2. Значення величин SDT_{RE} та SDT_{IM} відповідають результатам числового інтегрування напруг у вузлах 4 та

6 - $SDT_{RE} = SDT_{RE}(V(4))$ та $SDT_{IM} = SDT_{IM}(V(6))$ після завершення кожного періоду. Приріст напруги в кожному періоді показано величинами $\Delta_{RE} = SDT_{RE}(T_i) - SDT_{RE}(T_{i-1})$ та $\Delta_{IM} = SDT_{IM}(T_i) - SDT_{IM}(T_{i-1})$.

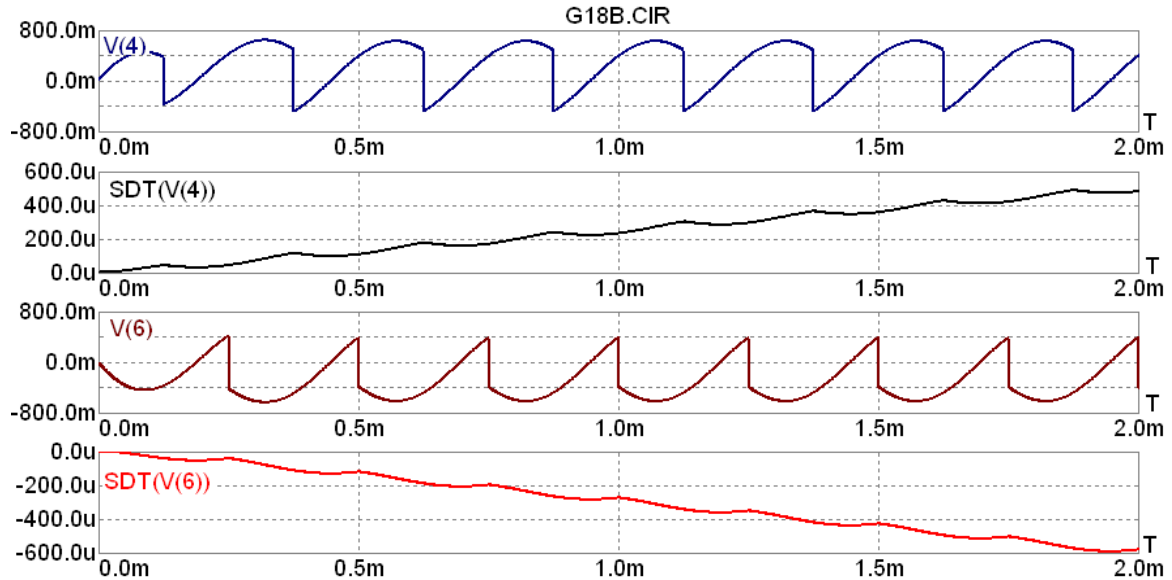


Рис. 2.57. Епюри сигналів квадратурного детектора з числовим інтегруванням

З отриманих результатів випливає, що девіація приростів Δ_{RE} та Δ_{IM} у кожному періоді не перевищує одиниці в молодшому розряді отриманого числового значення. Це свідчить про високу лінійність функції, яка зв'язує вихідну напругу та кількість періодів інтегрування.

Однак цей результат і спосіб його отримання ще неоднозначно визначають кількісні параметри функції сигнального перетворення [117,118]. Відповідно до запропонованого методу кількісного параметричного оцінювання точності сигнального перетворення імпедансу визначають кореляційні коефіцієнти K_{CRE} та K_{CIM} активної та реактивної складових імпедансу:

$$K_{CRE} = \frac{SDT_{RE}}{Z_{RE}}, \quad K_{CIM} = \frac{SDT_{IM}}{Z_{IM}},$$

де SDT_{RE} та SDT_{IM} - результати інтегрування сигналів у ході Transient аналізу, Z_{RE} та Z_{IM} – результати розрахунку активної та реактивної складових імпедансу на базі математичних функцій Re та Im у ході AC аналізу.

Таблиця 2.2

Результати числового інтегрування сигналів

T, ms	SDT _{RE} , uV	SDT _{IM} , uV	Δ_{RE} , uV	Δ_{IM} , uV
0.5	106.7	-121.8		
1.0	231.5	-275.4	124.8	-153.6
1.5	356.4	-429.3	124.9	-153.9
2.0	481.3	-583.2	124.9	-153.9
2.5	606.3	-737	125.0	-153.8
3.0	731.2	-890.9	124.9	-153.9
3.5	856.1	-1044.8	124.9	-153.9
4.0	981.0	-1198.7	124.9	-153.9
4.5	1106.0	-1352.5	125.0	-153.8
5.0	1230.9	-1506.4	124.9	-153.9

Реалізацію запропонованого методу розглянемо на прикладі схеми квадратурного детектора імпедансного перетворювача (рис. 2.56) з параметрами $C_1 = 1E4 - 7$, $F = 2$ kHz (параметри джерел сигналів - табл. 2.1). Аналіз проведемо для набору значень резистора $R_1 = 0.1$ k, 0.3 k, 1.0 k, 3.0 k, та 10 k.

Результати розрахунку активної Z_{RE} та реактивної Z_{IM} складових імпедансу на базі математичних функцій Re та Im наведено в табл. 2.3 та на рис. 2.58.

Вибір параметрів модельного дослідження [119,120] був обумовлений бажанням показати важливі з погляду оцінювання точності сигнального перетворення поєднання досліджуваного двополюсника та частоти сигналу. Так, видно, що на цій частоті ($F = 2$ kHz) зі зростанням опору резистора R_1

активна складова імпедансу Z_{RE} спочатку зростає, а далі, досягнувши екстремального значення при $R_1 > 1 \text{ k}$, спадає. Отже, в сигнальному колі спостерігається значний зсув фази між напругою та струмом, що зумовлює відповідний значний вплив точності функціонування сигнального перетворювача на результат його вимірювання.

Таблиця 2.3

Результати розрахунку Z_{RE} та Z_{IM} в ході АС аналізу на частоті $F = 2 \text{ kHz}$

$R_1, \text{ Ohm}$	$Z_{RE}, \text{ Ohm}$	$Z_{IM}, \text{ Ohm}$
1E02	9.84E+01	-1.24E+01
3E02	2.63E+02	-9.90E+01
1E03	3.88E+02	-4.87E+02
3E03	1.97E+02	-7.43E+02
1E04	6.29E+01	-7.91E+02

Епюри вихідних напруг Transient аналізу перетворювача, де V(4) та V(6) – напруги, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу, та відповідні їм значення інтегралів - SDT(V(4)) та SDT(V(6)), наведено на рис. 2.59.

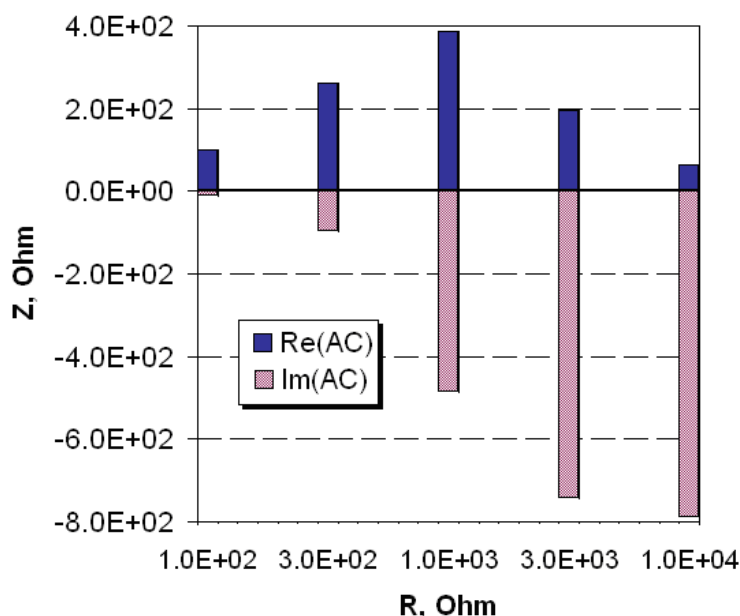


Рис. 2.58. Результати розрахунку Z_{RE} та Z_{IM} в ході АС аналізу на частоті $F = 2 \text{ kHz}$

Для кількісного оцінювання точності сигнального перетворення в табл. 2.3 наведено результати інтегрування в інтервалах часу $t = 1E-3, 2E-3, 3E-3, 4E-3, 5E-3$ (с) для трьох значень часової роздільної здатності – $dt = 1E-7, 1E-6, 1E-5$ с.

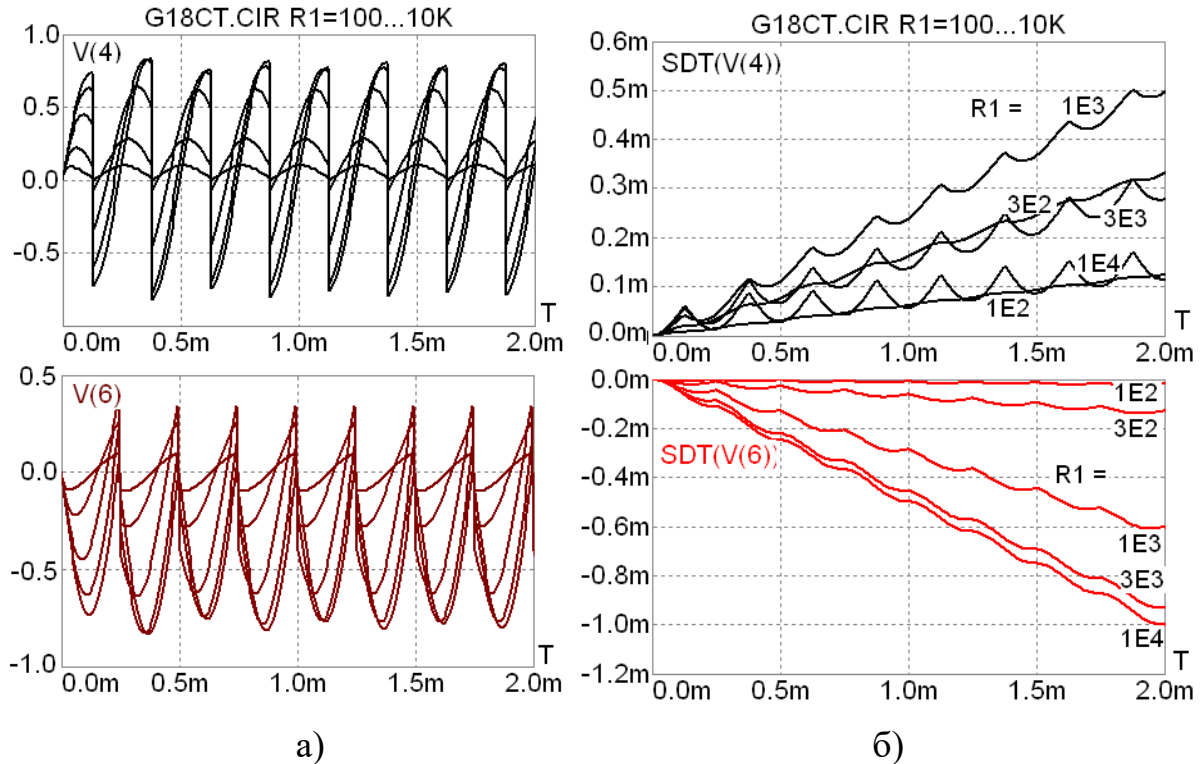


Рис. 2.59. Епюри вихідних напруг (а) та їх інтегралів (б) на частоті $F = 2$ kHz

На часових епюрах (рис. 2.60, б) видно, як зі збільшенням опору R_1 відбувається якісна зміна функції наростання інтегралу активної складової $SDT(V(4))$ – при $R_1 = 0.1$ к та 0.3 к цей інтеграл є практично лінійною функцією часу, а при зростанні $R_1 = 1$ к, 3.0 к, та 10 к виникають значні коливання миттєвих значень інтегралу відносно лінійної апроксимації такої функції. Ці коливання пояснюються комутацією напруги на двополюснику при значних фазових зміщеннях, що зумовлює відповідні зміни знаку вихідних сигналів – з додатного на від’ємний і навпаки.

Отже, в кожному з періодів модуль інтегралу вихідного сигналу спочатку різко наростає, а далі – різко спадає. Такі різкі зміни сигналу обумовлюють похибки інтегрування, особливо помітні при обмеженій швидкодії сигнальних перетворювачів.

Результати інтегрування сигналів SDT_{RE} , SDT_{IM} у ході Transient аналізу та кореляційні коефіцієнти K_{CRE} , K_{CIM}

dt (s) =	1.00E-07		1.00E-06		1.00E-05		1.00E-07		1.00E-06		1.00E-05	
	SDT_{RE}	SDT_{IM}	SDT_{RE}	SDT_{IM}	SDT_{RE}	SDT_{IM}	K_{CRE}	K_{CIM}	K_{CRE}	K_{CIM}	K_{CRE}	K_{CIM}
R = 0.1k												
t = 1ms	61.70	-6.83	61.76	-6.43	61.97	-8.91	0.627	0.552	0.627	0.520	0.629	0.720
t = 2ms	124.38	-14.63	124.51	-13.69	124.92	-18.53	1.263	1.183	1.265	1.107	1.269	1.498
t = 3ms	187.06	-22.43	187.26	-20.95	187.87	-28.15	1.900	1.813	1.902	1.694	1.908	2.276
t = 4ms	249.74	-30.23	250.00	-28.21	250.82	-37.78	2.537	2.444	2.540	2.281	2.548	3.054
t = 5ms	312.43	-38.03	312.75	-35.48	313.77	-47.04	3.174	3.074	3.177	2.868	3.187	3.803
R = 0.3k												
t = 1ms	159.66	-55.01	160.19	-53.93	161.74	-60.60	0.608	0.556	0.610	0.545	0.616	0.612
t = 2ms	326.96	-117.85	328.02	-115.33	331.14	-128.34	1.245	1.190	1.249	1.165	1.261	1.296
t = 3ms	494.26	-180.68	495.85	-176.73	500.53	-196.08	1.882	1.825	1.888	1.785	1.906	1.980
t = 4ms	661.55	-243.52	663.68	-238.13	669.92	-263.83	2.519	2.459	2.527	2.405	2.550	2.664
t = 5ms	828.85	-306.35	831.51	-299.53	839.31	-330.61	3.155	3.094	3.166	3.025	3.195	3.339
R = 1k												
t = 1ms	228.96	-277.06	231.46	-275.42	238.62	-285.30	0.591	0.569	0.597	0.565	0.615	0.586
t = 2ms	476.17	-586.94	481.32	-583.17	495.98	-602.29	1.228	1.205	1.241	1.197	1.279	1.236
t = 3ms	723.39	-896.81	731.18	-890.92	753.34	-919.28	1.866	1.841	1.886	1.829	1.943	1.887
t = 4ms	970.60	-1206.69	981.04	-1198.66	1010.70	-1236.27	2.503	2.477	2.530	2.460	2.607	2.537
t = 5ms	1217.82	-1516.57	1230.90	-1506.41	1268.00	-1551.81	3.141	3.113	3.175	3.092	3.270	3.185

R = 3k												
t = 1ms	121.50	-450.69	125.43	-449.77	136.89	-454.63	0.616	0.606	0.636	0.605	0.694	0.611
t = 2ms	247.46	-923.04	255.43	-921.03	278.59	-930.21	1.255	1.242	1.295	1.239	1.413	1.251
t = 3ms	373.58	-1396.16	385.61	-1393.05	420.47	-1406.54	1.894	1.878	1.955	1.874	2.132	1.892
t = 4ms	499.71	-1869.30	515.79	-1865.09	562.36	-1882.90	2.534	2.514	2.615	2.509	2.852	2.533
t = 5ms	625.84	-2342.45	645.96	-2337.14	704.15	-2358.45	3.173	3.151	3.276	3.144	3.571	3.172
R = 10k												
t = 1ms	40.37	-498.43	44.65	-498.09	57.34	-499.17	0.642	0.630	0.710	0.630	0.911	0.631
t = 2ms	80.93	-999.98	89.52	-999.28	114.84	-1001.44	1.286	1.265	1.423	1.264	1.825	1.266
t = 3ms	121.57	-1502.68	134.47	-1501.61	172.44	-1504.80	1.932	1.900	2.137	1.899	2.740	1.903
t = 4ms	162.24	-2005.80	179.44	-2004.37	230.08	-2008.58	2.578	2.537	2.852	2.535	3.656	2.540
t = 5ms	202.91	-2509.08	224.43	-2507.28	287.62	-2512.17	3.225	3.173	3.566	3.171	4.571	3.177

Залежності розрахованих кореляційних коефіцієнтів K_{RE} , K_{IM} від часу t інтегрування для різних значень опору резистора R_1 наведено на рис. 2.60, а. На рис. 2.60, б показано залежності кореляційних коефіцієнтів від R_1 при різних значеннях часової роздільної здатності dt (при $t = 5$ мс).

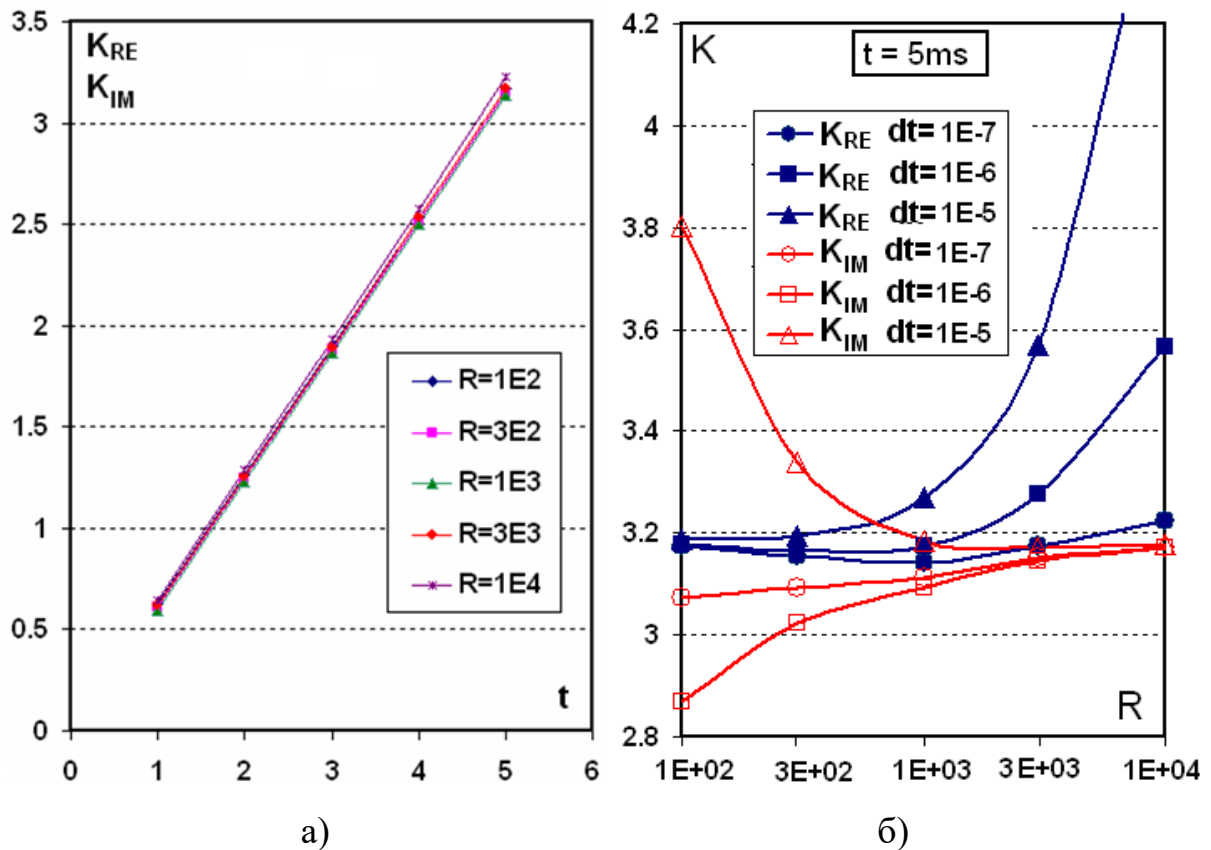


Рис. 2.60. Кореляційні коефіцієнти оцінювання якості сигнального перетворення

Графіки залежностей кореляційних коефіцієнтів від часу інтегрування є практично лінійними та малоінформативними. Водночас значною інформативністю з погляду оцінювання якості сигнального перетворення характеризуються залежності кореляційних коефіцієнтів від опору R_1 при різних значеннях часової роздільної здатності dt . Як уже відзначалося, зі зміною R_1 від 100 Ом до 10 кОм існує значний зсув фази сигналу, що зумовлює зростання похибок його комутацій. Такі похибки особливо зростають зі зменшенням часової роздільної здатності. Так, при $dt = 0.1$ мкс нестабільність коефіцієнту перетворення активної складової не перевищує 2 %, а активної

складової – 4 %. Натомість, при $dt = 1 \text{ us}$ похибки перетворення зростають до 10 %, а при $dt = 10 \text{ us}$ – до 30 % і більше.

Метою наведеного прикладу результатів розрахунку є лише демонстрація можливості запропонованої методики аналізу похибок сигнального перетворення імпедансу. На практиці використання цієї методики з погляду параметричного оцінювання [121] конкретних схемотехнічних рішень і реальної елементної бази - операційних підсилювачів, комутаторів, фільтрів тощо, буде показано в наступних розділах роботи.

Висновки до розділу 2

1. На основі готових моделей компонентів твердотільної електроніки (діодів, транзисторів, операційних підсилювачів тощо), які надаються виробниками цих компонентів, проведено математичне моделювання та дослідження сигнальних перетворювачів імпедансу з допомогою симулятора електронних схем з відкритим програмним кодом – SPICE, використання якого дозволило провести структурно – параметричний аналіз функціональних вузлів сигнального перетворювача.

2. Показано, що результати SPICE моделювання графічно відображаються у вигляді діаграми Найквіста, яка передбачає перехід від АЧХ і ФЧХ до значення імпедансу $Z(\omega)$ для $\{Re Z : Im Z\}$ на комплексній площині, що дає можливість визначити характер складових імпедансу та динаміку їх зміни.

3. Встановлено недостатню ефективність імпедансного аналізу з використанням математичних функцій уявної та дійсної частини у зв'язку тим, що імпедансні діаграми Найквіста отримують на основі аналізу типу AC Analysis який за своєю концепцією є малосигнальним, тобто припускає розрахунок АЧХ та ФЧХ лише для ідеально гармонічних сигналів з гранично малою амплітудою і, відповідно, схемне моделювання на основі дійсних Re та уявних Im складових AC аналізу не дає змоги провести параметричні дослідження сигнальних перетворювачів із реальними сигналами.

4. На основі комплексного аналізу схем із поєднанням двох типів

аналізу - AC та Transient, розроблено новий метод досліджень сигнальних перетворювачів імпедансу. В ході AC аналізу отримані імпедансні діаграми Найквіста для ідеалізованого випадку, а під час Transient аналізу розраховані значення активного ReZ та реактивного ImZ імпедансу, для фактичних параметрів сигналів та елементної бази.

5. Для виділення інформаційного сигналу імпедансних перетворювачів слід використовувати синхронне детектування та інтегрування результату детектування в часових інтервалах, які відповідають їхнім активним та реактивним складовим. При цьому активна складова вихідного сигналу детектується та інтегрується синфазно із задавальним вхідним сигналом, а реактивна складова – з фазовим зміщенням на $\pi/2$. Для кількісної оцінки параметрів досліджуваних імпедансних перетворювачів доцільно використовувати моделювання на основі AC та Transient аналізу, яке дозволяє порівнюватися та розраховуються коефіцієнти кореляції, для ідеальних та реальних параметрів сигналів.

6. В процесі дослідження джерел активуючих сигналів встановлено, вплив гармонік активуючого сигналу на похибку інформаційного сигналу, який визначається за допомогою оригінальних (нестандартизованих у SPICE) функціональних джерел: напруги – NFV, струму – NFI, залежних джерел – напруга від напруги VofV, струм від напруги - IofV.

7. Встановлено, що підвищення точності сигнальних перетворювачів імпедансу досягається за рахунок використання:

- синтезованих моделей, які описують складні функціональні залежності параметрів компонентів і досліджуваних двополюсників, зокрема параметричної залежності ємності від прикладеної напруги чи модуляції цієї ємності іншими факторами, в електрохімічних джерелах живлення, суперконденсаторах, елементах фотовольтаїки тощо;

- математичного аналізу з динамічною покроковою зміною (Stepping: Step all variables simultaneously або Step variables in nested loops) параметрів компонентів, амплітуди та фази сигналів, температури тощо.

8. Моделювання двополюсників із діодними структурами, показало, що механізм модуляції ємності діода, який визначається шириною області просторового заряду р-п переходу (бар'єрна ємність) та дифузійними струмами (дифузійна ємність) і вимагає багато параметричного представлення. Показано, що зміна постійної складової в джерелі гармонічної напруги від 0 В до 0,5 В призводить до зменшення модуля імпедансу діода від 140 дБ до 60 дБ.

9. Розроблено нову методику комплексного модельного параметричного дослідження сигнальних перетворювачів імпедансу, яка ґрунтується синхронному квадратурного детектуванні та інтегруванні вихідних напруг сигнального перетворювача відповідно до виразів:

$$V_{SRE} = K_{RE} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)) dt,$$

$$V_{SIM} = K_{IM} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{IM}(t)) dt,$$

де V_{SRE} та V_{SIM} – напруги, що є інформативними сигналами дійсної та уявної складових імпедансу; K_{RE} та K_{IM} – коефіцієнти пропорційності функції перетворення; $V_Z(t)$ – напруга на досліджуваному двополюснику (гальваностатичний метод вимірювання); $A_{RE}(t)$, $A_{IM}(t)$ – знакові функції, що, в залежності від фази, набувають значення +1 чи -1; t_1 , t_2 – часові інтервали інтегрування.

10. Виявлено зміну рівня вихідного сигналу синхронного квадратурного детектора, спричинену перехідним процесом встановлення усередненого рівня гармонічних коливань в гальваностатичному методі вимірювань. Стала часу якого визначається добутком активного $Re Z$ та реактивного $Im Z$ опорів. Для вирішення цієї проблеми розроблено алгоритм вимірювання, коли початкова фаза задавального струму в гальваностатичному методі вимірювань зміщена на $\pi/2$ до вимірюваного сигналу.

11. Виявлено зміну рівня вихідного сигналу синхронного квадратурного детектора спричинену перехідним процесом встановлення усередненого рівня при активації імпульсами струму прямокутної форми в гальваностатичному

методі вимірювань. Для вирішення цієї проблеми розроблено алгоритм вимірювання, який базується на скороченні вдвічі тривалості першого імпульсу активуючого сигналу.

12. Встановлено наявність похибок перетворення сигнальних перетворювачів спричинених часом інтегруванням вихідного сигналу синхронного детектора. Розроблено новий метод вимірювання, у відповідності до якого кількісну параметричну оцінку визначають за кореляційними коефіцієнтами K_{CRE} та K_{CIM} активної та реактивної складових імпедансу $K_{CRE} = \frac{SDT_{RE}}{Z_{RE}}$, $K_{CIM} = \frac{SDT_{IM}}{Z_{IM}}$, використовуючи результати інтегрування сигналів в ході Transient аналізу SDT_{RE} та SDT_{IM} , а також результати розрахунку активної Z_{RE} та реактивної Z_{IM} складових імпедансу на базі математичних функцій Re та Im отриманих в ході АС аналізу.

РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ПАРАМЕТРИЧНИЙ АНАЛІЗ СТРУКТУРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ

3.1. Узагальнені структурні схеми та елементна база

У цьому розділі розглядається базова схемотехнічна реалізація та параметричний аналіз мікроелектронних сигнальних перетворювачів імпедансу. Водночас проблеми підвищення їхніх параметрів, зокрема розширення функціональних можливостей, підвищення точності функціонування та забезпечення широкої смуги частот, будуть розглядатися в подальших розділах дисертації. Відповідно до такого структурування викладеного матеріалу, основною метою цього розділу є, переважно, параметричні дослідження базових схем перетворювачів, аналіз та виявлення загальних закономірностей сигнального перетворення, що визначають вплив параметрів елементної бази схем на похибки сигнального перетворення. Отже, схемотехнічні рішення перетворювачів та параметри їхньої елементної бази (компонентів), не є визначальними в цьому розділі.

Для практичної реалізації сучасних сигнальних перетворювачів використовуються електронні компоненти та мікросхеми високого рівня інтегрування – операційні підсилювачі, аналогові комутатори, функціональні генератори, аналого-цифрові перетворювачі тощо. Основними критеріями вибору такої елементної бази є відповідність вимогам до мікроелектронних пристроїв щодо мінімізації габаритів, забезпечення високої енергоефективності та низької собівартості. Саме ці критерії є визначальними під час розроблення мікроелектронних пристроїв імпедансної спектроскопії, зокрема, з урахуванням вимог сенсорної електроніки Інтернету Речей (Internet of Things, IoT) чи Інтернету фізичного світу (Physical World Internet) [78,97].

Відповідно до цих вимог, вирішується задача переходу від складної та габаритної апаратури імпедансної спектроскопії до мікроелектронних

пристроїв, які зможуть використовуватися в новому поколінні IoT хімічних та біохімічних сенсорів імпедансного типу.

Узагальнені структурні схеми мікроелектронних сенсорних пристроїв [122-125] імпедансного типу, що базуються на двох основних методах вимірювання (гальваностатичному та потенціостатичному), наведено на рис. 3.1 та 3.2, відповідно. У гальваностатичному методі [126] інформативною величиною сигнального імпедансу є часова залежність миттєвого значення напруги на досліджуваному двополюснику при наперед заданій модуляції струму через нього. Водночас у потенціостатичному методі [127-129] інформативною величиною є часова залежність миттєвого значення струму при заданій модуляції напруги. Основними вузлами таких сенсорних пристроїв є: CS (Current Source) – джерело гармонічного струму чи VS (Voltage Source) – джерела гармонічної напруги з керованою частотою; VTA (Voltage Transducer and Amplifier) – широкосмугові перетворювачі та підсилювачі входних сигналів та CTA (Current Transducer and Amplifier) – входні кола на перетворювачах та підсилювачах сигналів; SD (Synchronous Detector) – синхронні детектори [130]; INT (Integrator) – інтегратори; LFA (Low Frequency Amplifier) – підсилювачі вихідних низькочастотних сигналів; ADC (Analog-to-Digit Converter) – АЦП; MC (Microcontroller) – мікроконтролери, які здійснюють керування пристроєм та подальше перетворення цифрових сигналів – CT & DS (Control & Digit Signal).

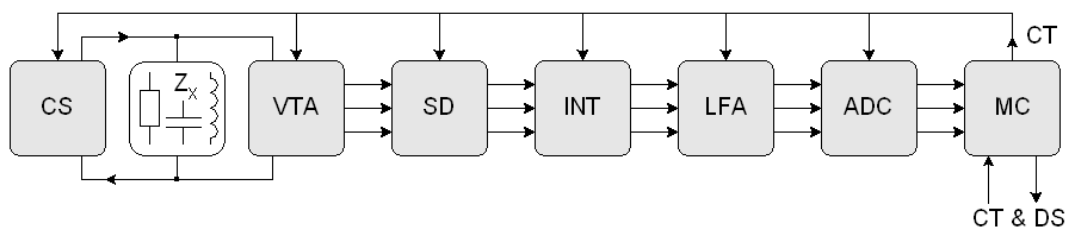


Рис. 3.1. Узагальнена структурна схема імпедансних сенсорних пристроїв гальваностатичного типу

Як уже було зазначено, вибір елементної бази сигнальних перетворювачів здійснюється відповідно до вимог щодо мінімізації габаритів мікроелектронних

пристроїв, забезпечення високої енергоефективності та низької собівартості. Коротко розглянемо типові приклади такої елементної бази.

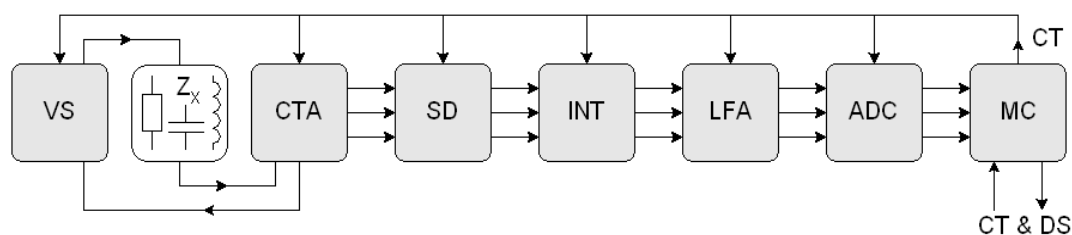


Рис. 3.2. Узагальнена структурна схема імпедансних сенсорних пристроїв потенціостатичного типу

Визначальним елементом більшості сигнальних перетворювачів є операційні підсилювачі. Основними вимогами до них є високий вхідний опір, можливість функціонування з низьковольними джерелами однополярного живлення, мінімальне енергоспоживання.

Зокрема, на рис. 3.3 наведено коротку інформацію про CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, конструктивно-технологічний базис комплементарних транзисторних структур типу метал-діелектрик-напівпровідник) [131] Rail-to-Rail (сучасний схемотехнічний базис низьковольтних пристроїв із повним розмахом сигналу – від мінусової до плюсової напруги живлення) General-Purpose Amplifiers (підсилювач загального призначення) – AD8541/2/4 (виробник – лідер прецизійної аналогової схемотехніки, компанія Analog Devices).


 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 µA/amplifier Wide bandwidth: 1 MHz No phase reversal Low input currents: 4 pA Unity gain stable Rail-to-rail input and output Qualified for automotive applications	APPLICATIONS ASIC input or output amplifiers Sensor interfaces Piezoelectric transducer amplifiers Medical instrumentation Mobile communications Audio outputs Portable systems

Рис. 3.3. Коротка інформація про AD8541/2/4

Підсилювач характеризується широким діапазоном напруги живлення – від 2,7 В до 5,5 В, струмом споживання – 0,045 мА, смугою робочих частот – 1 МГц, вхідним струмом – 4 пА тощо. Підсилювачі з такими параметрами будемо вважати базовими для подальшого схемотехнічного аналізу за відсутності інших спеціальних вимог. Мова про такі вимоги, зокрема щодо розширеної смуги частот, піде в подальших розділах роботи.

Іншими важливими компонентами є аналогові ключі, які є основою кіл комутації, зокрема в синхронних детекторах сигнальних перетворювачів імпедансу. Приклад основних параметрів таких ключів – мікросхему ADG736 - наведено на рис. 3.4 [132,133]. Мікросхема містить два керовані SPDT (Single-Pole, Double-Throw – однополюсний ключ на два напрямки) аналогові комутатори, які функціонують при напругах живлення 1,8–5,5 В та характеризуються опором у відкритому стані 2,5 Ом в смузі робочих частот 200 МГц (на рівні 3 дБ).

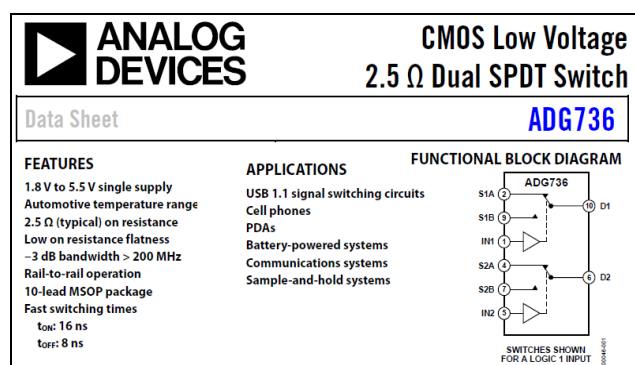


Рис. 3.4. Коротка інформація про ADG736

Значний прогрес у сучасній електроніці досягнуто завдяки високорівневому інтегруванню аналогових та цифрових вузлів сигнальних перетворювачів. Характерним прикладом такого інтегрування є серія мікроконвертерів компанії Analog Devices. У цій монографії на основі таких мікроконвертерів реалізуються функції підсилення, нормування та аналого-цифрового перетворення сигналів, подальшого перетворення цифрових сигналів, керування процесом вимірювання тощо. Коротка інформація про один з таких мікроконвертерів – ADuC834 – наведена на рис. 3.5.

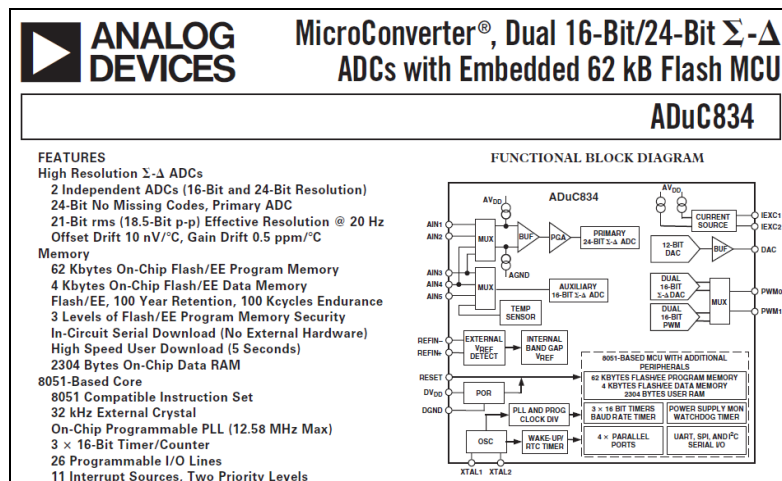


Рис. 3.5. Коротка інформація про AduC834

Ще одним важливим компонентом сигнальних перетворювачів імпедансу є програмовані генератори задавальних гармонічних сигналів. Коротка інформація про використання в монографії мікросхему генератора AD9833 наведена на рис. 3.6. Генератор формує гармонічні (синусоїдальні) трикутні чи прямокутні (меандр) імпульси в частотному діапазоні від 0 до 12,5 МГц з 28-бітною роздільною здатністю – 0,1 Гц при задавальному генераторі Ref Clock частотою 25 МГц. Частота та фаза сигналу задається по SPI інтерфейсу. Алгоритм і фрагмент вікна розробленого в цій роботі коду керування генератором AD9833 показано на рис. 3.7.

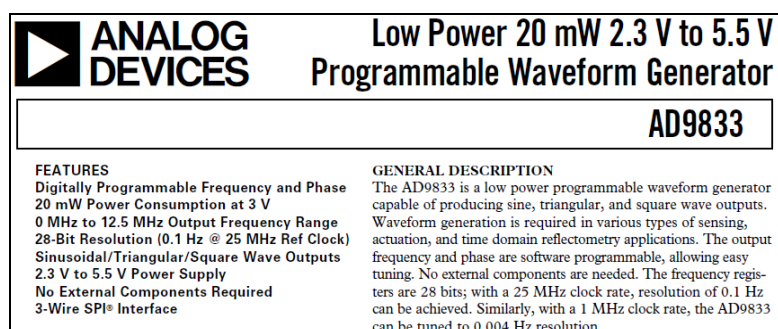


Рис. 3.6. Коротка інформація про AD9833

Більше інформації про це буде наведено далі під час розгляду програмного забезпечення керування розроблюваними пристроями імпедансної спектроскопії.

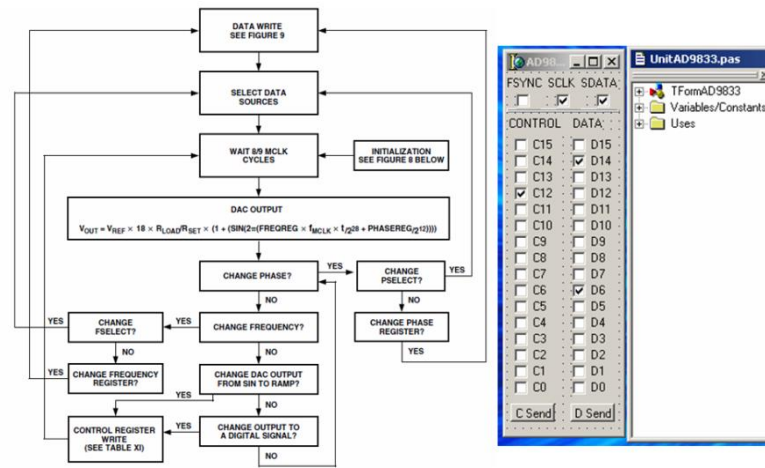


Рис. 3.7. Алгоритм і фрагмент вікна керування AD9833

Параметри інших компонентів сигнальних перетворювачів буде наведено далі, в ході висвітлення проблем їхньої модифікації з метою розширення функціональних можливостей та смуги робочих частот [134].

3.2. Підсилювальні каскади

Першим етапом параметричних досліджень сигнальних перетворювачів імпедансу [135] є аналіз впливу характеристик операційних підсилювачів на параметри реалізованих на їх основі підсилювальних каскадів, які традиційно входять до складу всіх пристроїв сенсорної електроніки. Зазначимо, що предметом наведених далі досліджень переважно є аналіз впливу частотних характеристик операційних підсилювачів на точність вимірювання імпедансу. Вплив інших параметрів операційних підсилювачів розглядається в подальших розділах. На відміну від традиційних досліджень методами DC (прохідні характеристики), AC (амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики) та Transient (перехідні часові характеристики) аналізів, результати наведених досліджень не є типовими і не висвітлені в науково-технічній літературі.

Точність сигнального перетворення імпедансу на цьому першому етапі досліджень будемо оцінювати за якісними та кількісними показниками спотворення діаграм Найквіста. Як буде показано далі, таке дослідження

доцільно проводити на прикладі елементарного RC двополюсника з характерною частотою f_0 , яка перебуває на межі частотного діапазону вимірювання. На цій характерній частоті активна Z_{RE} та реактивна Z_{IM} складові імпедансу зрівнюються - $Z_{RE}(f_0) = Z_{IM}(f_0)$. Значення f_0 доцільно задати в десять разів меншим за ширину смуги частот GBW (Gain Band Width) операційного підсилювача. Так, при GBW = 1 МГц (зокрема, як у наведеному вище AD8541/2/4) дослідження проводять на RC ланці з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц. Частотні залежності активної Re та реактивної $-Im$ складових імпедансу та діаграма Найквіста такого RC кола наведені на рис. 3.8.

Для дослідження впливу підсилювальних каскадів на імпедансну характеристику синтезуємо SPICE схему заміщення (рис. 3.9), яка містить джерело синусоїдальної напруги V_i , кероване цією напругою джерело струму G_1 з коефіцієнтом передачі $K_I = 1$, RxCx ланку з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц ($R_x = 1$ кОм, $C_x = 1,591$ нФ), розв'язуючий підсилювач X_0 з ідеалізованими параметрами та два досліджувані каскади на операційних підсилювачах X_1, X_2 . Перший підсилювач є неінвертувальним із коефіцієнтом підсилення напруги $K_V = 1 + R_2 / R_1$, а другий – інвертувальним із $K_V = -R_4 / R_3$. Розв'язуючий підсилювач X_0 є допоміжним і виконує дві функції: по-перше, він запобігає паразитному шунтуванню RxCx ланки досліджуваними підсилювальними каскадами: по-друге, він дозволяє отримати номінальні (ідеалізовані) значення вхідних напруг (у цьому разі, як буде показано далі, змінюючи коефіцієнт передачі $X_0.E1$). Значення вхідних напруг є оберненими до значень уже згаданих коефіцієнтів підсилення K_V . Отже, зі зміною K_V значення вихідних напруг досліджуваних підсилювачів залишаються сталими, що забезпечує коректність методики досліджень.

Приклад результату дослідження паразитного впливу підсилювального каскаду (в цьому разі - неінвертувального підсилювача з вихідною напругою $V(10)$) на частотні залежності складових імпедансу та діаграму Найквіста

наведено на рис. 3.10. Дослідження проводилися для п'яти значень коефіцієнта підсилення $K_v = 1, 2, 3, 4, 5$, які задавалися відповідними значеннями резистора R_2 кола зворотного зв'язку неінвертувального підсилювача: $R_2 = 0, 10, 20, 30, 40$ кОм.

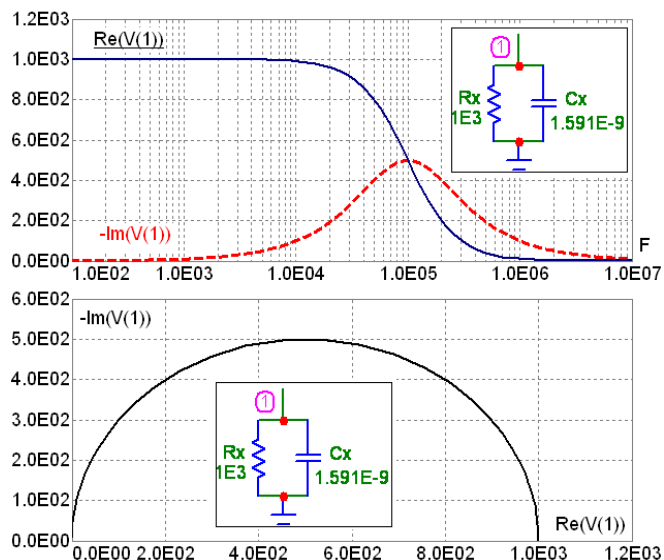


Рис. 3.8. Частотні залежності активної Re та реактивної $-Im$ складових імпедансу та діаграма Найквіста RC кола з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц

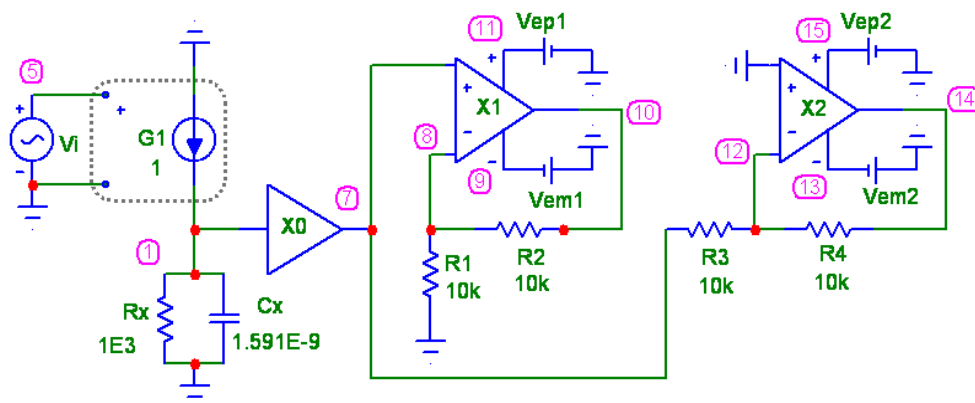


Рис. 3.9. Схема модельного дослідження підсилювальних каскадів

Одночасно з покроковою зміною значень цього резистора методом Stepping [136]: Step all variables simultaneous змінювався коефіцієнт передачі

розв'язуючого підсилювача $X_0 - X_{0.E1} = 1, 1/2, 1/3, 1/4, 1/5$. Отже, номінальні значення інформативних сигналів залишалися сталими.

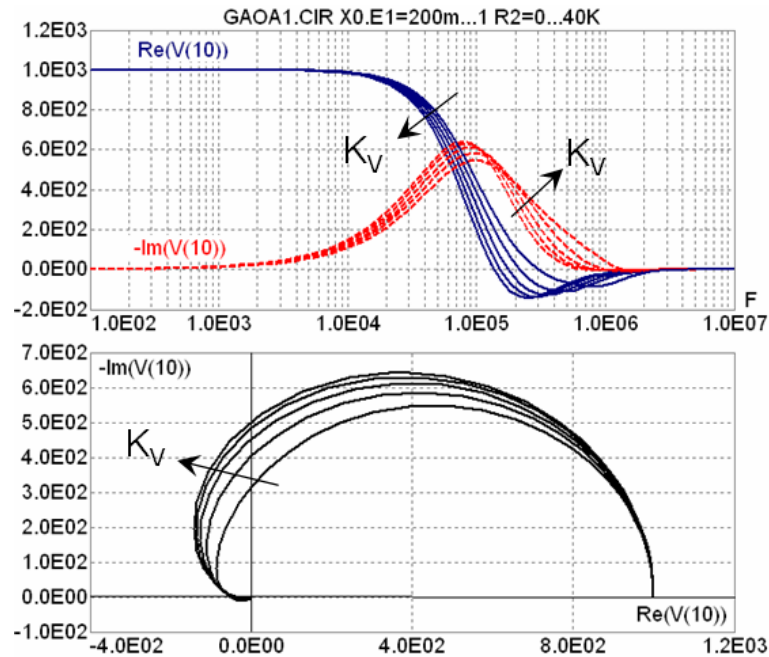


Рис. 3.10. Дрейф складових імпедансу та діаграми Найквіста при $K_V = 1, 2, 3, 4, 5$

Отримані результати показують, що для вищезгаданих значень $GBW = 1\text{МГц}$, $f_0 = 0,1\text{МГц}$ існує доволі значний дрейф активної Z_{RE} (інформативний сигнал – $\text{Re}(V(10))$) та реактивної Z_{IM} (інформативний сигнал – $\text{Im}(V(10))$) складових імпедансу. Отже, значної зміни зазнає діаграма Найквіста, деформуючись на високих частотах у ділянку з від'ємними значеннями активної складової імпедансу. Такий дрейф і деформація спостерігаються навіть при одиничному $K_V = 1$ підсиленні (режим повторювача напруг). Збільшення K_V призводить до відповідного зростання похибки підсилення інформативної напруги вимірюваного імпедансу. Відповідно, під час розроблення сигнальних перетворювачів імпедансу необхідно, по-перше, враховувати ці похибки і, по-друге, встановлювати коефіцієнт підсилення на мінімально можливому рівні.

Аналогічні дослідження проводилися для інвертувального підсилювача [137]. Оскільки якісно результати цих досліджень збігаються з розглянутими вище дослідженнями неінвертувального підсилювача, для зменшення об'єму

наведеного матеріалу недоцільно наводити їх детальний розгляд, достатньо навести лише відносне порівняння цих двох підсилювачів. Крім того, детальніші дослідження передбачають поєднання методів АС та Transient аналізів.

Методи Transient аналізу є особливо актуальними під час досліджень синхронних детекторів сигнальних перетворювачів імпедансу та точності функціонування при активації негармонічним сигналом. В ході досліджень методом Transient аналізу необхідно врахувати такі важливі параметри операційних підсилювачів, як: VPS (Maximum positive voltage swing) і VNS (Maximum negative voltage swing) – розмах вихідної напруги (позитивне, негативне), максимальна швидкість її наростання – SRP (Maximum positive slew rate) та спадання – SRN (Maximum negative slew rate). Результати цих досліджень буде наведено в наступних частинах роботи.

Зазначимо, що в методі Transient аналізу враховуються реальні значення сигналів, отже, в наведеній схемі досліджень необхідно провести корекцію напруги задавального джерела напруги V_i чи коефіцієнта передачі керованого джерела струму G_1 . Наприклад [138], як це показано на рис. 3.11, значення коефіцієнта передачі керованого джерела струму G_1 становить $K_f = 1\text{E} - 3$, що забезпечує більш реальні значення струму через досліджуваний двополюсник. Так, при амплітуді напруги джерела V_i в 1 В амплітудне значення струму джерела G_1 становить 1 мА. Тоді, якщо опір R_x досліджуваного двополюсника становить $R_x = 1\text{ кОм}$, максимальне значення напруги на ньому не перевищуватиме 1 В, що характерно для реальних мікроелектронних схем.

Отже, очевидно, що використання параметрів попередньої схеми (рис. 3.9) в Transient аналізі не має сенсу, адже для коефіцієнта $K_f = 1$ амплітуда струму становить 1 А, що визначає гіпотетичне і некоректне для подальших досліджень значення максимальної напруги 1000 В. Проте інформативні сигнали попередньої схеми з коефіцієнтом $K_f = 1$ відповідають теоретичним значенням імпедансу досліджуваного двополюсника. Водночас у

схемі з $K_f = 1E - 3$ значення інформативних сигналів $\text{Re}(V(10))$ та $\text{Im}(V(10))$ є в $1E-3$ меншими за теоретичні, що необхідно враховувати, аналізуючи наведені далі результати досліджень [139].

Модифіковану схему дослідження, в якій враховано вказані особливості та введено конденсатор C_1 корекції частотної характеристики інвертувального підсилювача, а також приклади найважливіших результатів досліджень цієї схеми в колах A0 (на вході підсилювачів), A+ (на виході неінвертувального підсилювача при $K_f = 1$), A- (на виході інвертувального підсилювача при $K_f = -1$) показано на рис. 3.11 – 3.15.

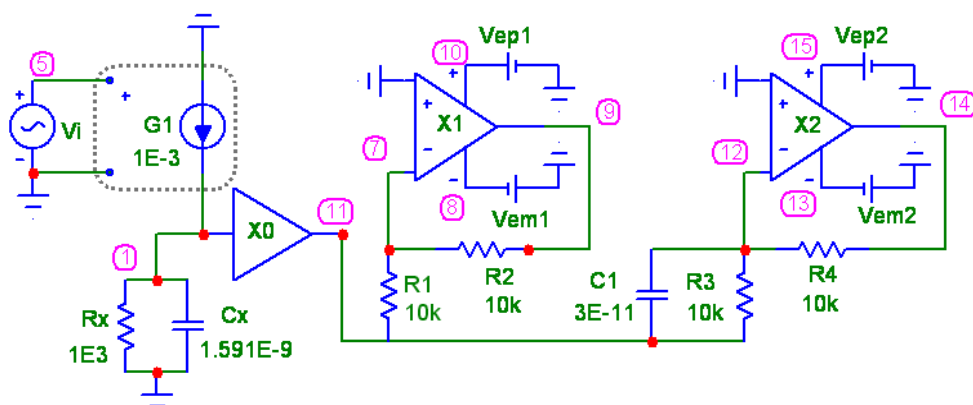


Рис. 3.11. Модифікована схема модельного дослідження підсилювальних

каскадів

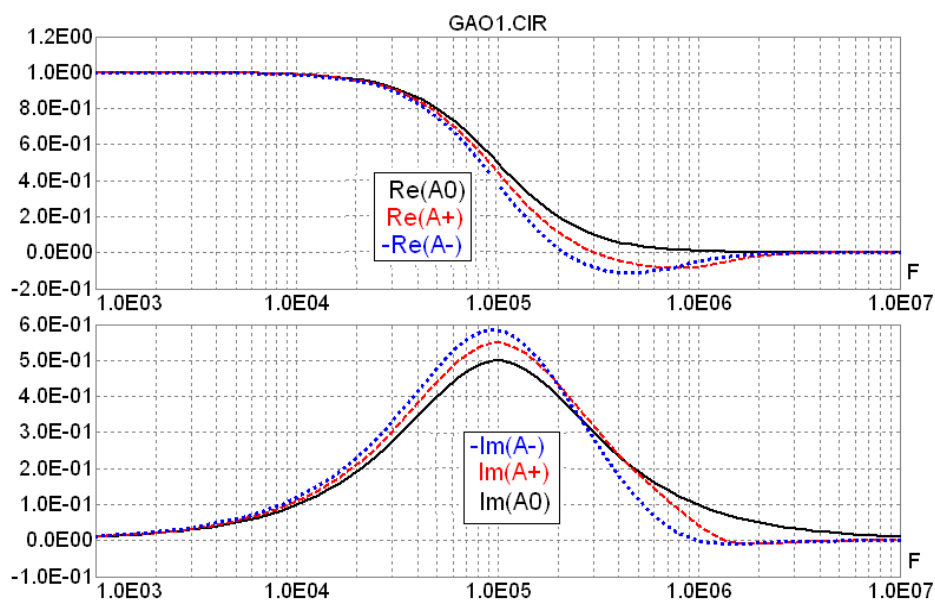


Рис. 3.12. Частотні залежності складових імпедансу в колах A0, A1, A2

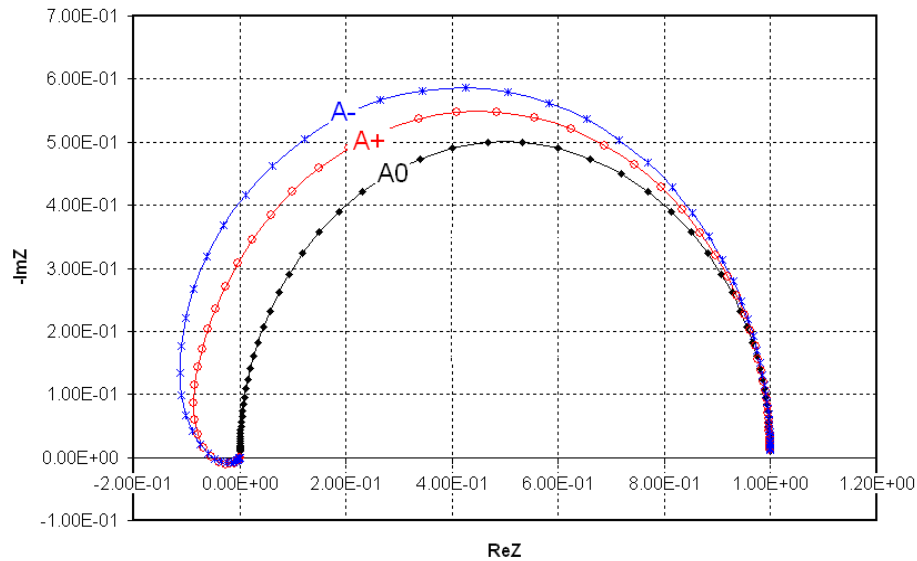


Рис. 3.13. Діаграми Найквіста в колах A0, A1, A2

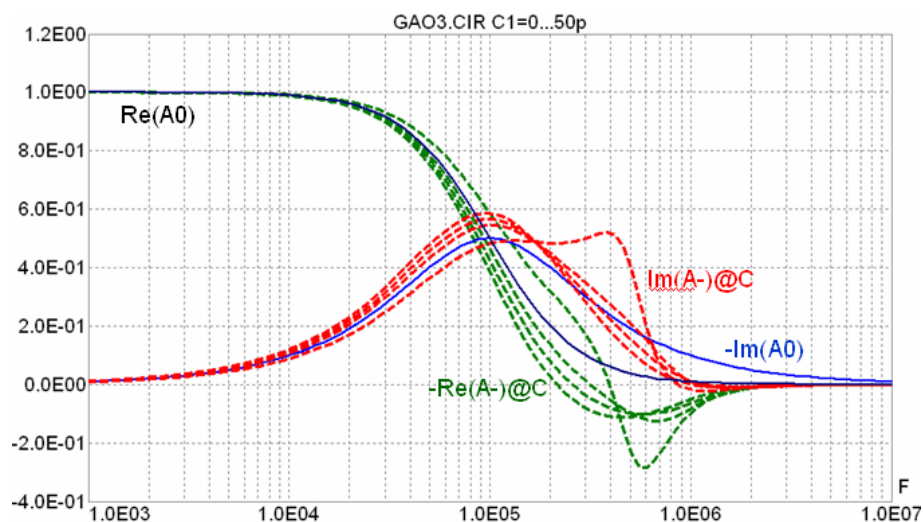


Рис. 3.14. Частотні залежності складових імпедансу з корекцією (позначено - @C)

Отримані результати досліджень дають змогу сформулювати такі важливі для подальшої схемотехнічної оптимізації сигнальних перетворювачів [140,141] імпедансного типу закономірності та висновки:

- по-перше, коефіцієнти підсилення сигналів у вхідних широкосмугових перетворювачах VTA та СТА (див. вищенаведені рис. 3.1, 3.2) повинні бути мінімально можливими, а найкраще - одиничними;

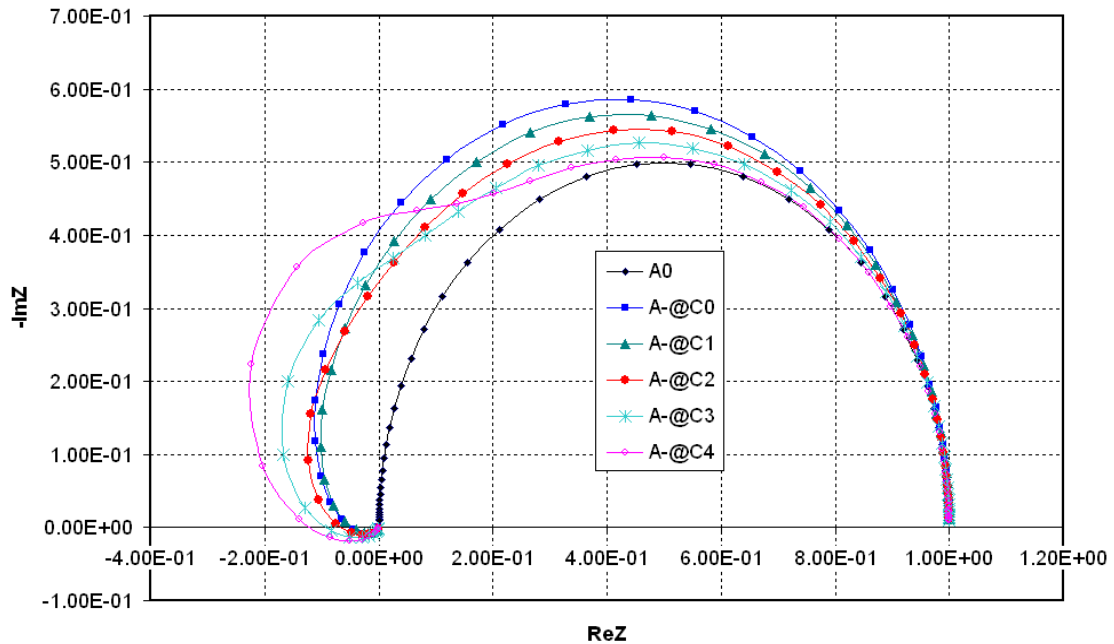


Рис. 3.15. Діаграми Найквіста з корекцією: $C=0$ (A-@C0); $C=1E-11$ (A-@C1); $C=2E-11$ (A-@C2); $C=3E-11$ (A-@C3); $C=5E-11$ (A-@C4)

- по-друге, частотні спотворення імпедансних характеристик інвертувальним підсилювачем при $K_f = -1$ порівняно з неінвертувальним підсилювачем при $K_f = 1$ (повторювачем напруги) є більшими, отже, у вхідних перетворювачах VTA та СТА пріоритет використання мають саме повторювачі напруги;
- по-третє, частотна корекція, зокрема конденсатором C_1 (рис. 3.11), частково зменшує деформацію діаграми Найквіста, однак така корекція, при некоректному виборі ємності конденсатора, може значно погіршити параметри сигнального перетворення (наприклад, див. діаграми при $C=3E-11$ (A-@C3) та $C=5E-11$ (A-@C4)).

3.3. Вхідні кола сигнальних перетворювачів гальваностатичного типу

Елементарна схема вхідного кола сигнальних перетворювачів [142] гальваностатичного типу наведена на рис. 3.16, а. Функціонально схема

забезпечує стабілізацію струму активації через досліджуваний двополюсник Z_x та, відповідаючи вузлу CS (рис. 3.1), реалізує перетворення напруги $V(SG)$ гармонічного сигналу з керованою частотою (джерело SG) в струм $I(Z_x)$. Коефіцієнт перетворення задається опором резистора R_I – $I(Z_x) = V(SG) / R_I$. Функціонування такої елементарної схеми [143] є типовим для джерел стабілізованого струму та не вимагає додаткових пояснень.

Однак у ході розроблення сигнальних перетворювачів імпедансу виникає певна специфічна проблема, а отже, відповідна задача, що не є характерним для вже згаданих типових схем стабілізаторів струму.

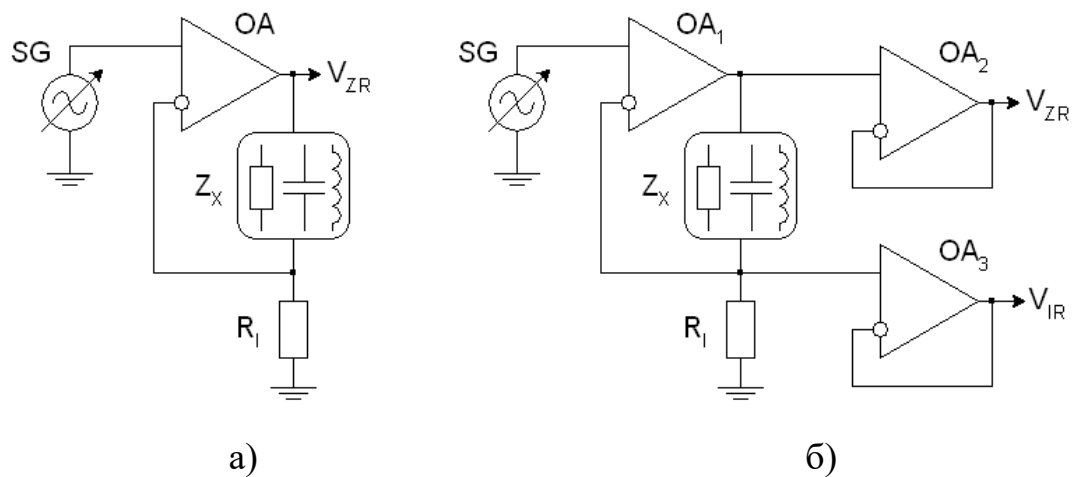


Рис. 3.16. Схеми вхідних кіл гальваностатичного типу

Цією проблемою є неможливість безпосереднього використання вихідної напруги V_{ZR} в якості інформативного сигналу імпедансу двополюсника Z_x . Ця напруга є сумою двох складових – напруги $V(V_{ZR})$ на двополюснику V_{ZR} та напруги $V(R_I)$ на резисторі R_I [144,145]. Незважаючи на те, що в першому наближенні напруга $V(V_I)$ відповідає напрузі задавального джерела SG і вважається сталою адитивною складовою, таке наближення, як буде показано далі, призводить до значних похибок вимірювання імпедансу. Очевидно, що мінімізація таких похибок передбачає елементарну з погляду схемотехніки процедуру віднімання напруг $V(V_{ZR}) - V(R_I)$. Її здійснюють різницеvim (диференційним) підсилювачем, серед основних вимог до якого можна назвати

мінімальне шунтування вхідного кола та мінімальне частотне спотворення імпедансної характеристики. Враховуючи наведені раніше міркування щодо таких спотворень каскадами підсилення та пріоритетності використання переважно повторювачів напруг, до схеми перетворювача введено два повторювачі на операційних підсилювачах OA_2, OA_3 .

Як буде показано далі, використання саме двох ідентичних повторювачів, а не, скажімо, лише принципово важливого повторювача на OA_3 , що запобігає ефекту шунтування високоомного вузла на резисторі R_I , дає змогу здійснити віднімання напруг $V(V_{ZR}) - V(R_I)$ з мінімізованими частотними спотвореннями [146,147].

Схему модельного дослідження вхідних кіл гальваностатичного типу наведено на рис. 3.17, а результати отриманих досліджень – на рис. 3.18 - 3.24 (при $GBW = 1E6$ – ширина смуги робочих частот мікропотужних операційних підсилювачів, зокрема вже розглянутого AD8541/2/4) та на рис. 3.25 - 3.31 (при $GBW = 1E7$ - ширина смуги робочих частот широкосмугових операційних підсилювачів, мова про які піде в подальших розділах).

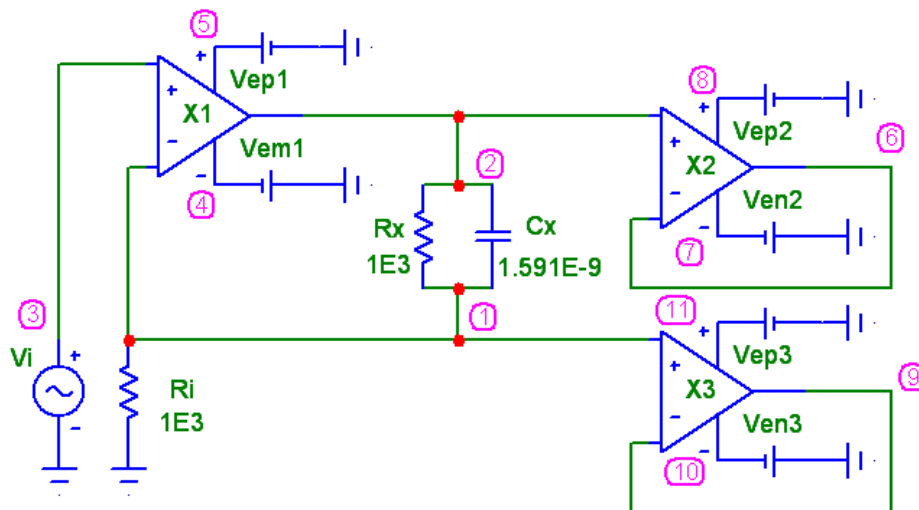


Рис. 3.17. Схема модельного дослідження вхідних кіл гальваностатичного типу

Активні $Re(V(1), Re(V(2), Re(V(6), Re(V(9))$ та реактивні $Im(V(1), Im(V(2), Im(V(6), Im(V(9))$ складові напруг є інформативними сигналами відповідних імпедансів із коефіцієнтом перетворення K_I , значення якого визначається

опором резистора R_i . Для наведених результатів досліджень $R_i = 1E3$, а отже, коефіцієнт перетворення становить $K_i = 1E - 3$. Оскільки в цьому прикладі $R_x = R_i$, то на низьких частотах напруги $V(2)$ та $V(6)$ вдвічі більші за напруги $V(1)$ та $V(9)$. Отже, на низьких частотах $Re(V(1)) = Re(V(9)) = 1E0$, $Re(V(2)) = Re(V(6)) = 2E0$.

Наведені результати досліджень показують складний характер спотворень, обумовлених реальними параметрами операційних підсилювачів, тому виявлені в цих дослідженнях закономірності повинні враховуватися під час вибору елементної бази з необхідними частотними характеристиками, схемної оптимізації сигнальних перетворювачів та їх калібрування [148,149].

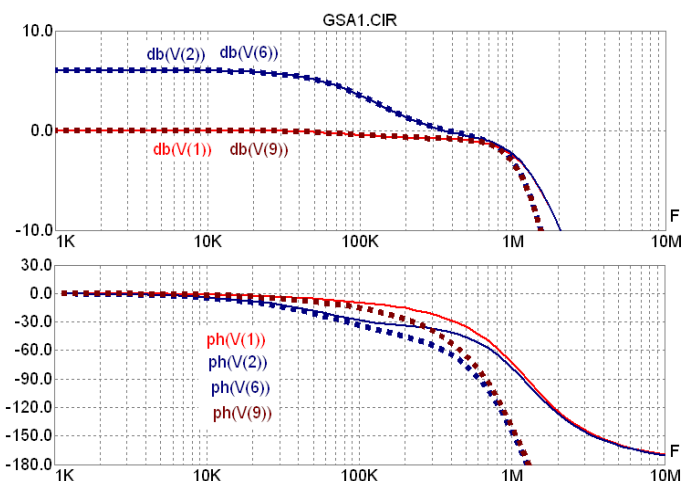


Рис. 3.18. АЧХ та ФЧХ напруг при $GBW = 1E6$

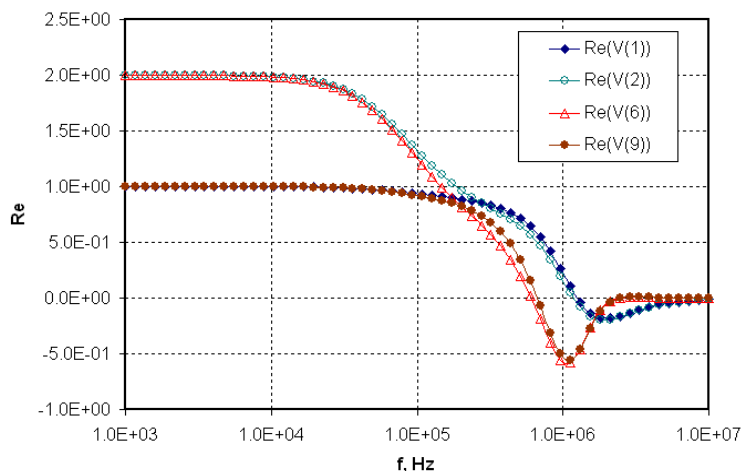


Рис. 3.19. Активні складові напруг при $GBW = 1E6$

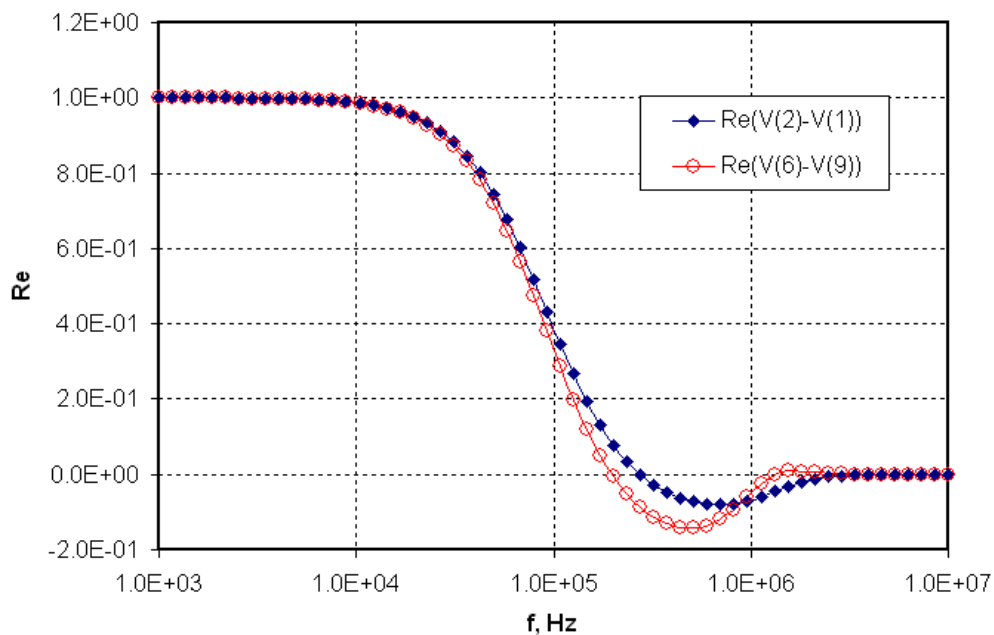


Рис. 3.20. Активні складові різниць напруг при $GBW = 1E6$

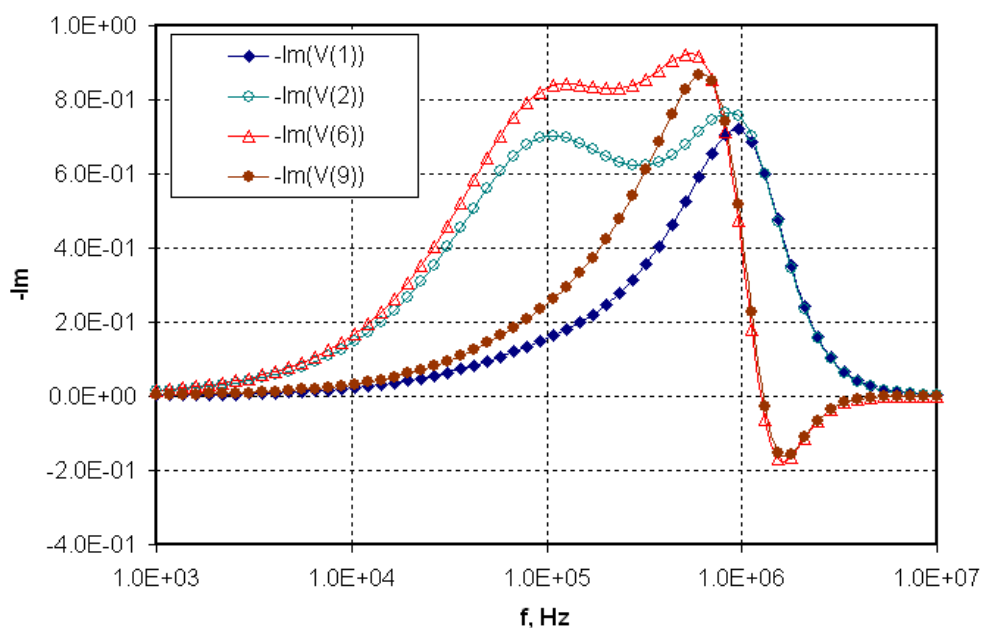


Рис. 3.21. Реактивні складові напруг при $GBW = 1E6$

До важливих закономірностей, виявлених у ході аналізу вищенаведених результатів модельних досліджень, належать: по-перше, значна немонотонність функцій активних і реактивних складових імпедансу; по-друге, виникнення вторинної (паразитної) ділянки (на високих частотах) імпедансної діаграми

Найквіста, а отже, неможливість безпосереднього використання напруги на виході операційного підсилювача ОА₁ в якості інформативного сигналу імпедансу досліджуваного двополюсника Z_x ; по-третє, доволі висока ефективність використання різницевого перетворення сигналів із використанням повторювачів напруг на ідентичних (спарених) операційних підсилювачах.

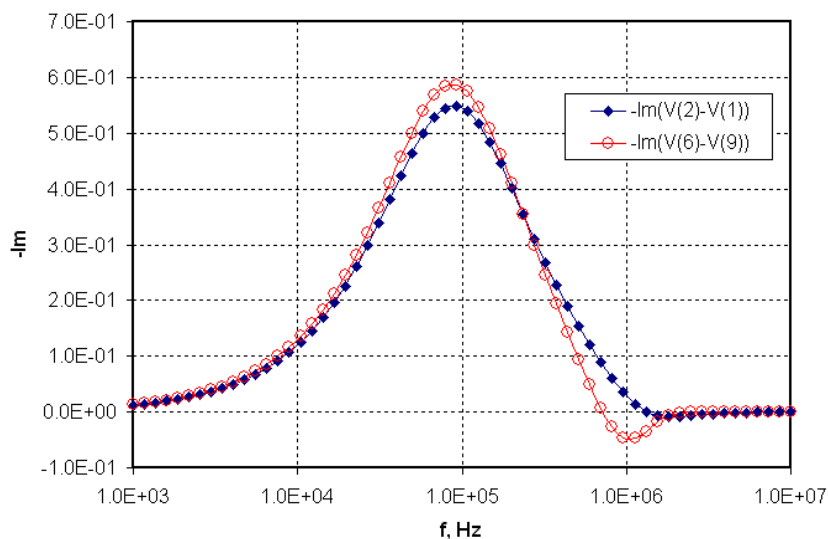


Рис. 3.22. Реактивні складові різниць напруг при $GBW = 1E6$

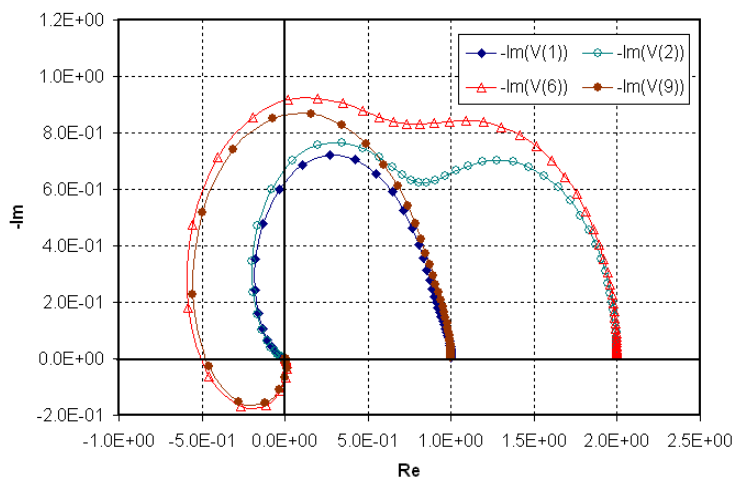


Рис. 3.23. Діаграма Найквіста напруг при $GBW = 1E6$

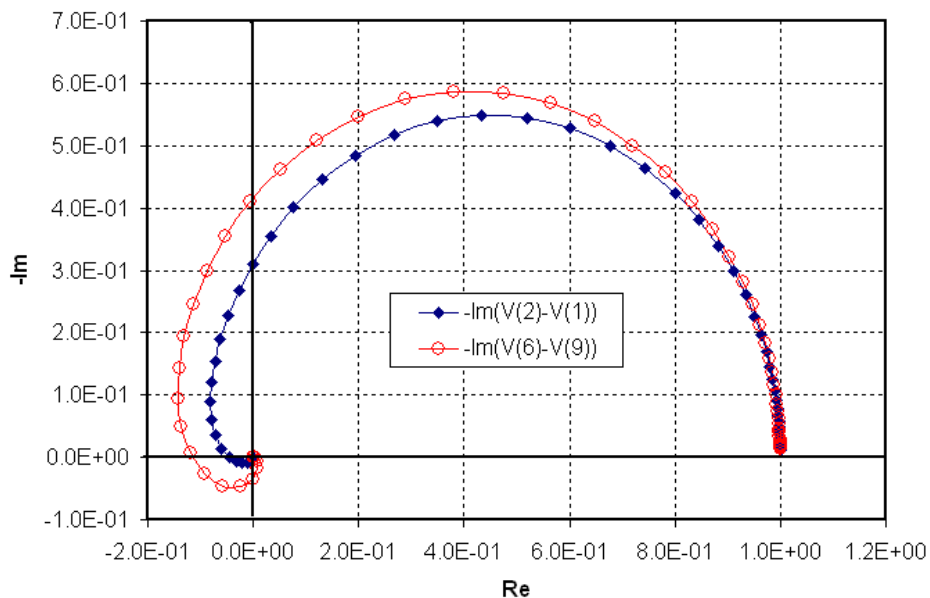


Рис. 3.24. Діаграма Найквіста різниць напруг при $GBW = 1E6$

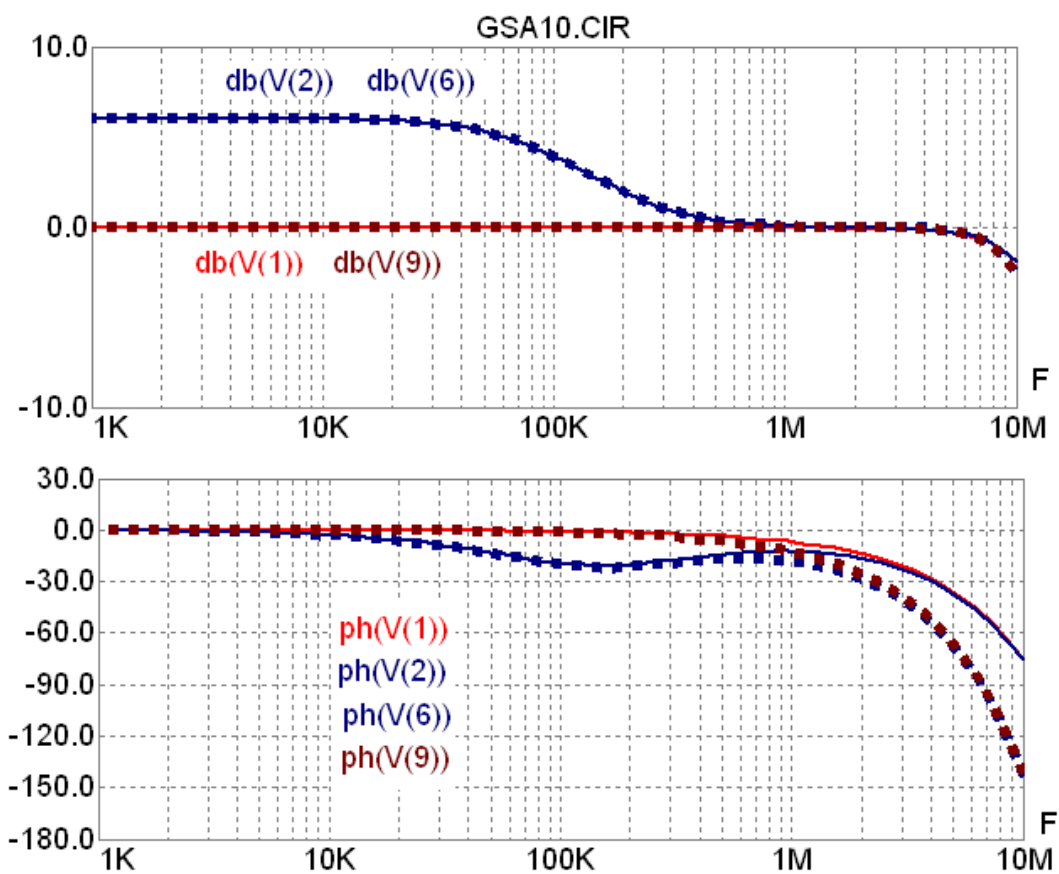


Рис. 3.25. АЧХ та ФЧХ напруг при $GBW = 1E7$

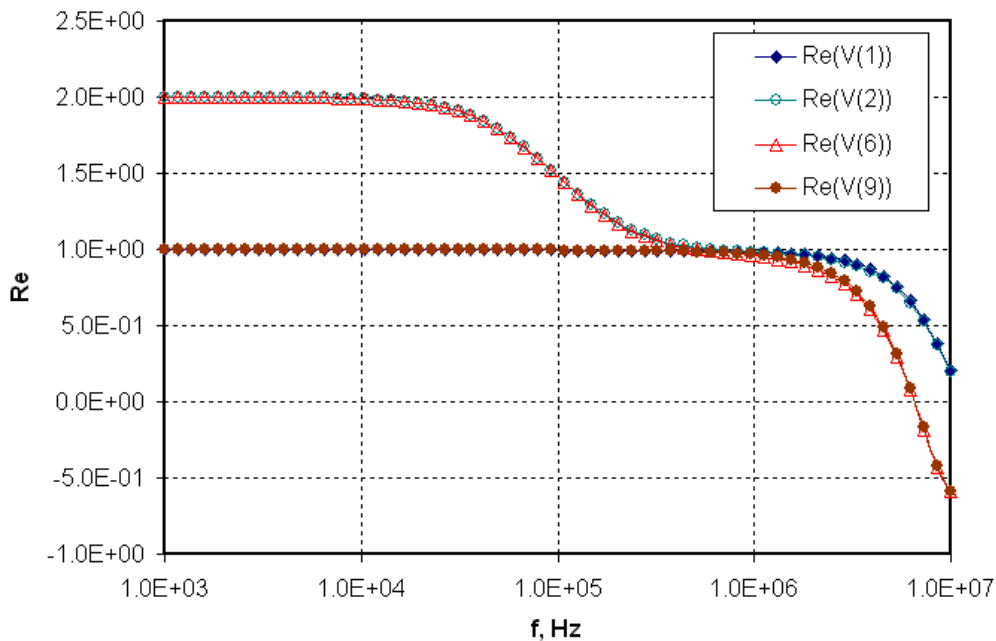


Рис. 3.26. Активні складові напруг при $\text{GBW} = 1\text{E}7$

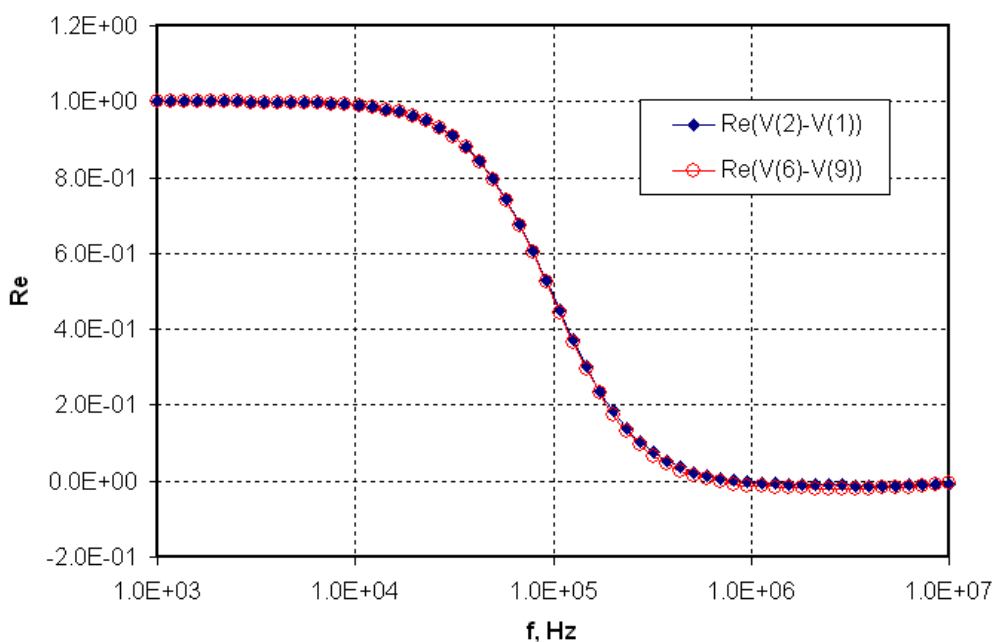


Рис. 3.27. Активні складові різниць напруг при $\text{GBW} = 1\text{E}7$

Аналізуючи проблему вищезгаданої необхідності використання різницевого перетворення сигналів, розглянемо задачу модифікації схеми вхідних кіл гальваностатичного типу, вихідна напруга яких не є сумою напруг на досліджуваному двополюснику та струмозадавальному резисторі.

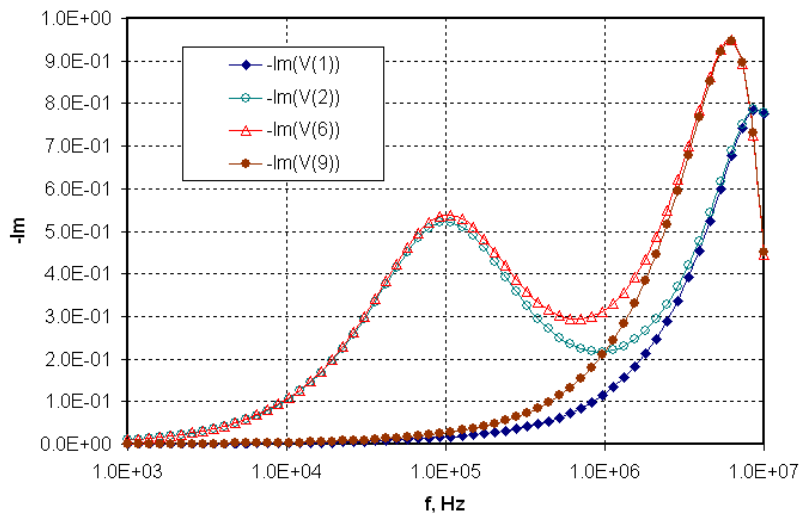


Рис. 3.28. Реактивні складові напруг при $GBW = 1E7$

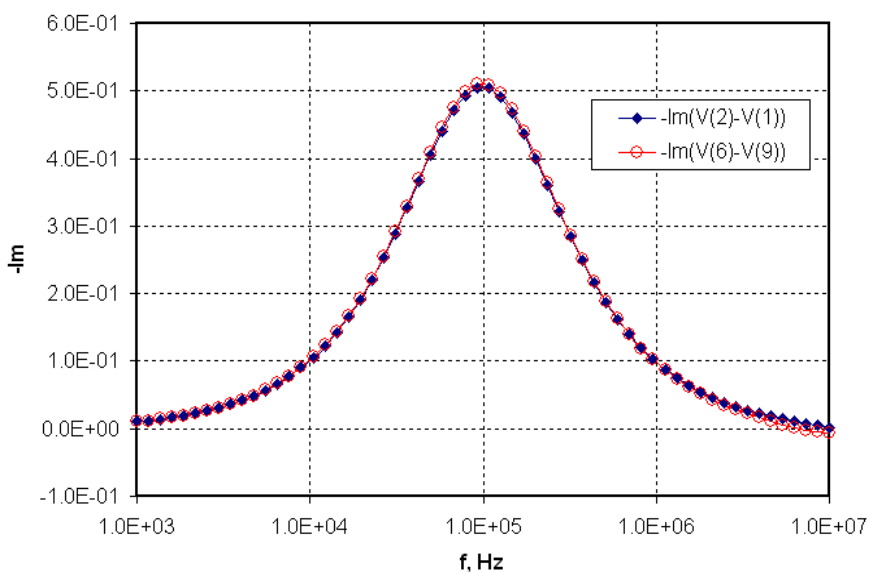


Рис. 3.29. Реактивні складові різниць напруг при $GBW = 1E7$

Розв'язування такої задачі не викликає проблем і реалізується використанням допоміжного транзисторного каскаду (рис. 3.32) чи зміною способу під'єднання задавального джерела напруги SG (рис. 3.33).

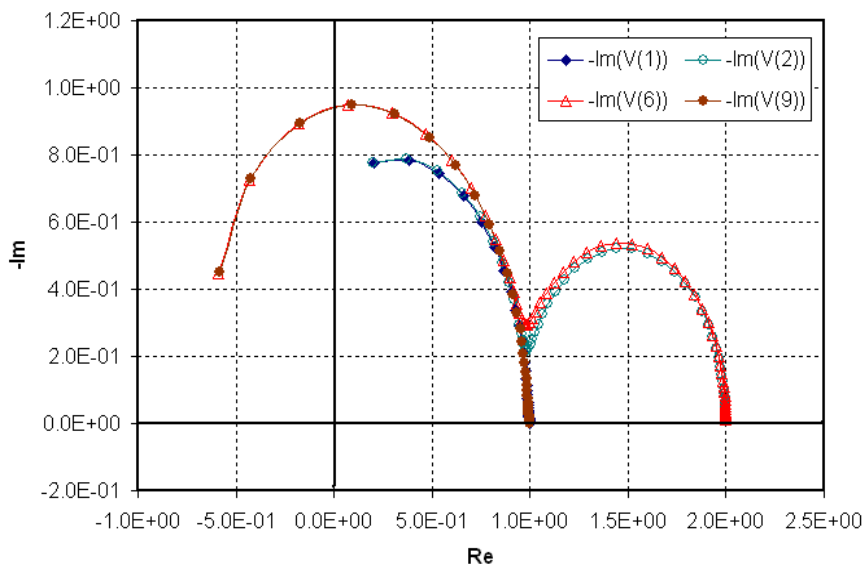


Рис. 3.30. Діаграма Найквіста напруг при $GBW = 1E7$

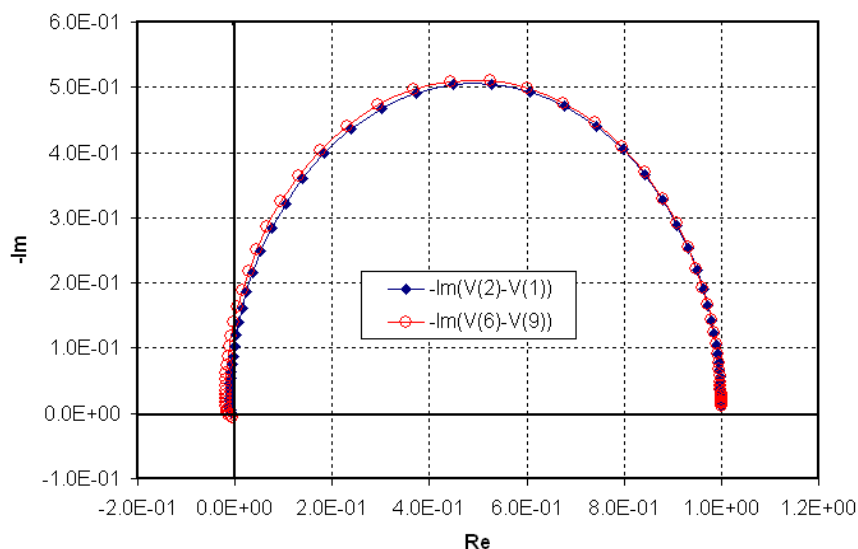


Рис. 3.31. Діаграма Найквіста різниць напруг при $GBW = 1E7$

Використання транзисторного каскаду не є універсальним рішенням, оскільки для формування гармонічного сигналу активації в каскаді повинна існувати постійна складова струму, відносно якої формується вищезгаданий гармонічний сигнал. Протікання постійного струму в колі досліджуваного двополюсника в задачах імпедансометрії не може вважатися вдалим рішенням, тому така схема в універсальних перетворювачах імпедансу [150-152] не використовується.

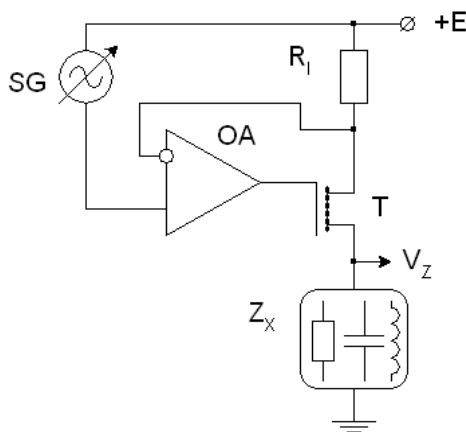


Рис. 3.32. Схеми вхідного кола гальваностатичного типу з транзисторним каскадом

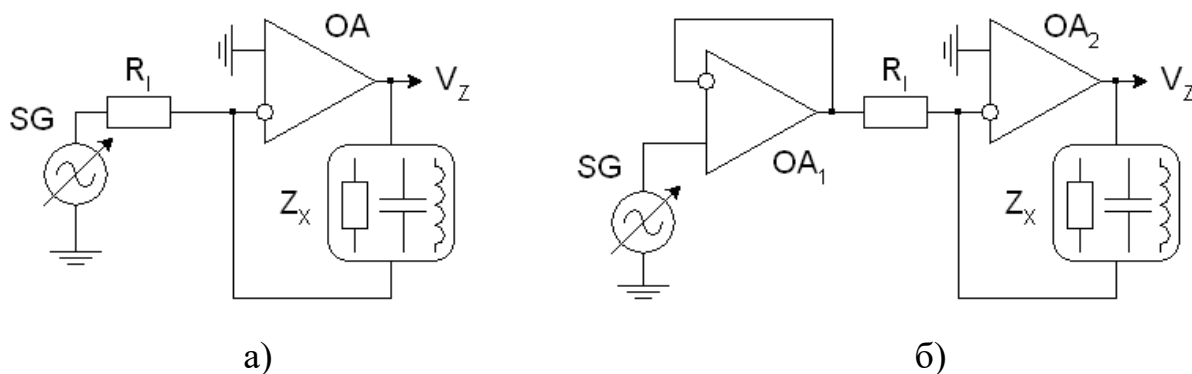


Рис. 3.33. Схеми модифікованих вхідних кіл гальваностатичного типу

У якості альтернативи може розглядатися зміна способу під'єднання задавального джерела напруги SG (рис. 3.33, а). Єдиним обмеженням тут можна було б вважати протікання струму активації через задавальне джерело. Це обмеження вирішується за допомогою використання допоміжного операційного підсилювача як повторювача задавальної напруги (рис. 3.33, б). Однак, як було показано проведеними нами дослідженнями (рис. 3.34, 3.35), іншим і не настільки очевидним обмеженням такої модифікованої схеми є зумовлені особливістю кола зворотного зв'язку значні спотворення вимірювальної імпедансної характеристики.

Причиною такого значного спотворення є погіршення частотної стабільності [153] каскаду на операційному підсилювачів OA_2 , який у цій схемі функціонує в режимі трансімпедансного перетворювача.

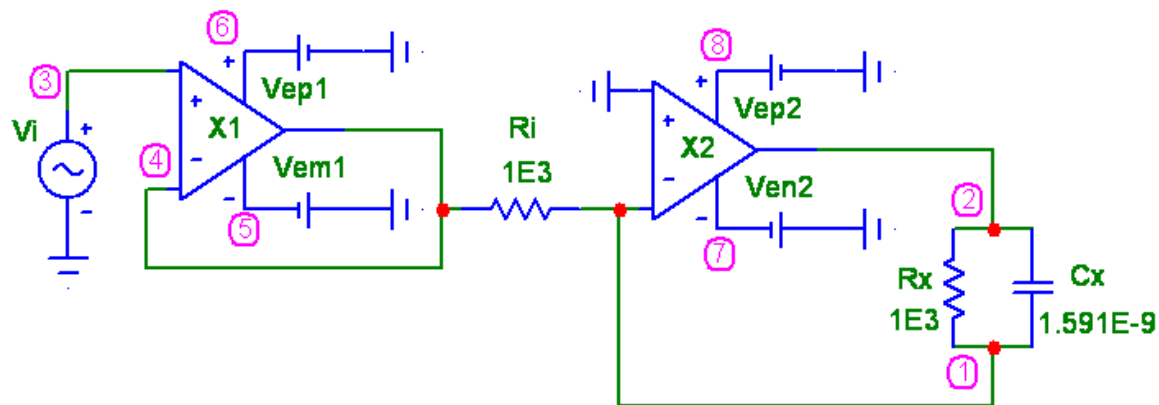


Рис. 3.34. Схема дослідження модифікованих вхідних кіл

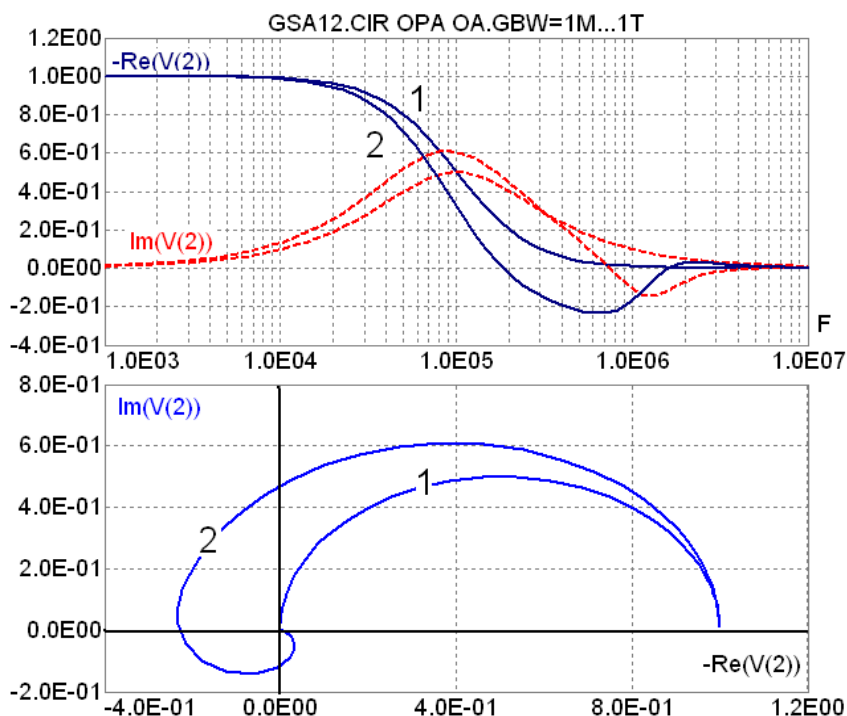


Рис. 3.35. Імпедансні характеристики модифікованих вхідних кіл:
 $GBW = 1E12$ (1 – ідеалізований ОА), $GBW = 1E6$ (2 – реальний ОА)

3.4. Вхідні кола сигнальних перетворювачів потенціометричного типу

Функціонально схема вхідного кола сигнальних перетворювачів потенціометричного типу формує гармонічні коливання напруги активації на досліджуваному двополіуснику Z_x , струм через який є інформативною

величиною його провідності [154]. Відповідно до раніше наведеної узагальненої структурної схеми потенціостатичного типу (рис. 3.2) цю функцію виконують джерело напруги V_S з керованою та широкосмуговий перетворювач вхідного сигналу СТА.

Елементарний варіант такого вхідного кола (рис. 3.36, а) містить лише задавальне джерело напруги SG , досліджуваний двополюсник Z_x та допоміжний резистор R_1 , падіння напруги V_{IZ} на якому слугує інформативною величиною сигнального перетворення.

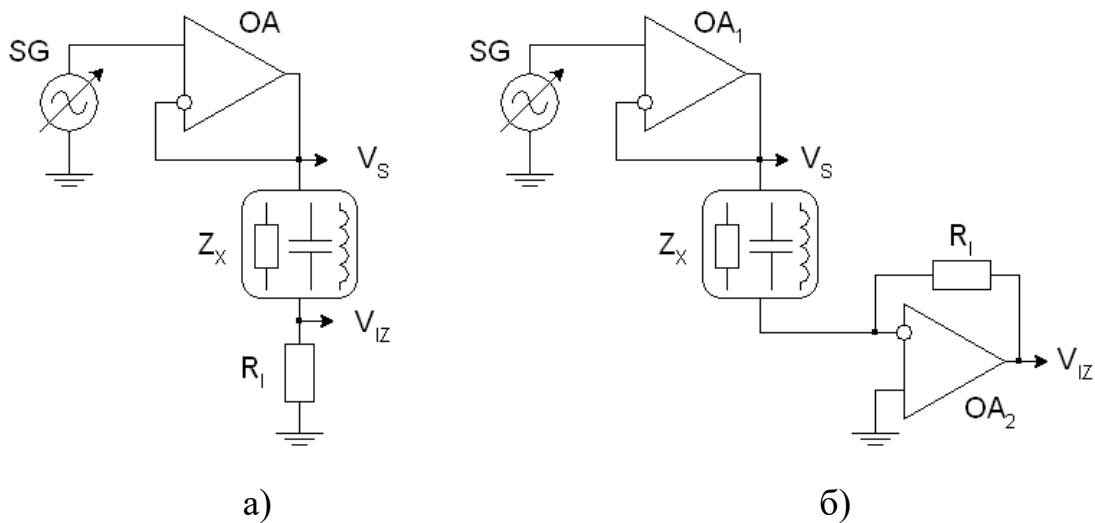


Рис. 3.36. Схеми вхідних кіл потенціометричного типу

Водночас необхідно зазначити деякі особливості. По-перше, для мінімізації шунтувального впливу досліджуваного двополюсника [155] на задавальне джерело SG необхідно використовувати повторювач напруги OA . По-друге, вказане падіння напруги на резисторі R_1 є оберненою функцією до сигнального імпедансу (тобто, провідністю двополюсника), що необхідно враховувати в ході модельних досліджень (рис. 3.37, інформативні сигнали складових імпедансу $Re(1/V)$ та $Im(1/V)$). По-третє, опір резистора R_1 , а отже, падіння напруги на ньому, повинні бути мінімізованими. Цю задачу виконує трансімпедансний перетворювач на операційному підсилювачі OA_2 , який і є вищезгаданим широкосмуговим перетворювачем СТА вхідного струму у вихідну напругу (рис. 3.38). Крім того, враховуючи, що операційний підсилювач OA_2 інвертує фазу вхідного струму, інформативні сигнали

змінюють свій знак: $\text{Re}(-1/V)$ та $\text{Im}(-1/V)$.

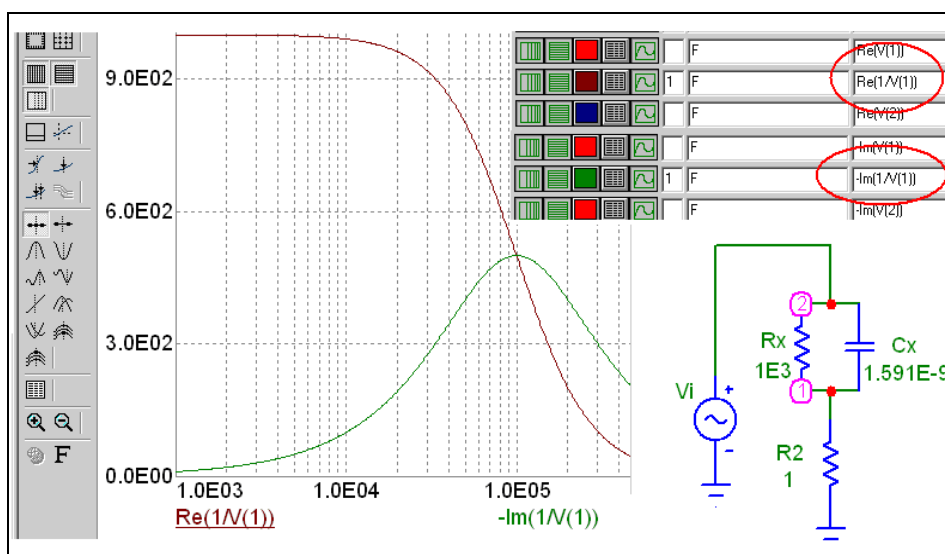


Рис. 3.37. Демонстрація способу формування інформативного сигналу

У ході проведених у рамках роботи досліджень та параметричного аналізу входних кіл потенціометричного типу (рис. 3.38) було виявлено істотну проблему значної частотної нестабільності перетворювачів такого типу.

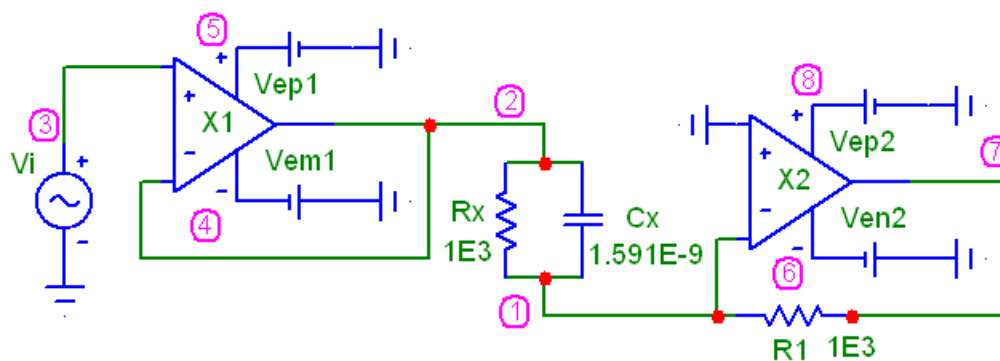


Рис. 3.38. Схема модельного дослідження входних кіл потенціометричного типу

Характерний приклад такої нестабільності наведено на рис. 3.39 (АЧХ та ФЧХ) та рис. 3.40 (імпедансні характеристики та діаграми Найквіста). Видно, що частотні характеристики виявляють резонансні процеси, які, своєю чергою, призводять до втрати стабільності кола схеми. Отже, діаграми Найквіста не деформуються, але переходять в область індуктивної реактивності.

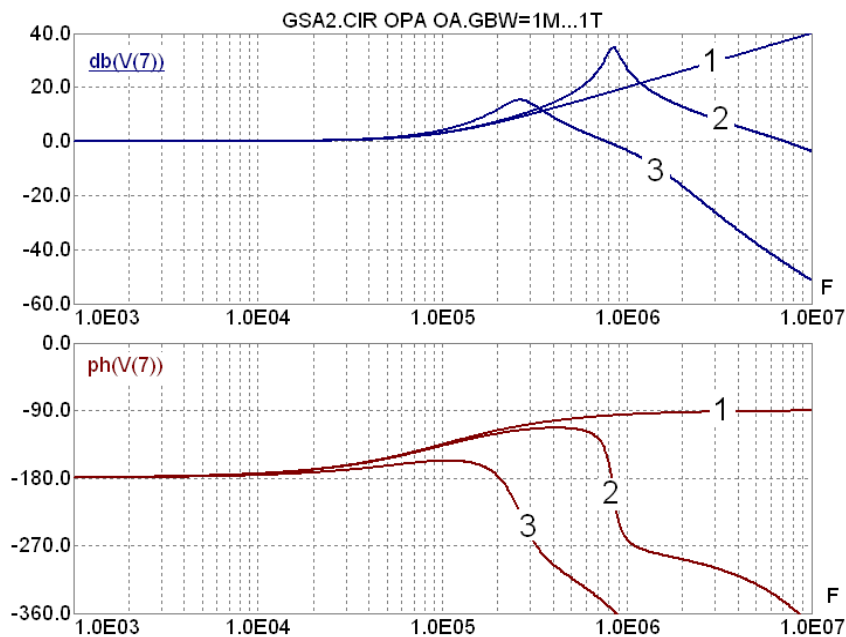


Рис. 3.39. АЧХ та ФЧХ вхідного кола потенціометричного типу при $GBW = 1E12$ (1), $1E7$ (2), $1E6$ (3)

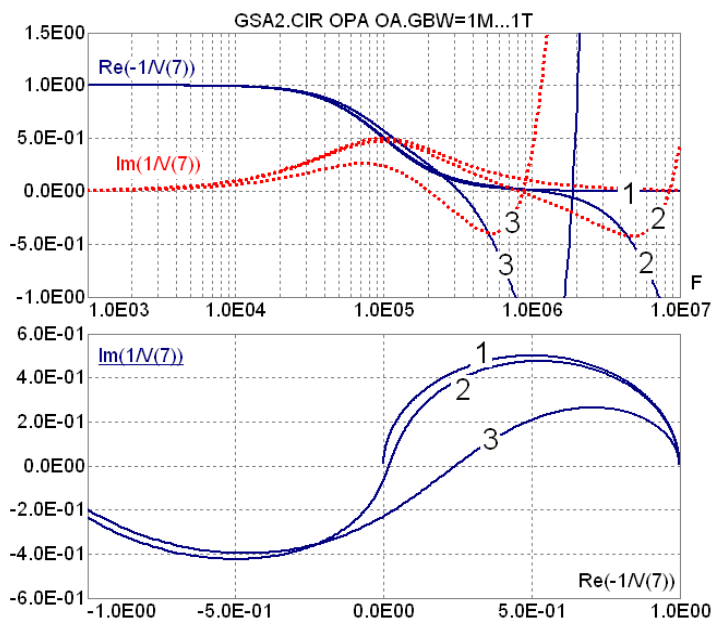


Рис. 3.40. Імпедансні характеристики вхідного кола потенціометричного типу при $GBW = 1E12$ (1), $1E7$ (2), $1E6$ (3)

Ці виявлені закономірності враховуються на подальших етапах схемотехнічної оптимізації розроблюваних сигнальних перетворювачів імпедансу. Зазначимо також, що вищенаведені результати демонструють

характерні особливості модельних досліджень вхідних кіл таких перетворювачів тільки в загальному вигляді.

Далі, в наступних розділах, наводяться нові схемотехнічні рішення та детальніші дослідження в напрямках розширення діапазону частот вимірювання імпедансу та підвищення точності його вимірювання.

3.5. Синхронні детектори

Подальшою стадією сигнального перетворення, а отже, наступним етапом цієї роботи є формування інформативних сигналів імпедансної спектроскопії, яке реалізується синхронним квадратурним детектуванням [156-158] вихідних вищерозглянутих вхідних кіл сигнального перетворювача. У цьому підрозділі розглядаються питання параметричного аналізу синхронних детекторів SD (див. узагальнені структурні схеми, рис. 3.1, 3.2) які розділяють активну Z_{RE} та реактивну Z_{IM} складові імпедансу. Таке розділення відбувається з використанням знакових функції, які, залежно від фази, приймають значення +1 чи -1.

Активна складова Z_{RE} імпедансу формується знаковою функцією, яка набуває значень відповідно до умов:

$$A_{RE}(t) = 1 @ t = [0...π]; A_{RE}(t) = -1 @ t = [π...2π].$$

Водночас знакова функція реактивної Z_{IM} складової імпедансу зміщена на чверть періоду, тобто на $π/2$, та відповідає умовам:

$$A_{IM}(t) = 1 @ t = [0...π/2] \& [3π/2...2π]; A_{IM}(t) = -1 @ t = [π/2...3π/2].$$

Базову схему сигнального перетворювача імпедансу на основі квадратурного детектора наведено на рис. 3.41.

Принцип функціонування схеми полягає в синхронному детектуванні вхідної напруги V_z , яка формується вже розглянутими вхідними колами сигнальних перетворювачів гальваностатичного чи потенціометричного типів. Для реалізації детектування формують інверсні (на операційному підсилювачі OA_1) та не інверсні (на OA_2) розв'язуючі повторювачі (з модулем коефіцієнта

передачі $|K_V|=1$), вихідні напруги яких по чергово перемикаються комутаторами SW_1, SW_2 та усереднюються вузлами Σ_1, Σ_2 .

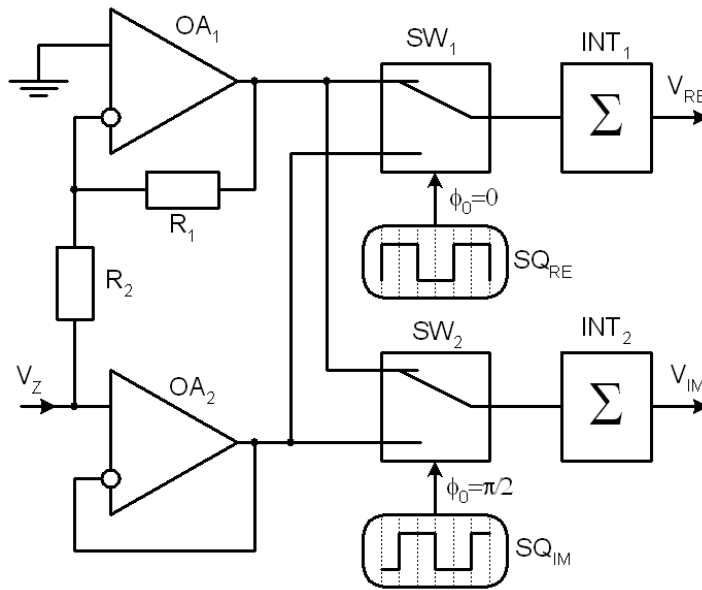


Рис. 3.41. Базова схема перетворювача на основі квадратурного детектора

Загалом, усереднення може здійснюватися цифровими методами, інтегруванням чи низькочастотним фільтруванням. У цій схемі усереднення здійснюють інтеграторами INT_1, INT_2 . Їхні вихідні напруги - V_{RE} та V_{IM} - слугують, відповідно, активною та реактивною складовими інформативного сигналу імпедансу. Знакові функції активної $A_{RE}(t)$ та реактивної $A_{IM}(t)$ складових формуються, відповідно, джерелами SQ_{RE} та SQ_{IM} . Фази вихідних імпульсів цих джерел зміщені на $\pi/2$ [159].

Параметричний аналіз схеми детектора базується на розробленій методиці комплексного модельного дослідження сигнальних перетворювачів імпедансу з поєднанням АС та Transient аналізів. Кількісними параметрами, які використовуються для аналізу точності функціонування квадратурного детектора, є відношення отриманих Transient аналізом значень вихідних напруг V_{RE} та V_{IM} до їхніх ідеалізованих значень, отриманих АС аналізом. Аналіз проводимо, використовуючи вищезгаданий RC двополосник із характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц ($R_x = 1E3, C_x = 1.591E3 - 9$).

Для мінімізації впливу інших вузлів сигнального перетворювача на результати наведеного далі параметричного аналізу квадратурного детектора забезпечуємо дві умови: по-перше, використаємо ідеалізовану модель задавального джерела струму, по-друге, вихідні інформативні сигнали формуємо виключно на математичному рівні (без використання вузлів на фізичному рівні). Схема модельного дослідження квадратурного детектора, в якій реалізовано ці умови, наведена на рис. 3.42.

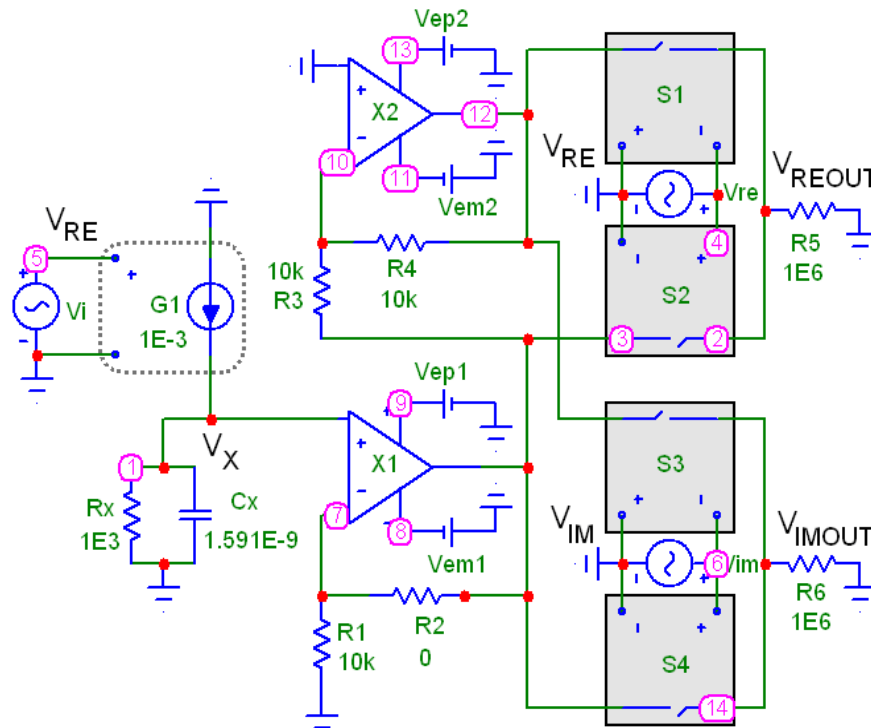


Рис.3.42. Схема модельного дослідження квадратурного детектора

Для формування вихідних сигналів, як уже зазначалося в розділі 2, використовуємо функцію бібліотеки MicroCAP - $SD(V(X))$, де X – номер вузла, напруга $V(X)$ на якому інтегрується за часом: Running integral with respect to time.

Джерело струму $G1$ з коефіцієнтом перетворення $K_r = 1E - 3$ керується задавальною напругою V_{RE} (джерело V_i). Вихідна напруга на двополіуснику R_x, C_x повторюється на операційному підсилювачі $X1$ (з нульовим опором резистора зворотного зв'язку $R2 = 0$) та інвертується на операційному підсилювачі $X2$. У фазі з цією задавальною напругою V_{RE} джерелом V_{re}

формуються сигнали керування ключів S1 та S2. Перший з них комутує напругу інвертувального, а другий – неінвертувального повторювачів.

Джерело струму G1 з коефіцієнтом перетворення $K_i = 1E-3$ керується задавальною напругою V_{RE} (джерело Vi). Вихідна напруга на двополюснику R_x, C_x повторюється на операційному підсилювачі X1 (з нульовим опором резистора зворотного зв'язку $R2 = 0$) та інвертується на операційному підсилювачі X2. У фазі з цією задавальною напругою V_{RE} джерелом V_{re} формуються сигнали керування ключів S1 та S2. Перший з них комутує напругу інвертувального, а другий – неінвертувального повторювачів. У результаті такого комутування на резисторі R5 (вузол 2) формується вихідна напруга V_{REOUT} , подальше числове інтегрування якої $SD(V(2))$ забезпечує формування інформативного сигналу активної складової імпедансу SD_{RE} . Аналогічно з погляду схемотехніки формується інформативний сигнал реактивної складової імпедансу SD_{IM} . Відмінністю тут є лише фаза напруги джерела V_{im} , яке формує сигнали керування ключів S3 та S4. Як уже зазначалося, фаза напруги V_{IM} цього джерела зміщена на чверть періоду відносно задавальної напруги V_{RE} джерела Vi.

Специфікація SPICE МОДЕЛЕЙ вказаних ключів та джерел має вигляд:

.MODEL SW1 VSWITCH (ROFF=1000MEG, VON=0.001, VOFF=-0.001)

.MODEL VRE SIN (F=100K, PH=0)

.MODEL VIM SIN (F=100K, PH=pi/2).

Спочатку розглянемо точність сигнального перетворення в ідеальному варіанті [160] без урахування параметрів операційних підсилювачів. Приклад результатів дослідження сигналів квадратурного детектора для такого ідеалізованого випадку (варіант А) наведено на рис. 3.43 та 3.44.

Враховуючи, що частота задавального сигналу збігається з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц досліджуваного двополюсника ($R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E3-9$), миттєві значення вихідних сигналів активної SD_{RE} та реактивної SD_{IM} складових імпедансу повинні збігатися. Однак, як це впливає з наведених на рис. 3.43 епюр, функції інтегралів вихідних напруг істотно

розходяться. Вказане розходження сигналів є результатом як суто процесу інтегрування, так і його початкових умов. Зрозуміло, що вихідні функції інтегрування сигналів нелінійні, отже, впродовж тривалості періодів задавального сигналу інтеграли SD_{RE} та SD_{IM} не збігаються. Однак на момент завершення кожного періоду бажано, щоб ці інтеграли збігалися.

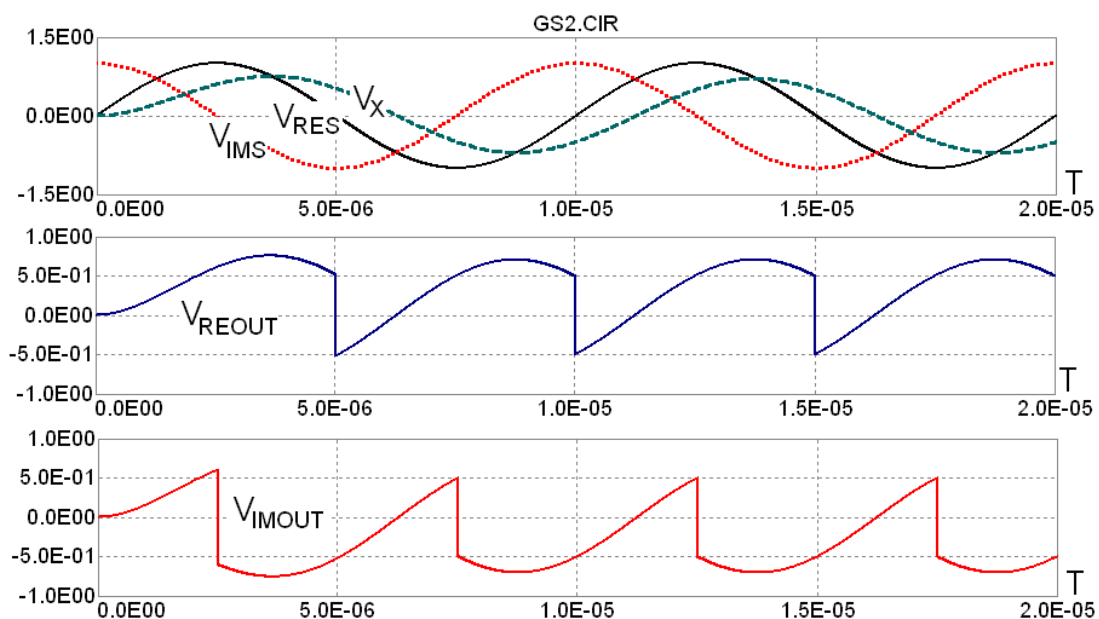


Рис. 3.43. Епюри напруг детектора (варіант А) при $GBW \rightarrow \infty$

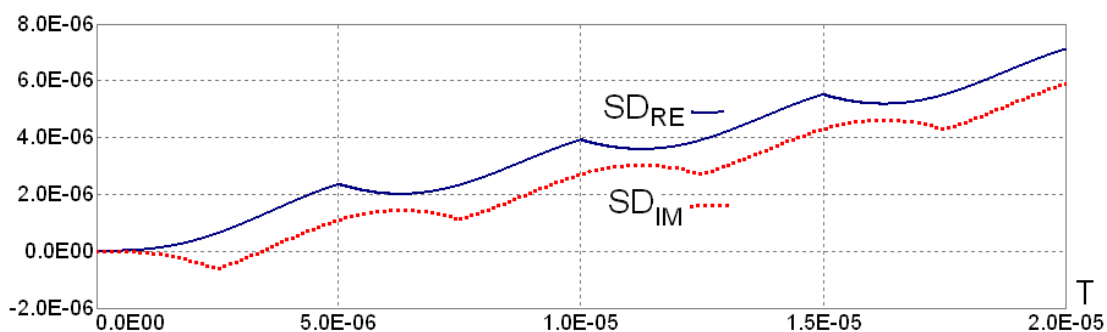


Рис. 3.44. Епюри інтегралів напруг детектора (варіант А) при $GBW \rightarrow \infty$

Як впливає з наведених далі діаграм сигналів аналогічної схеми квадратурного детектора (варіант В - рис. 3.45, рис. 3.46), бажаний збіг інтегралів SD_{RE} та SD_{IM} за однакових значень частоти задавального сигналу та

характерної частоти досліджуваного двополюсника досягається зміною початкових умов інтегрування – фаза джерела V_{RE} зміщується на $\pi/4$, а джерела V_{IM} – на $3\pi/4$ (взаємний фазовий зсув між цими джерелами залишається незмінним – $\pi/2$). Отже, специфікація їхніх моделей має вигляд:

.MODEL VRE SIN (F=100K PH=pi/4);

.MODEL VIM SIN (F=100K PH=3*pi/4).

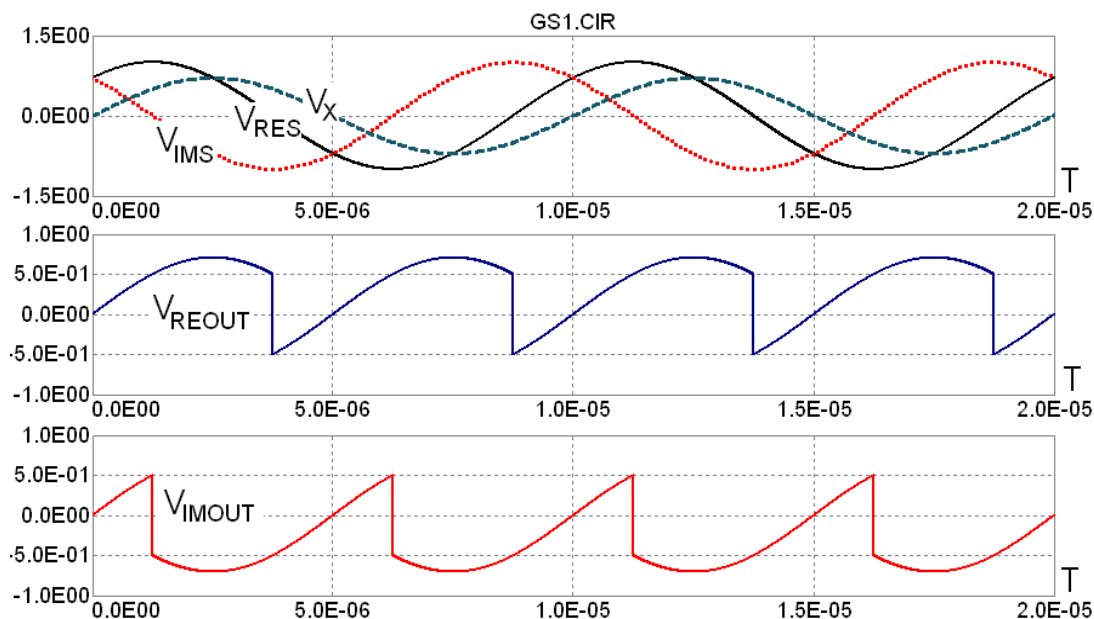


Рис. 3.45. Епюри напруг детектора (варіант В) при $GBW \rightarrow \infty$

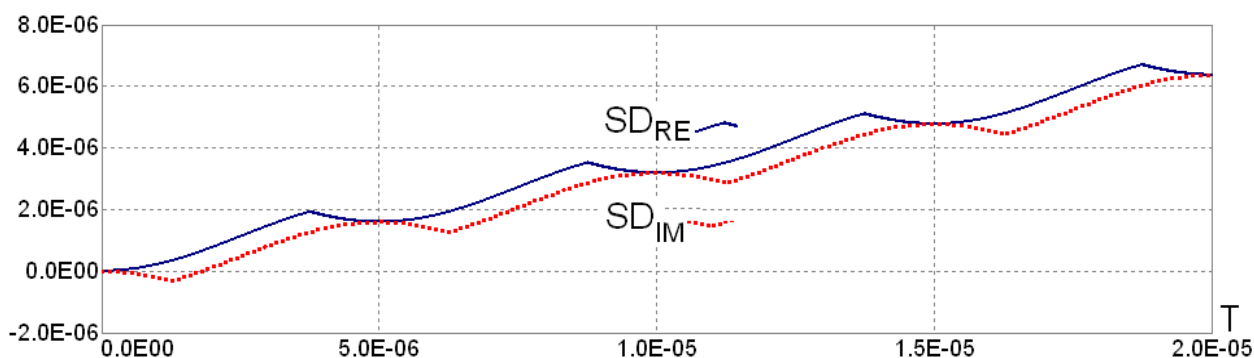


Рис. 3.46. Епюри інтегралів напруг детектора (варіант В) при $GBW \rightarrow \infty$

Видно, що вказані фазові затримки дають змогу вирівняти миттєві значення інтегралів SD_{RE} та SD_{IM} у моменти завершення кожного періоду

сигналів – $1E-5$, $2E-5$ тощо. Отже, значення інтегралів SD_{RE} та SD_{IM} ув ці моменти можуть стати кількісними параметрами, які описують інформативні величини відповідних складових вимірюваного імпедансу.

З урахуванням вищенаведених початкових умов було проведено дослідження точності сигнального перетворення квадратурного детектора [161] (рис. 3.41, 3.42) для різних значень параметрів моделей операційних підсилювачів. При цьому, для виявлення характерних закономірностей проводилася покрокова зміна певних визначальних (у цьому розділі – частотних) параметрів підсилювачів, з фіксацією інших, менш важливих параметрів.

Так, на рис. 3.47 та рис. 3.48 наведено епюри напруг детектора при $R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E3 - 9$ для набору значень ширини смуги частот $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$ з фіксацією інших параметрів моделі:

.MODEL OA OPA (LEVEL=2, C=3P, A=1E9, VOFF=1u, SRP=1E9, SRN=1E9, VEE=-5, VCC=5, VPS=5, VNS=-5, CMRR=1E6).

Отримані в ході таких досліджень результати кількісного порівняння точності сигнального перетворення наведено на рис. 3.49 (номінальні умови), де $Re Z = SD_{RE}$, $-Im Z = SD_{IM}$ при $R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E3 - 9$; та рис. 3.50 (граничні умови), де $Re ZR = SD_{RE}$, $-Im ZR = SD_{IM}$ при $R_x = 1E3$, $C_x = 0$ (для двополюсника без реактивної складової), $Re ZC = SD_{RE}$, $-Im ZC = SD_{IM}$ - при $R_x = \infty$, $C_x = 1.591E3 - 9$, (для двополюсника без активної складової імпедансу).

Наведені результати дають змогу провести кількісний аналіз впливу смуги частот GBW [162] на похибки сигнального перетворення. Критерієм високої точності детектування сигналів, як у зазначалося, є рівність значень $Re Z = -Im Z$ при номінальних умовах та $Re ZR = -Im ZR = MAX$, $Re ZC = -Im ZC = 0$ при граничних умовах. Для прикладу, можна відзначити той факт, що при $GBW = 1E6$ (зокрема, для вищезгаданого операційного підсилювача AD8541/2/4) розходження значень $Re Z = SD_{RE}$, $-Im Z = SD_{IM}$ є доволі значним, $\approx 5E-6$ та $\approx 7,5E-6$, відповідно.

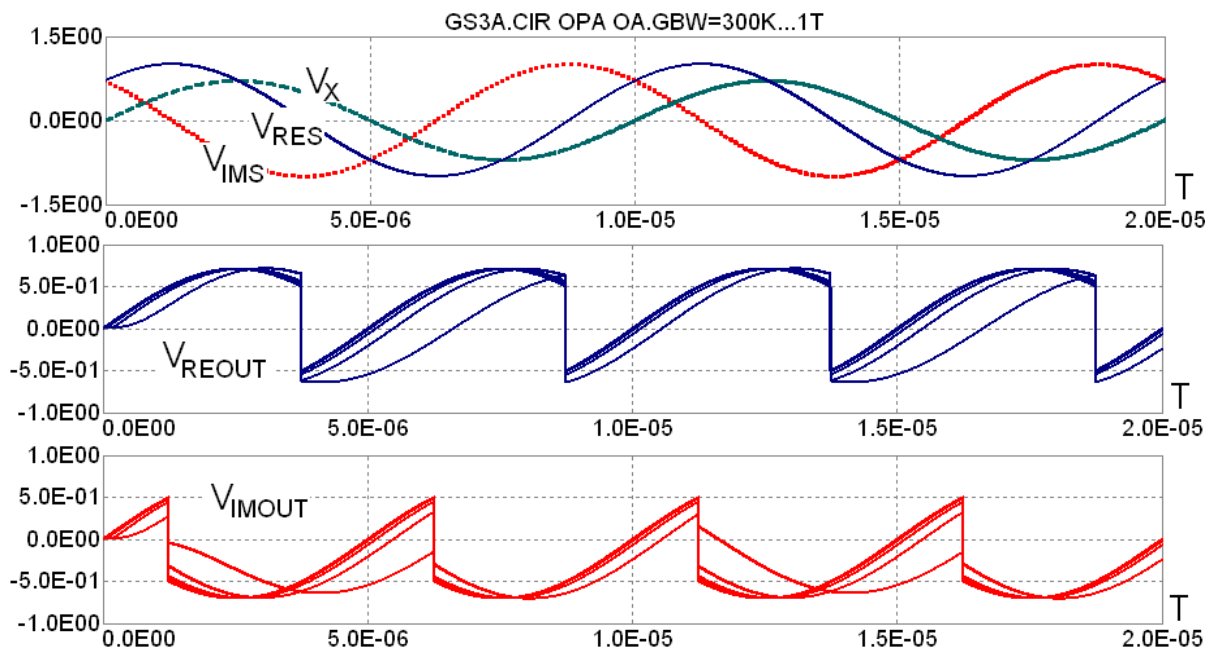


Рис. 3.47. Епюри напруг детектора при $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$

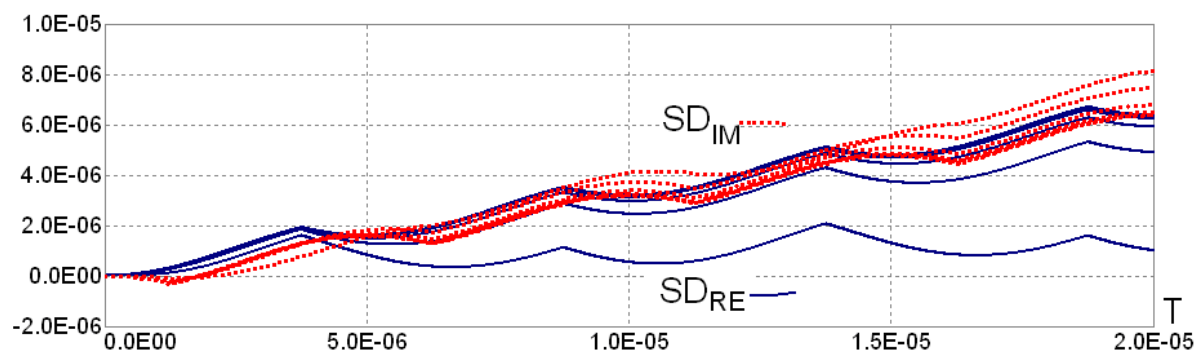


Рис. 3.48. Епюри інтегралів напруг детектора при $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$

Значними є також відхилення від нульових значень величин $ReZC$ та $-ImZR$: $\approx -0,25E-6$ та $\approx 0,25E-6$, відповідно. Отже, показано, що для вимірювання імпедансу двополюсника з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц ($R_x = 1E3, C_x = 1.591E3 \cdot 10^{-9}$) операційні підсилювачі квадратурного детектора повинні характеризуватися смугою частот $GBW = 1E7$ і вище.

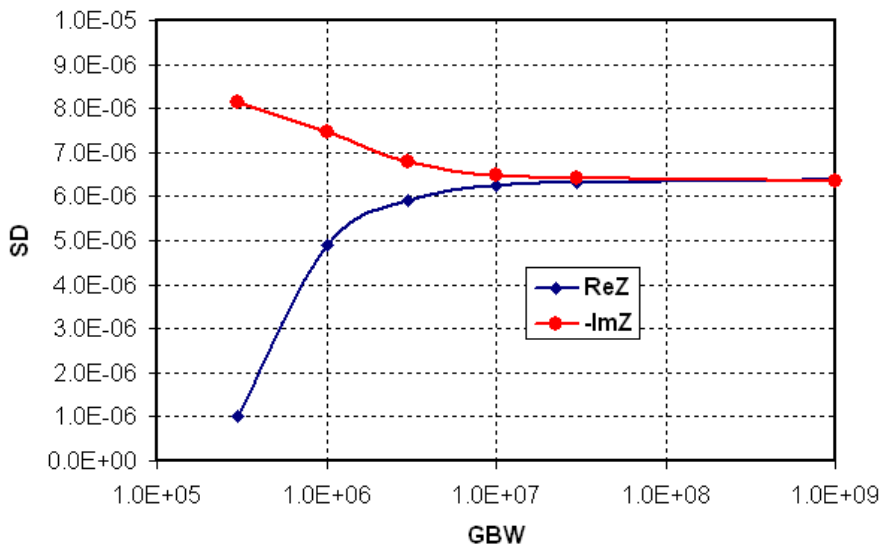


Рис. 3.49. Залежності ReZ та -ImZ від GBW при $R_X = 1E3$, $C_X = 1.591E-9$

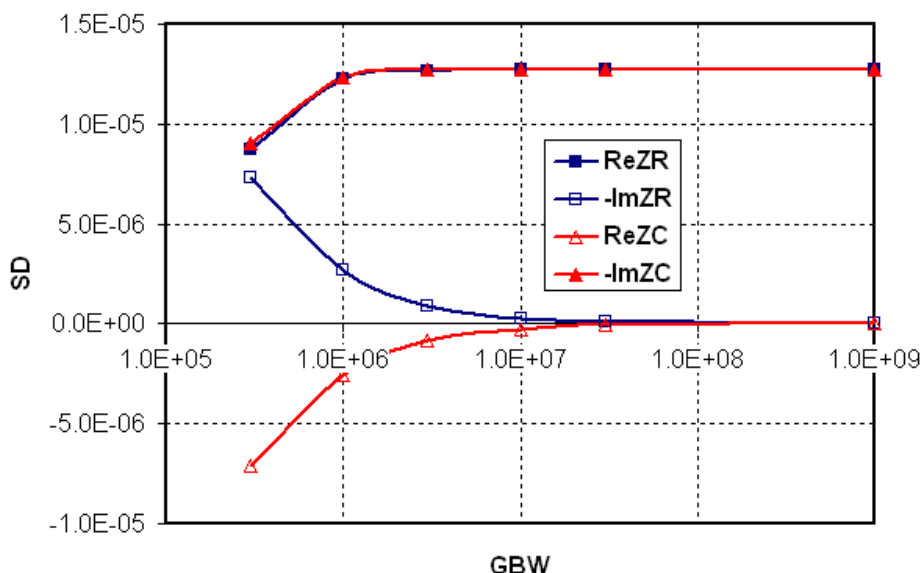


Рис. 3.50. Залежності ReZ та -ImZ від GBW при граничних умовах

Розглянемо можливість частотної корекції квадратурного детектора. Враховуючи результати вищенаведених досліджень та порівняльного аналізу неінвертувальних та інвертувальних підсилювачів з одиничним модулем коефіцієнта передачі напруги (рис. 3.11 - рис. 3.15), та враховуючи домінуючу складову частотного спотворення саме в схемі інвертувального підсилювача, розглянемо ефективність введення в схему останнього конденсатора C_{sp} (рис. 3.51). Шунтуючи резистор R_3 , цей конденсатор сприяє підвищенню коефіцієнта передачі на високих частотах. Приклад результату частотної

корекції для $GBW = 1E6$ та послідовності C_{cr} від 0 до $1E-10$ наведено на рис. 3.52. Видно, що оптимальне значення ємності коректувального конденсатора становить $C_{cr} = 7E-11$. Однак використання коректувального конденсатора не можна вважати ідеальним рішенням, адже така корекція [164,165] неоднакова в усьому частотному діапазоні та повинна проводитися з відповідними застереженнями.

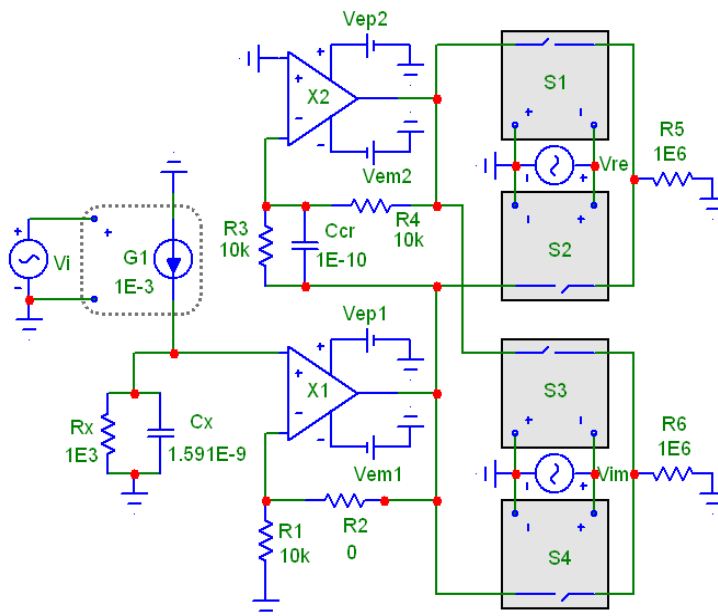


Рис. 3.51. Схема квадратурного детектора з частотною корекцією

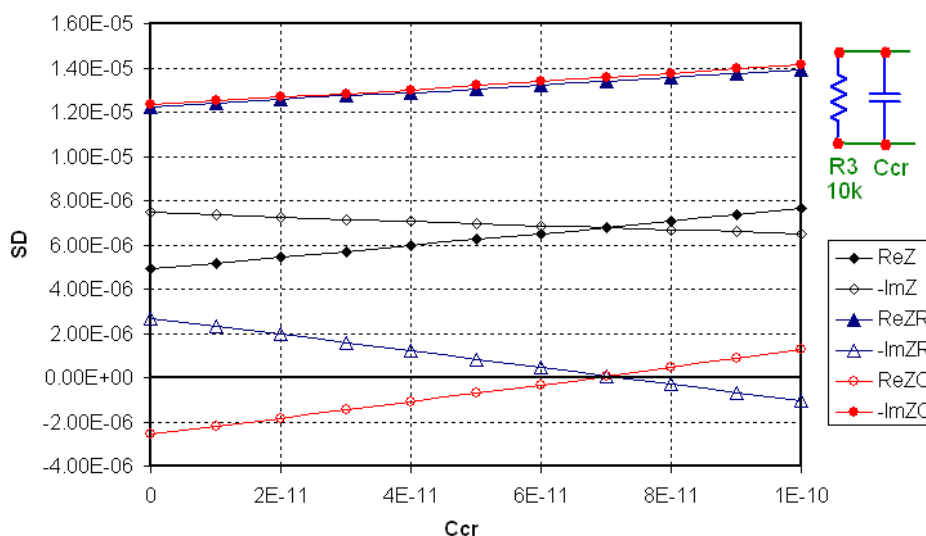


Рис. 3.52. Результати частотної корекції квадратурного детектора

Подальше підвищення точності сигнального перетворення забезпечується

використанням схеми модифікованого квадратурного детектора, яка, як показано на рис. 3.53, не потребує попередньої інверсії вхідного сигналу [84]. Детектування відбувається шляхом напівперіодного реконфігурування режиму роботи операційних підсилювачів OA_1 , OA_2 – при замкнених ключах SW_1 , SW_2 схеми виконують функції повторювачів, а при розімкнених ключах – інверторів [85].

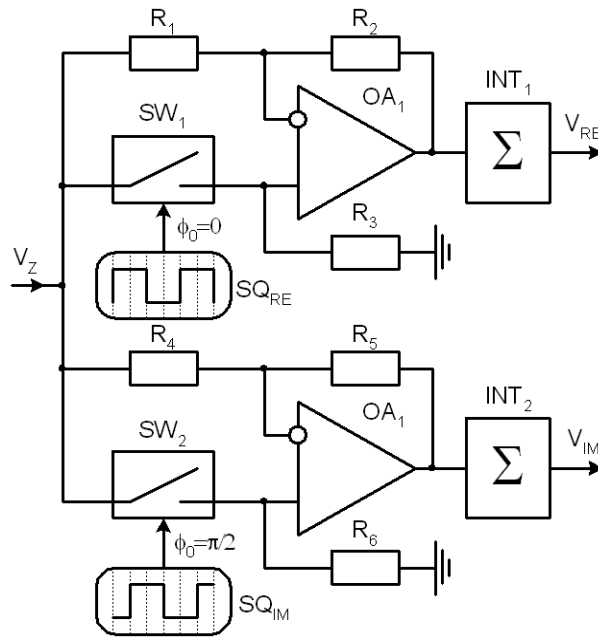


Рис. 3.53. Схема модифікованого перетворювача

Необхідно врахувати також певну проблему такого схемного рішення, а саме, неможливість забезпечити високий вхідний опір. Для вирішення цієї проблеми, як це було в базовій схемі перетворювача (рис. 3.41), використовують попередній повторювач напруги. Варіант такої схеми наведено на рис. 3.54, а результати її модельних досліджень – на рис. 3.55 – 3.58.

Наведені результати показують, що, на відміну від базової, похибки сигнального перетворення модифікованої схеми зменшуються приблизно вдвічі.

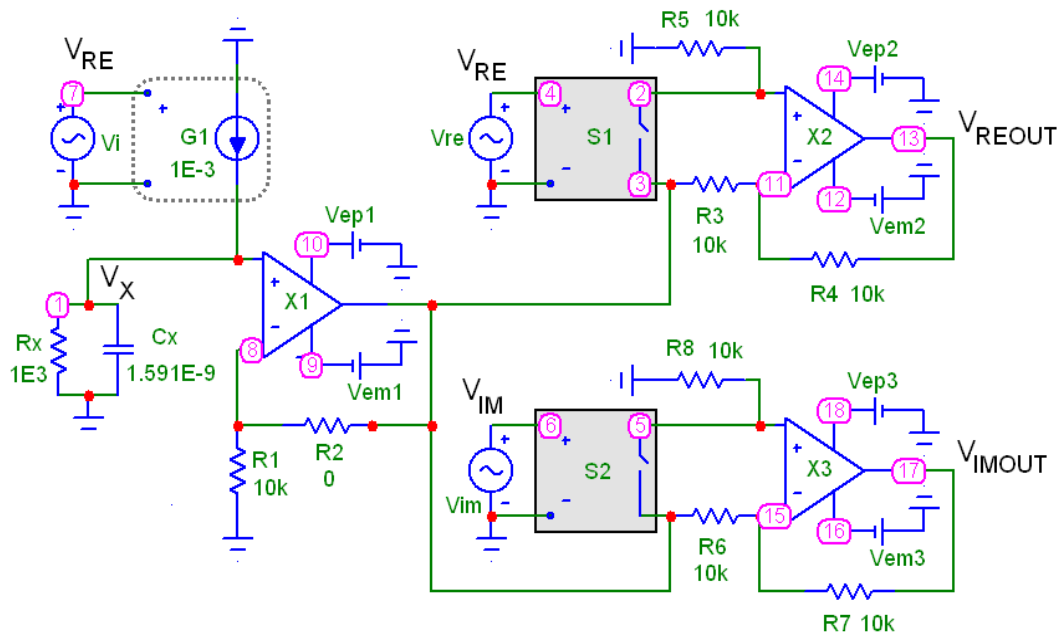


Рис. 3.54. Схема дослідження модифікованого квадратурного детектора

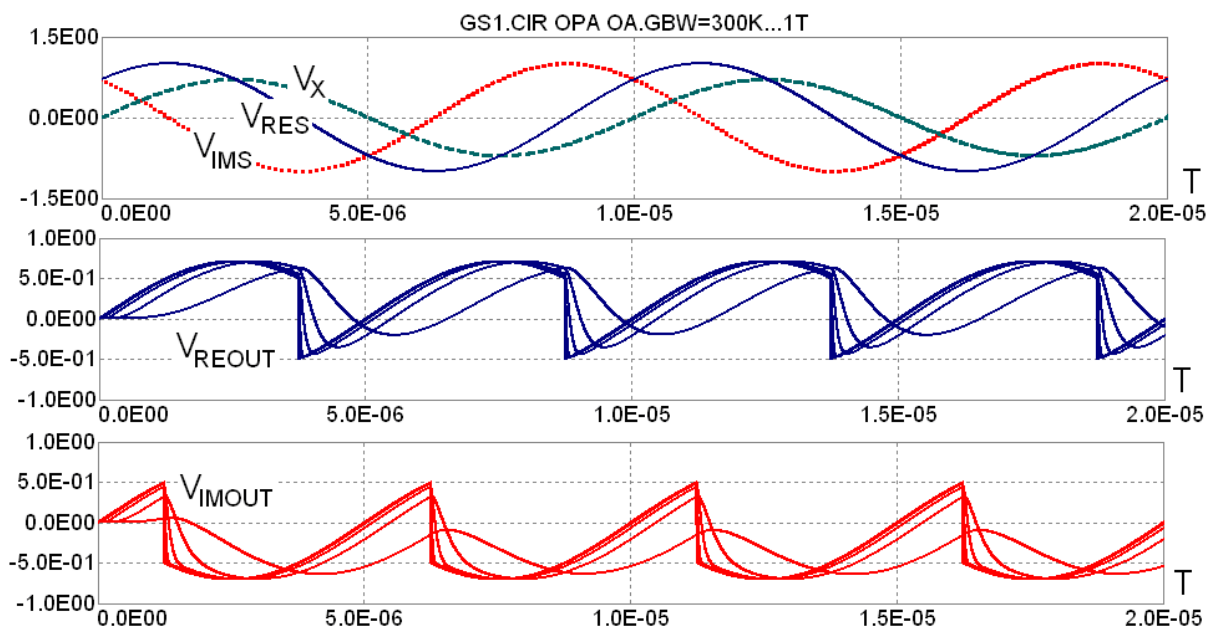


Рис. 3.55. Епюри напруг модифікованої схеми детектора
при $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$

Зокрема, для $GBW = 1E6$ активна та реактивна складові сигналу становлять:

- у номінальних умовах - $ReZ \approx 5,8E-6$, $-ImZ \approx 7,0E-6$;
- у граничних умовах – $ReZC \approx -0,15E-6$, $-ImZR \approx 0,15E-6$.

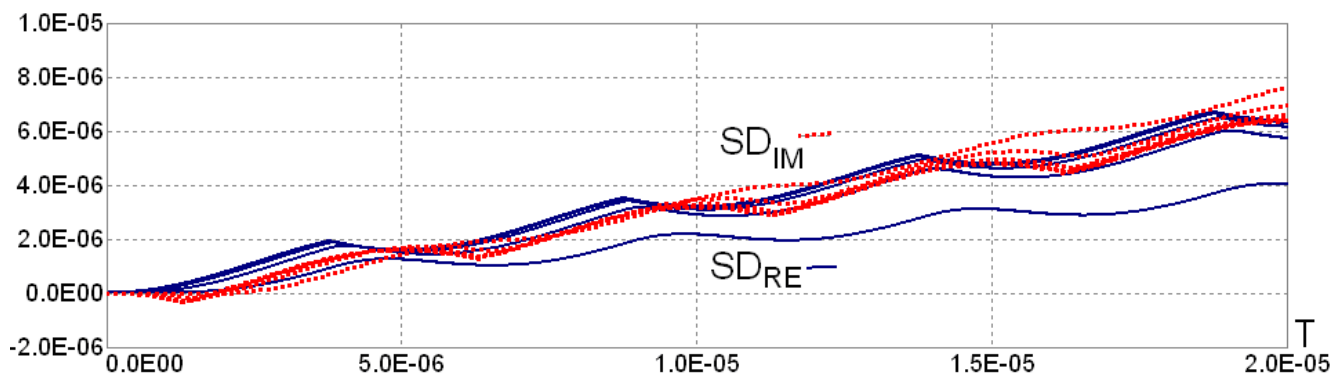


Рис. 3.56. Епюри інтегралів напруг модифікованої схеми детектора при $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$

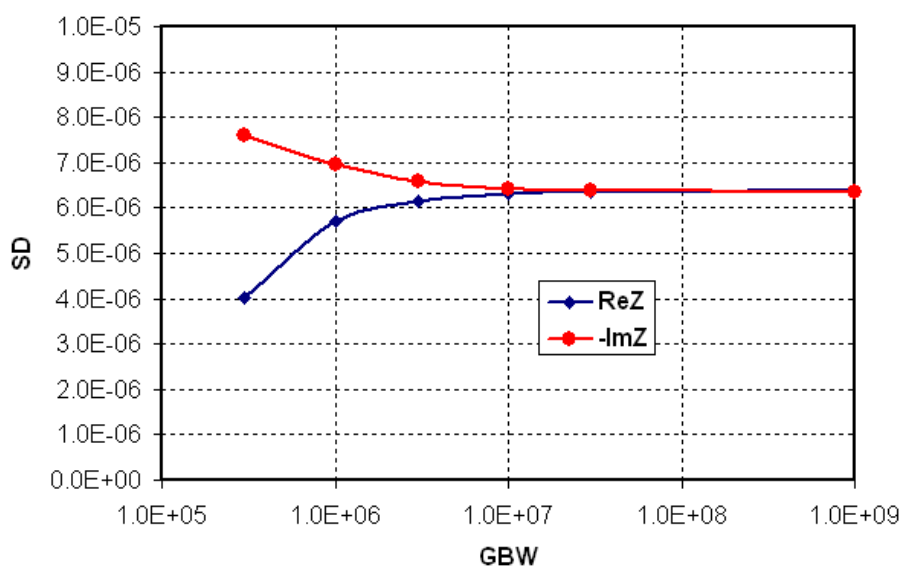


Рис. 3.57. Залежності ReZ та $-ImZ$ від GBW при $R_X = 1E3, C_X = 1.591E-9$

Аналогічні дослідження проводять, змінюючи інші параметри моделей операційних підсилювачів, зокрема, показано на рис. 3.59, швидкості наростання SNP та спадання SNN вихідної напруги [166,167]. У наведеному прикладі ширина смуги частот є сталою та становить $GBW = 1E6$, а швидкості наростання SNP та спадання SNN однакові $SNP = SNN$ та приймають два значення $1E6$ (AD8541/2/4) та $1E10$ (ідеалізований варіант).

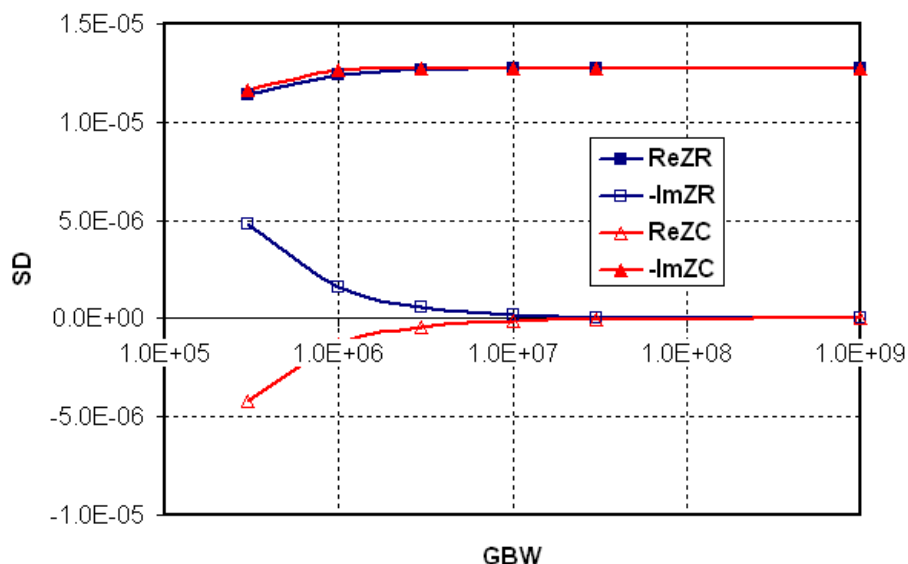


Рис. 3.58. Залежності ReZ та $-ImZ$ від GBW у граничних умовах

Такі дослідження стають актуальними при значних рівнях задавального сигналу та дають змогу встановити обумовлені амплітудою сигналів додаткові складові похибок перетворення [168].

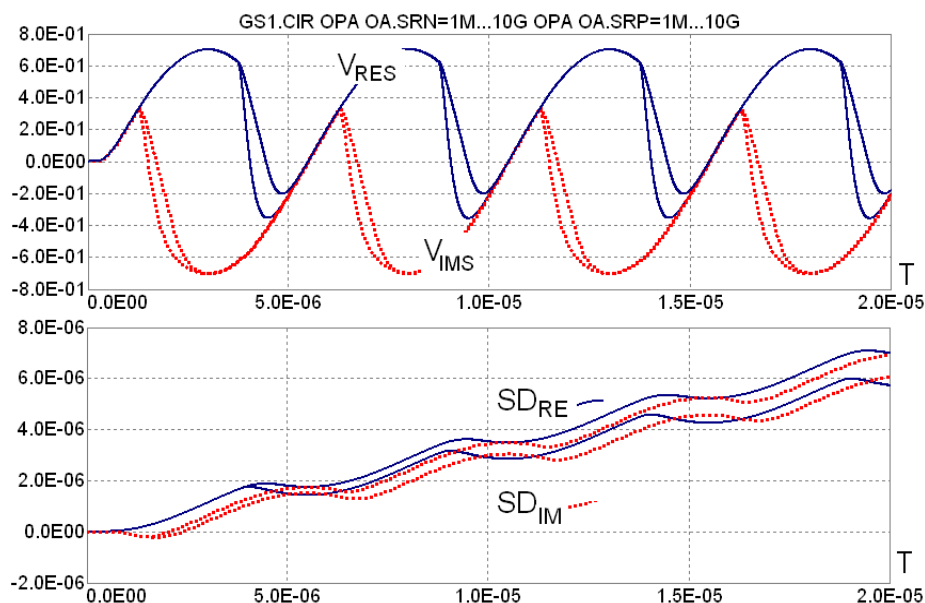


Рис. 3.59. Епюри напруг та їхніх інтегралів при $SNN = SNP = 1E6, 1E10$

Висновки до розділу 3

1. Розроблено узагальнені структури сигнальних перетворювачів

гальваностатичного та потенціостатичного типу побудованих на сучасних прецизійних електронних компонентах CMOS-технології завдяки чому досягається смугаробочих частот до 200 МГц (на рівні 3 дБ) при напрузі живлення 5В.

2. Вперше виявлено паразитний вплив вхідного кола операційного підсилювача при $GBW = 1\text{МГц}$, $f_o = 0,1\text{МГц}$ на частотні залежності активної Z_{RE} та реактивної Z_{RE} складових імпедансу. Збільшення коефіцієнта підсилення - K_v призводить до відповідного зростання похибки підсилення інформативної напруги вимірюваного імпедансу.

3. За результатами досліджень підсилювальних каскадів сигнальних перетворювачів імпедансу встановлено, що:

- коефіцієнти підсилення сигналів у вхідних широкосмугових перетворювачах VTA та СТА повинні бути мінімально можливими, а найкраще - одиничними;

- частотні спотворення імпедансних характеристик інвертувальним підсилювачем при $K_I = -1$ порівняно з неінвертувальним підсилювачем при $K_I = 1$ (повторювачем напруги) є більшими, отже, у вхідних перетворювачах VTA та СТА пріоритет використання мають саме повторювачі напруги;

- введення частотної корекції зокрема частково зменшує частотні спотворення (до 20dB), але може значно погіршити параметри сигнального перетворення.

4. Встановлено, що у вхідних колах сигнального перетворювача гальваностатичного типу використання двох ідентичних повторювачів запобігає ефекту шунтування високоомного вузла струмозадаючого резисторі R_I , та дає змогу здійснити виділення вхідної напруги інформаційного сигналу як різницю $V(V_{ZR}) - V(R_I)$ з мінімізованими частотними спотвореннями.

5. У ході проведених досліджень та параметричного аналізу кіл потенціометричного типу вперше виявлено частотну нестабільність спричинену резонансними процесами на частотах понад 10 МГц.

6. На основі результатів досліджень встановлено, що висока точність сигналів в процесі квадратурного детектування досягається за умови рівності значень $Re Z = -Im Z$ при номінальних умовах та $Re ZR = -Im ZR = MAX$, $Re ZC = -Im ZR = 0$ при граничних умовах.

РОЗДІЛ 4. СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІМПЕДАНСУ З РОЗШИРЕНОЮ ФУНКЦІОНАЛЬНІСТЮ

4.1. Параметричний аналіз пристроїв імпедансної спектроскопії з активацією негармонічними сигналами

Цей розділ присвячено проблемі дослідження параметрів сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії, в яких для структурного спрощення та розширення спектра частот [169] використовуються негармонічні, переважно імпульсні сигнали у формі меандру. Заміна гармонічних моночастотних сигналів синусоїдальної форми на імпульсні сигнали [170,171] дає змогу відмовитися від використання перестроюваних за частотою задавальних генераторів функції синуса, які зазвичай реалізуються на основі високопрецизійних цифро-аналогових перетворювачів та згладжувальних фільтрів.

Зазначимо, що, з урахуванням параметричних обмежень перестроюваних у широкому спектрі частот генераторів, сигнали останніх, не можна вважати моночастотними. Отже, виникає проблема аналізу впливу спотворень форми задавальних сигналів на результат сигнального перетворення імпедансу. Ця проблема набуває особливої актуальності на високих частотах, де реальні параметри елементної бази сигнальних перетворювачів, переважно операційних підсилювачів, обмежують швидкість наростання задавального сигналу, його амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики. У результаті цього виникають обумовлені гармонічними спотвореннями сигналів похибки вимірювання імпедансних характеристик.

Як уже було зазначено, обов'язковими вузлами прецизійних генераторів гармонічних сигналів на цифро-аналогових перетворювачах є згладжувальні фільтри. Тому, за необхідності формування широкого діапазону частот [172,173], виникає непроста задача динамічного перетворення параметрів таких фільтрів. Усе це обумовлює високу складність апаратури широкосмугового вимірювання імпедансних характеристик.

Отже, проблема реалізації сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії [174] без необхідності використання високопрецизійних перестроюваних генераторів гармонічних сигналів має неабияку значимість, особливо, коли мова йде про мікроелектронні пристрої масового застосування з оптимізованою структурою, мінімізованими габаритами, енергоспоживанням і собівартістю. Актуальним сегментом таких мікроелектронних пристроїв, як зазначалося в попередньому розділі, є Інтернет Речей (Internet of Things, IoT) або Інтернет фізичного світу (Physical World Internet). У цьому сегменті важливого значення набувають мікроелектронні сенсорні пристрої фізичних, хімічних та біохімічних величин, визначальною вимогою до яких є вже згадані мінімальні габарити, енергоспоживання та собівартість. Відповідно до цих вимог у роботі вирішується задача побудови сигнальних перетворювачів імпедансної спектроскопії на структурно простих і типових для мікропроцесорної техніки масового призначення імпульсних генераторах негармонічних сигналів [175,176].

У ході проведених нами досліджень було встановлено характерні закономірності впливу гармонік задавальних імпульсних сигналів на результати сигнального перетворення активного ReZ і реактивного ImZ імпедансу та розроблено методику корекції вимірюваних імпедансних діаграм при активації досліджуваних двополюсників імпульсними негармонічними сигналами [177].

Наведені далі дослідження базуються на запропонованому в розділі 2 методі співставлення результатів АС та Transient аналізів. У результаті АС аналізу отримують імпедансні діаграми Найквіста в ідеалізованому випадку, а в ході Transient аналізу розраховують значення активної ReZ та реактивної ImZ складових імпедансу для фактичних параметрів сигнальних перетворювачів, зокрема форми активуючих сигналів. Під час Transient аналізу використовують синхронне детектування вихідних сигналів та інтегрування результату детектування в часових інтервалах, що відповідають їхнім активним і реактивним складовим. Активна складова вихідного сигналу [178,179] детектується та інтегрується синфазно із задавальним вхідним сигналом, а реактивна складова – зі зміщенням на $\pi/2$.

Аналогічно до розглянутих у розділі 2 базових схем, вимірювальне перетворення здійснюють на основі квадратурних детекторів. Схема перетворювача (рис. 4.1) містить задавальний генератор імпульсного сигналу V1, перетворювач напруга-струм на керованому джерелі G1 типу IofV, неінвертувальний X1 та інвертувальний X2 повторювачі напруги, ключі S1, S2, S3, S4 та джерела Vre, Vim імпульсних напруг керування цими ключами. Напруга V(1) на досліджуваному двополюснику (коло R1,C1) детектується з виділенням активної V(4) та реактивної V(6) складових на резисторах навантаження Rload1, Rload2 відповідно.

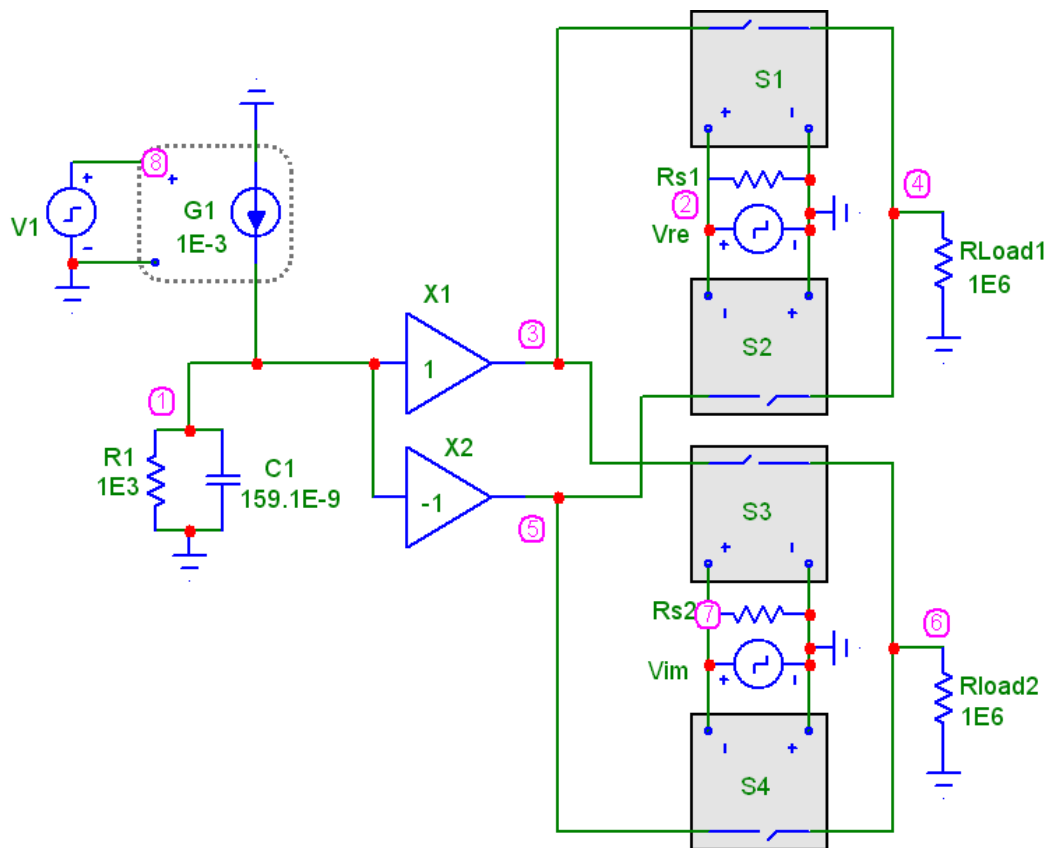


Рис. 4.1. SPICE схема заміщення імпульсного сигнального перетворювача імпедансу на квадратурному детекторі

Приклад сигналів такого сигнального перетворювача з активацією імпульсними сигналами наведено на рис. 4.1. Тут задавальний генератор V1 специфікується параметрами: VZERO=-1; VONE=1; P1=0; P2=10u; P3=500u;

$R_4=510\Omega$; $R_5=1000\Omega$. Це відповідає амплітуді імпульсів напруги ± 1 В частотою 1 кГц за тривалості фронту та спаду – $dt = 10$ мкс. Амплітуда імпульсів струму $I(G1)$ через досліджуваний двополюсник з урахуванням коефіцієнта перетворення джерела $G1$ ($K_r = 10^{-3}$) становить ± 1 мА.

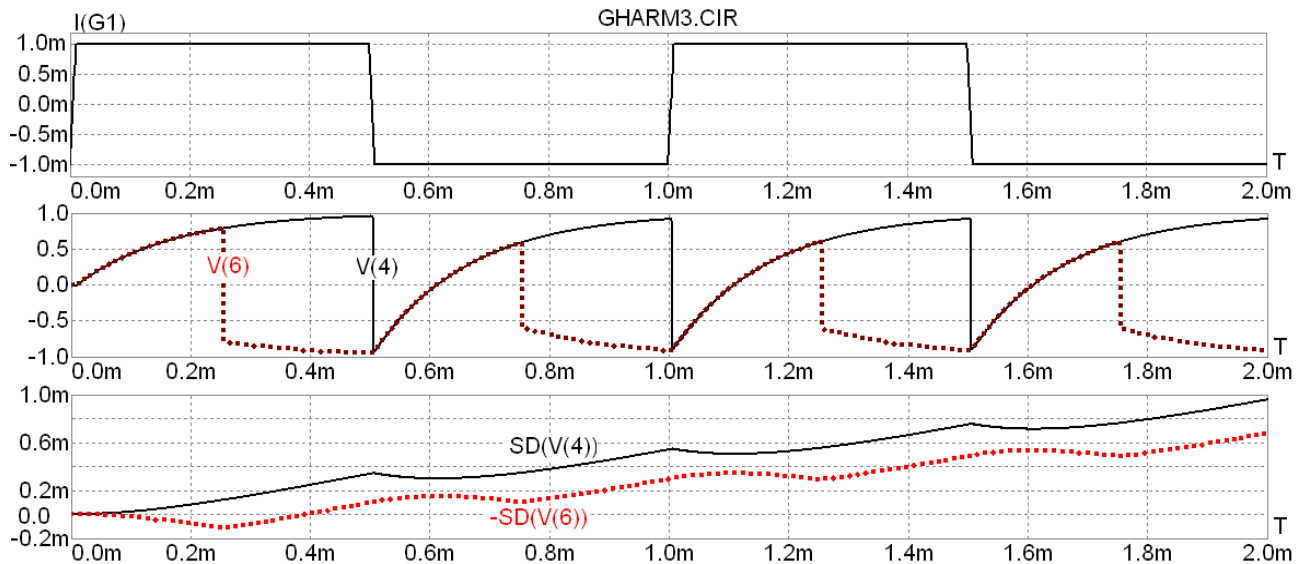


Рис. 4.2. Епюри сигналів сигнального перетворювача з активацією імпульсними сигналами

Інформативні сигнали активної $SD(V(4))$ та реактивної $SD(V(6))$ складових формуються інтегруванням напруг $V(4)$, $V(6)$ із використанням функції типу SD (Running integral with respect to time).

Наведений приклад демонструє наявність значних коливань та немонотонність сигналів $SD(V(4))$, $SD(V(6))$ вздовж періоду. Отже, для забезпечення точності результатів досліджень у ході параметричного аналізу схеми необхідно приділити значну увагу синхронізації сигнального перетворення, яка, своєю чергою, визначається часовою роздільною здатністю ΔT (Maximum Time Step). Крім того, очевидно, що для підвищення точності вимірювання сигналу бажаним є збільшення тривалості інтегрування T_{Σ} . [180]

Зрозуміло, що зменшення ΔT та збільшення ΔT_{Σ} забезпечує підвищення точності інтегрування, однак використання надто малих значень ΔT та великих

значень T_{Σ} обумовлює зростання часу розрахунку сигналів. Враховуючи вищесказане, значення цих величин були оптимізованими - в наведених далі прикладах тривалість інтегрування становить $T_{\Sigma} = 100$ мс (Transient Time range: 100 ms), що при частоті 1 кГц відповідає часу завершення 100 імпульсів періодом 1 мс. Вплив часової роздільної здатності ΔT інтегрування на інформативні сигнали SD(V(4)), SD(V(6)) визначався порівнянням їхніх значень при зміні ΔT :

$$\Delta T = 1E-6, \quad SD(V(4)) = 41.7425, \quad SD(V(6)) = 38.1962;$$

$$\Delta T = 1E-5, \quad SD(V(4)) = 41.7567, \quad SD(V(6)) = 38.1962;$$

$$\Delta T = 1E-4, \quad SD(V(4)) = 41.5023, \quad SD(V(6)) = 38.7915.$$

Наведені дані показують, що з достатньою точністю (в цьому разі – до четвертого значущого розряду) відмінність між отриманими значеннями величин SD(V(4)), SD(V(6)) при $\Delta T = 1E - 6$ та цих величин при $\Delta T = 1E - 5$ є незначною. Натомість, при $\Delta T = 1E - 4$ їхні значення вже дещо відрізняються від попередніх, що свідчить саме про недостатню часову роздільну здатність [181]. Відповідно до цих результатів у подальших дослідженнях було задано $\Delta T = 1E - 6$.

4.2. Вплив тривалості фронтів на результат вимірювання

На першому етапі проведених модельних досліджень було визначено вплив на інформативні сигнали SD(V(4)), SD(V(6)) тривалості dt фронтів прямокутних імпульсів:

$$dt = 1E-6, \quad SD(V(4)) = 41.7616, \quad SD(V(6)) = 38.2006;$$

$$dt = 1E-4, \quad SD(V(4)) = 40.8002, \quad SD(V(6)) = 37.7707;$$

$$dt = 2E-4, \quad SD(V(4)) = 38.6369, \quad SD(V(6)) = 36.2522.$$

Видно, що збільшення тривалості фронтів обумовлює певне зменшення значень SD(V(4)), SD(V(6)), отже, при зміні відношення між тривалістю фронтів імпульсів та періодом їх слідування відбудується спотворення результатів вимірювання. І це лише один із факторів, які необхідно враховувати

під час розроблення сигнальних перетворювачів імпедансу з активацією негармонічними сигналами. Для проведення параметричного аналізу [182,183] таких сигнальних перетворювачів було розроблено методику модельних досліджень, яка дає змогу визначити похибки вимірювань, спричинених наявністю в активуючому негармонічному сигналі реального спектра частот. Методика використовує перетворення Фур'є прямокутних імпульсів [184].

Запишемо імпульсний сигнал прямокутної форми у вигляді функції $P_H(t)$, яка розкладається в гармонічний ряд:

$$P_H(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega t)}{k},$$

де $k = 1, 3, 5 \dots$ - непарні гармоніки.

При відхиленні від прямокутної форми та, відповідно, за наявності характеристичних часів τ наростання-спадання імпульсів (фронтів) така функція модифікується і в першому наближенні описується гармонічним рядом:

$$P_H(t) = \frac{4}{\omega \tau \pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega \tau)}{k^2} \sin(k\omega t),$$

де $k = 1, 3, 5 \dots$

Проведемо кількісний порівняльний аналіз залежності вимірних квадратурним детектором значень активної та реактивної складових імпедансу від наявності в сигналі його непарних гармонік. Спочатку порівняємо ці сигнали, а саме, вже вищезгадані інтеграли $SD(V(4))$, $SD(V(6))$ напруг активної $V(4)$ та реактивної $V(6)$ складових, при активації ідеально гармонічним сигналом та сигналом прямокутної форми. Для цього сформуємо масиви значень $SD(V(4))$, $SD(V(6))$ для характеристичного набору частот.

Під поняттям «набір характеристичних частот» будемо розуміти мінімальну кількість частот, які найбільшою мірою характеризують точність сигнального перетворення в усіх характерних ділянках імпедансної діаграми Найквіста. Можна показати, що характеристична точка вершини діаграми Найквіста для елементарного послідовного RC кола характеризується центральною частотою f_0 , в якій спостерігається екстремум функції:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

а характерні ділянки діаграми Найквіста в першому наближенні зображаються рядом частот (обґрунтування значень цього ряду буде наведено далі):

$$f_0/10, f_0/4, f_0/2, f_0, 2f_0, 4f_0, 10f_0.$$

Використавши вираз активної складової імпедансу паралельного RC кола

$$\operatorname{Re}Z = \frac{R}{1 + (2\pi fRC)^2},$$

введемо поняття нормованого коефіцієнту її модуляції:

$$p(f) = \frac{\operatorname{Re}Z}{R} = \frac{R}{1 + (2\pi fRC)^2}$$

У точці екстремуму діаграми Найквіста ідеалізованого паралельного RC кола активна складова імпедансу становить $\operatorname{Re}Z = R/2$. Тоді, прийнявши, що

$$\frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2} = \frac{1}{2},$$

знаходимо співвідношення

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R}.$$

Для такого співвідношення нормований коефіцієнт модуляції визначається виразом

$$p(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}.$$

Числові значення $p\left(\frac{f}{f_0}\right)$ для вищенаведеного ряду характеристичних частот наведено в табл. 4.1. Видно, що цей мінімальний ряд частот охоплює всі характерні ділянки діаграми Найквіста (приблизно від 0,99 до 0,01 максимального значення), тому, використовуючи сигнали сигнального перетворювача, можна доволі якісно оцінити точність його функціонування [185,186].

Для зручності подальшого аналізу задамо ціле значення частоти екстремуму f_0 , зокрема $f_0 = 0,1$ кГц. Тоді, для наперед заданого значення опору резистора R , зокрема $R = 1$ кОм, розрахуємо ємність C конденсатора RC кола - $C_x = 1.591E3-9$. Саме це значення вказано на схемі перетворювача імпедансу (рис. 4.1).

Таблиця 4.1

Розрахункові значення нормованого коефіцієнту модуляції активної складової імпедансу паралельного RC кола для набору характеристичних частот

	$f_0/10$	$f_0/4$	$f_0/2$	f_0	$2f_0$	$4f_0$	$10f_0$
(f)	0,990	0,941	0,800	0,500	0,200	0,058	0,009

Розв'язуючи задачу аналізу точності функціонування сигнального перетворювача імпедансу для наведеного набору характеристичних частот, сформуємо та порівняємо чотири масиви інформативних сигналів активного та реактивного імпедансу. Перший масив M1 отримуємо, використовуючи AC малосигнальний аналіз (див. розділ 2), який відповідає ідеалізованому варіанту сигнального перетворення та надалі буде використовуватися в якості опорного. Другий масив M2 отримуємо методом Transient аналізу, використовуючи вихідні сигнали SD(V(4)), SD(V(6)) при типовій активації гармонічним (синусоїдальним) коливанням. Третій масив M3 отримуємо аналогічно, методом Transient аналізу з використанням імпульсного джерела. Відмінність у схемі перетворювача для отримання другого та третього масивів зводиться лише до відповідної заміни джерела задавального сигналу V1 (рис. 4.1). Насамкінець, четвертий масив M4 отримуємо, вводячи в сигнал активації набір вищих, а для імпульсного сигналу - непарних, частот $3f$, $5f$, $7f$ тощо. Про спосіб отримання масиву M4 мова піде дещо далі.

Перші три масиви сигналів зведено в табл. 4.2, де прийнято такі умовні позначення: Re_c та Im_c – відповідно, значення активної та модуля реактивної складових імпедансу, отримані в ході AC малосигнального аналізу[89].

Масиви M1, M2, M3 вихідних сигналів перетворювача імпедансу

	Re	Im	S	S	S	S
f	_c	_c	Dre_s	Dim_s	Dre_p	Dim_p
1.	9.9	9.8	6.3	6.	9.	6.
00E2	01E2	98E1	05E-2	246E-3	379E-2	205E-3
2.5	9.41	2.35	5.9	1.4	8.4	1.5
0E2	2E2	2E2	98E-2	85E-2	25E-2	69E-2
5.	8.0	3.9	5.1	2.	6.	2.
00E2	01E2	99E2	09E-2	522E-2	846E-2	893E-2
1.	5.0	5.0	3.2	3.	4.	3.
00E3	02E2	00E2	05E-2	164E-2	176E-2	820E-2
2.	2.0	4.0	1.2	2.	1.	3.
00E3	01E2	01E2	67E-2	551E-2	658E-2	118E-2
4.	5.8	2.3	3.6	1.	4.	1.
00E3	86E1	54E2	29E-3	497E-2	870E-3	845E-2
1.	9.9	9.9	7.2	6.	8.	7.
00E4	08E0	04E1	37E-4	294E-3	214E-4	775E-3

SDre_s та SDim_s – відповідно, значення активної та модуля реактивної складових імпедансу, отримані в ході Transient аналізу (значення інтегралів SD(V(4)) та SD(V(6))) при активації гармонічним коливанням; SDre_p та SDim_p – аналогічні значення Transient аналізу при активації імпульсним сигналом.

Для зручності порівняльного аналізу в табл. 4.3 наводяться вказані масиви даних у нормованому виді, де:

$$\text{Re}_s = \text{SDre}_s \cdot K_{S0};$$

$$\text{Im}_s = \text{SDm}_s \cdot K_{S0};$$

$$\text{Re}_p = \text{SDre}_p \cdot K_{P0};$$

$$\text{Im}_p = \text{SDim}_p \cdot K_{P0}.$$

Емпіричний коефіцієнт нормування K_{S0} при активації гармонічним коливанням визначається відношенням значення Re_c до значення $SDre_s$ на частоті $f = f_0 = 1.00E3$ (в цьому разі $K_{S0} = 1.57E4$). Фактично, цей коефіцієнт визначає функцію перетворення інтегратора. Водночас коефіцієнт нормування K_{P0} розрахуємо з використанням теоретичного значення $K_0 = 4/\pi \approx 1,273$, яке, відповідно до формули (1) гармонічного ряду, визначає співвідношення ефективних значень прямокутного та синусоїдального сигналів з однаковою амплітудою та вже встановленого емпіричного коефіцієнта K_{S0} : $K_{P0} = K_{S0} / K_0$ ($K_{P0} = 1.23E4$).

Таблиця 4.3

Масиви M1, M2, M3 нормованих сигналів перетворювача імпедансу

f	Re		Im		Re		Im	
	_c	_c	_s	_s	_p	_p	_p	_p
1.00E2	9.901E2	9.852E2	9.899E2	9.806E1	1.157E3	51E1	7.651E1	
2.50E2	9.412E2	9.372E2	9.417E2	2.331E2	1.039E3	35E2	3.507E2	
5.00E2	8.001E2	7.983E2	8.021E2	3.959E2	8.441E2	68E2	3.507E2	
1.00E3	5.002E2	5.009E2	5.033E2	4.968E2	5.150E2	10E2	4.710E2	
2.00E3	2.002E2	1.979E2	1.919E2	4.068E2	2.050E2	3.80E2	3.80E2	
4.00E3	5.801E1	5.670E1	5.689E1	2.305E2	6.045E2	45E2	2.245E2	
1.00E4	9.908E0	1.131E1	1.136E1	9.882E1	1.013E1	88E1	9.588E1	

Видно, що для заданого набору характеристичних частот значення Re_s та Im_s , отримані методом Transient аналізу, з високою точністю (в межах кількох

процентів) збігаються з опорними результатами Re_c та Im_c , відповідно, отриманими в методах АС малосигнального аналізу [187-190]. Це свідчить про високу точність сигнального перетворення при активації гармонічним колюванням. Однак, такий збіг порушується при активації імпульсним сигналом. Особливо значні розбіжності спостерігаються на нижніх частотах, зокрема на частоті $f = 1E2$ ця розбіжність становить приблизно 20 %. Графічна ілюстрація цих результатів зображена на рис. 4.3. Більш наочно проблема неточності сигнального перетворення під час переходу від гармонічних до імпульсних сигналів показана на отриманій за вказаними результатами імпедансній діаграмі Найквіста (рис. 4.4), де позначення с, s та р відповідають масивам M1, M2 та M3 даних, відповідно.

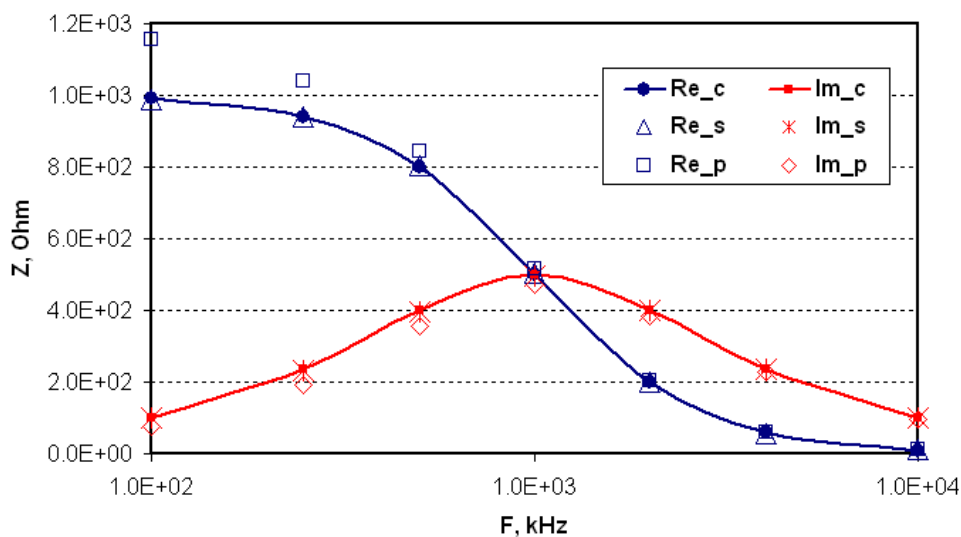


Рис. 4.3. Залежності активної Re та модуля реактивної Im складових для набору характеристичних частот - масиви M1, M2, M3

Саме на діаграмі Найквіста можна продемонструвати критерій вибору запропонованого вище набору характеристичних частот – з одного боку, кількість значень цих частот незначна (в цьому випадку – 7), проте, з іншого боку, значення функції діаграми Найквіста на цих частотах повною мірою описують усі визначальні її ділянки. Так, на вищих частотах (ліва ділянка діаграми) існує ідеальний збіг результатів сигнального перетворення при

активації імпульсним і гармонічним сигналом. Далі, з пониженням частоти (зміщення на діаграмі вправо) такий збіг порушується, а після центральної частоти f_0 похибка вимірювання різко погіршується.

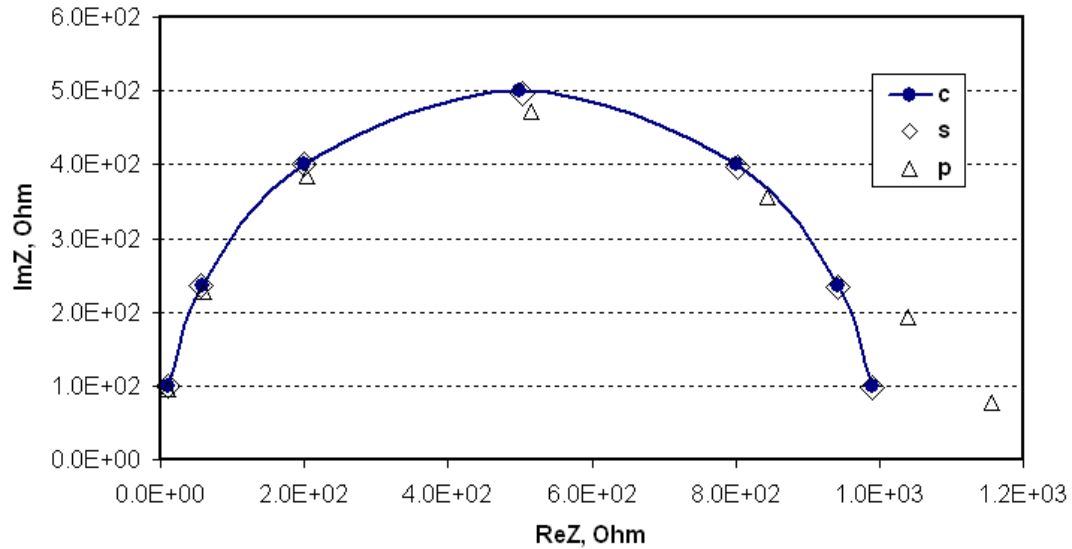


Рис. 4.4. Імпедансні діаграми Найквіста на основі масивів M1, M2, M3

Причиною таких похибок є вплив на результати сигнального перетворення вищих гармонік в імпульсному сигналі. Графічне зображення такого впливу продемонстровано на рис. 4.5. На осі абсцис показано значення частот вищих гармонік f_H у нормованому відносно частоти імпульсного сигналу вигляді. На осі ординат наведено коефіцієнт K_H , який відповідає за вплив гармоніки на параметри імпульсного сигналу. Для ряду нормованих частот імпульсного сигналу 1,0, 1,4, 2,0, 3,0, 5,0, 7,0 (гармоніка Н1) приймається коефіцієнт $K_H = 1$. Тоді рядом його третіх гармонік (Н3) з коефіцієнтом впливу $K_H = 1/3$ є, відповідно: 3,0, 4,2, 6,0, 9,0, 15,0, 21,0. Нижче розміщено ряди та коефіцієнти для п'ятої Н5, сьомої Н7 та дев'ятої Н9 гармонік.

Зокрема, на імпульсний сигнал із нормованою частотою $f_H = 7$ мають відповідний вплив гармоніки на частотах 21,0, 35,0, 49,0, 63,0. Це доволі очевидні міркування. Неочевидним, а отже, важливим з погляду параметричного аналізу перетворювачів з активацією імпульсним сигналом, є

визначення закономірностей впливу вказаних гармонік на інформативні сигнали активної та реактивної складових вимірюваного імпедансу.

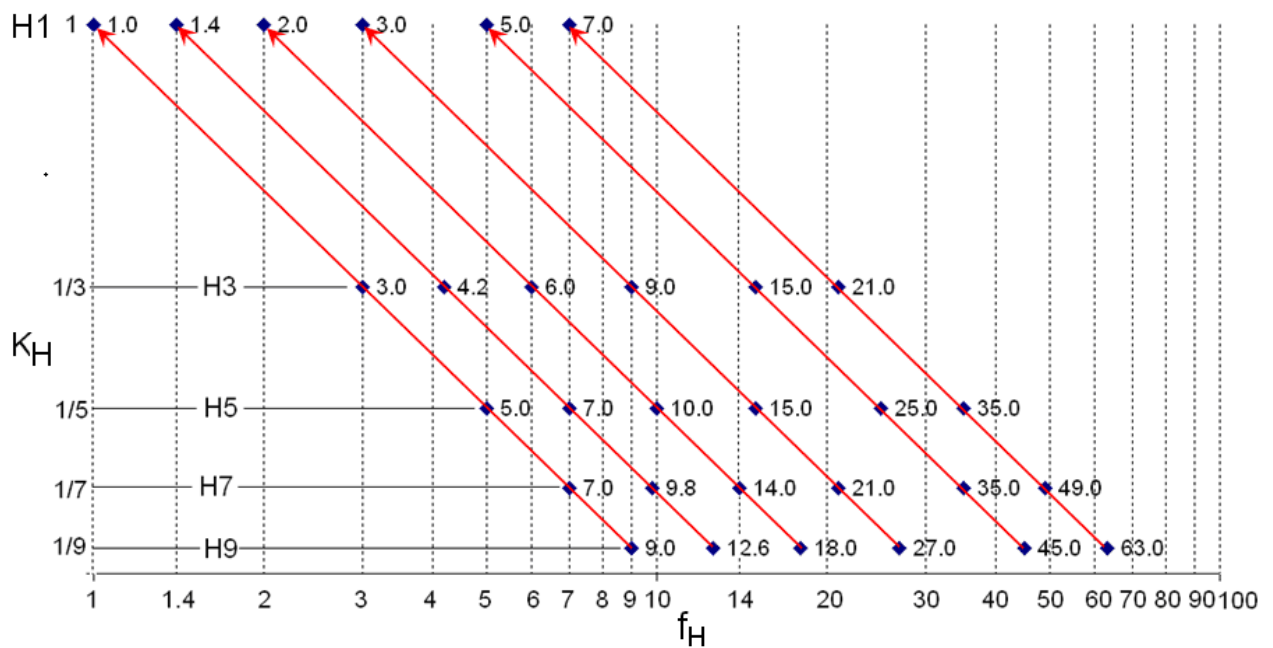


Рис.4.5. Графічне зображення впливу вищих гармонік імпульсного сигналу

Для визначення таких закономірностей була синтезована SPICE схемна модель, яка уможливорює проведення Transient аналізу з оперативною зміною вищих гармонік. У ході синтезу такої моделі було використано вже частково представлений метод формального синтезу задавальних сигналів [191]. Для цього використовують функціональні джерела формульного типу, зокрема, як буде показано далі – джерело типу NFV (Formula type voltage Function Source). Аргументами математичних функцій такого джерела можуть бути параметри інших компонентів схеми. Така можливість дає змогу замінити значення частот f на їхні формальні аналоги, зокрема опори резисторів. У цьому разі очевидно, що мова йде лише про числові значення цих величин, а не про їхній фізичний зміст [192-194].

Елементарний приклад синтезу задавального сигналу таким методом показана на рис. 4.6 і 4.7. Значення опору R_f формально задає значення частоти (в цьому разі $1E3$), а форма сигналу задається гармонічним рядом (1).

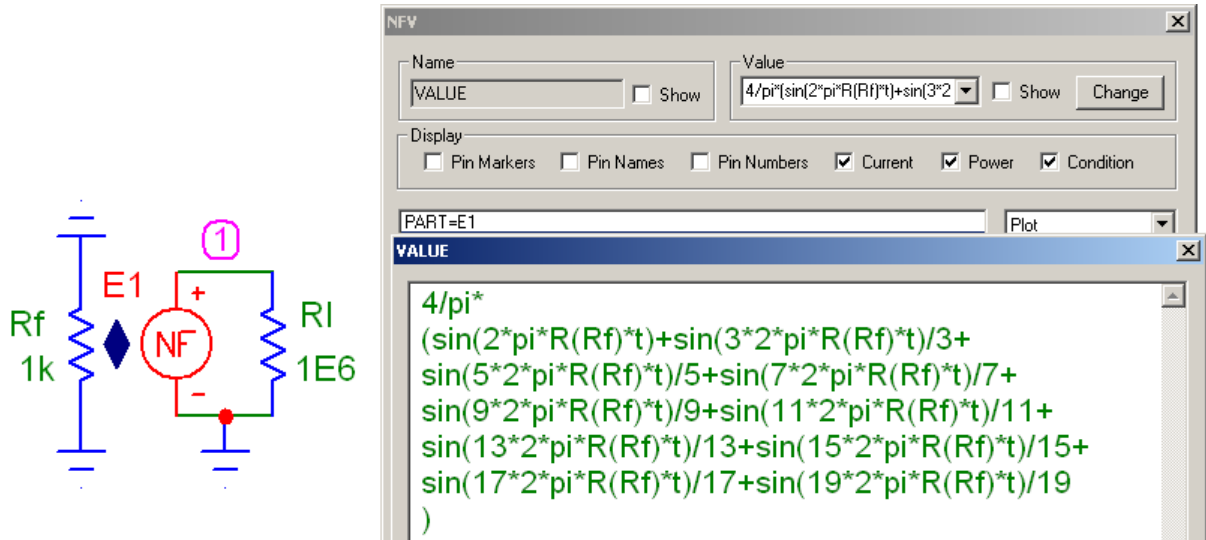


Рис. 4.6. Елементарний приклад синтезу сигналу на джерелі типу NFW

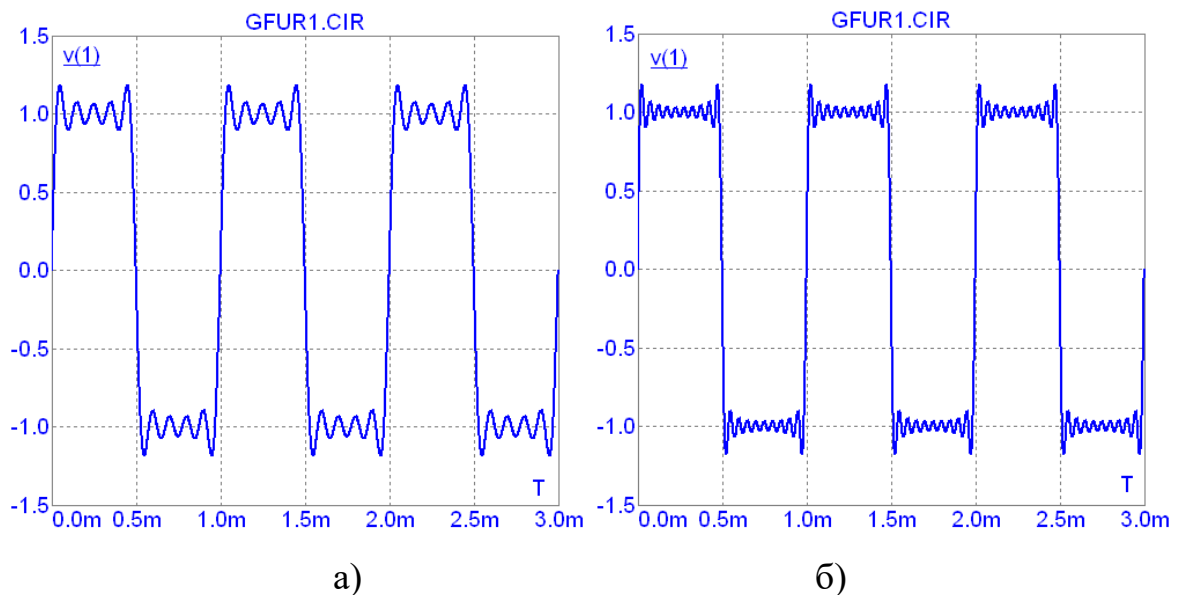


Рис. 4.7. Форми сигналів на джерелі типу NFW при k=5 (а) та k=10 (б)

Кількість гармонік k та коефіцієнт їхнього впливу на вихідний сигнал у цьому елементарному прикладі визначається коефіцієнтами математичного виразу, який задає параметри джерела. Ефективнішим є інший, дещо модифікований спосіб специфікації, відмінністю якого є зображення коефіцієнтів гармонічного ряду у вигляді формальних аналогів, зокрема, як це зроблено для представлення значення частоти, - значеннями резисторів. SPICE схема заміщення, що реалізує цей спосіб, наведена на рис. 4.8. Тут значення частоти задається опором резистора RF, а числові значення коефіцієнтів

гармонічного ряду – опорами резисторів RH3, RH5, RH7 тощо. Значення цих опорів використовуються в математичному виразі джерела сигналу E1:

$$\text{Value} = \sin(2 \cdot \pi \cdot R(\text{RF}) \cdot t) + \sin(3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(\text{RF}) \cdot t) \cdot R(\text{RH3}) + \\ + \sin(5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(\text{RF}) \cdot t) \cdot R(\text{RH5}) + \sin(7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R(\text{RF}) \cdot t) \cdot R(\text{RH7}) + \dots$$

Істотною перевагою вказаного способу зображення є можливість оперативної зміни коефіцієнтів гармонічного ряду в ході Transient аналізу, що реалізується динамічною покроковою зміною значень R3, R5, R7... Така зміна може реалізовуватися як одночасно - Stepping: Step all variables simultaneously, так і послідовно - Stepping: Step variables in nested loops. Зазначимо, що спосіб приєднання резисторів RF, R3, R5 ... у SPICE схемі заміщення не має значення, адже важливими є номінальні значення цих резисторів, а не напруги чи струми в їхньому колі. Однак, відповідно до вимог SPICE моделювання, всі виводи елементів схеми повинні бути відповідним чином під'єднані. У цій схемі всі виводи резисторів приєднані до потенціалу землі, а загалом наведена SPICE схема заміщення є аналогічною до вищерозглянутих.

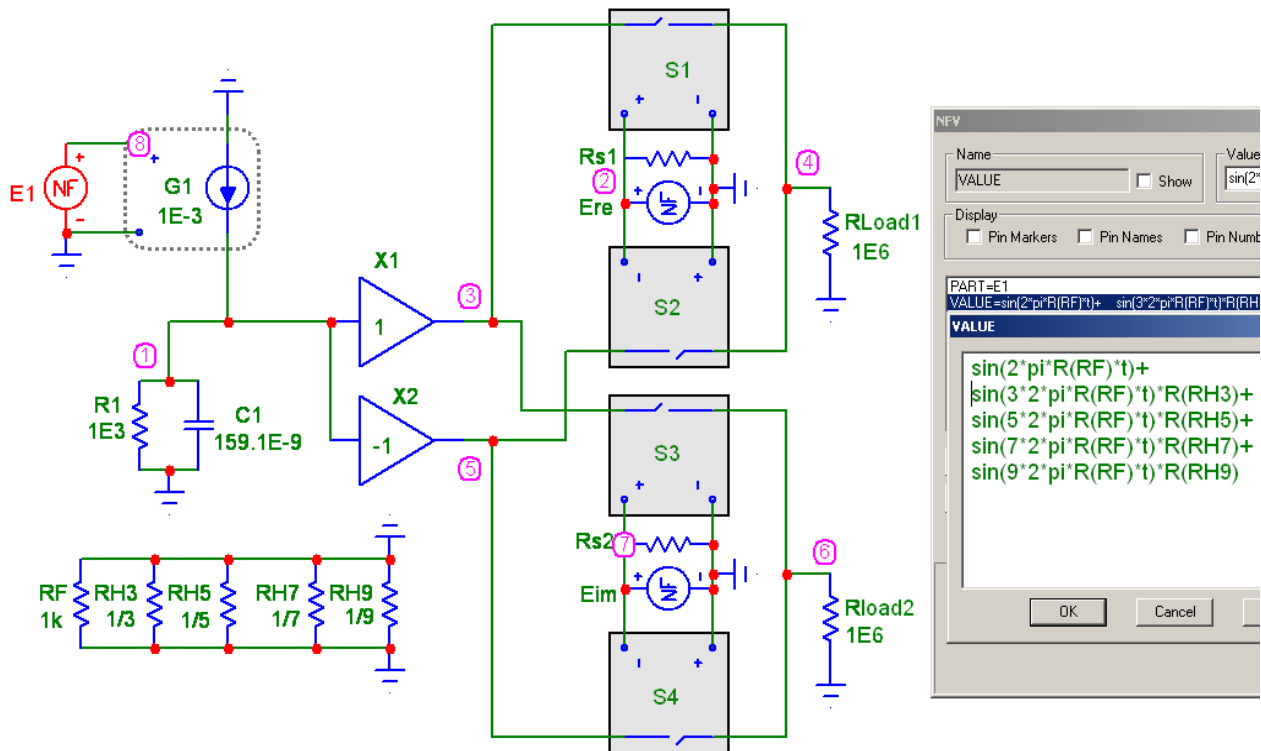


Рис. 4.8. SPICE схема заміщення сигнального перетворювача імпедансу з можливістю дослідження впливу гармонік

Для демонстрації впливу гармонік [195,196] на форму вихідних сигналів сигнального перетворювача далі наведено їхні епюри для трьох випадків:

- моночастотний гармонічний сигнал $f = 1 \text{ кГц}$ при $R(\text{RH}3) = 0$, $R(\text{RH}5) = 0$, $R(\text{RH}7) = 0$, $R(\text{RH}9) = 0$ (рис. 4.9);

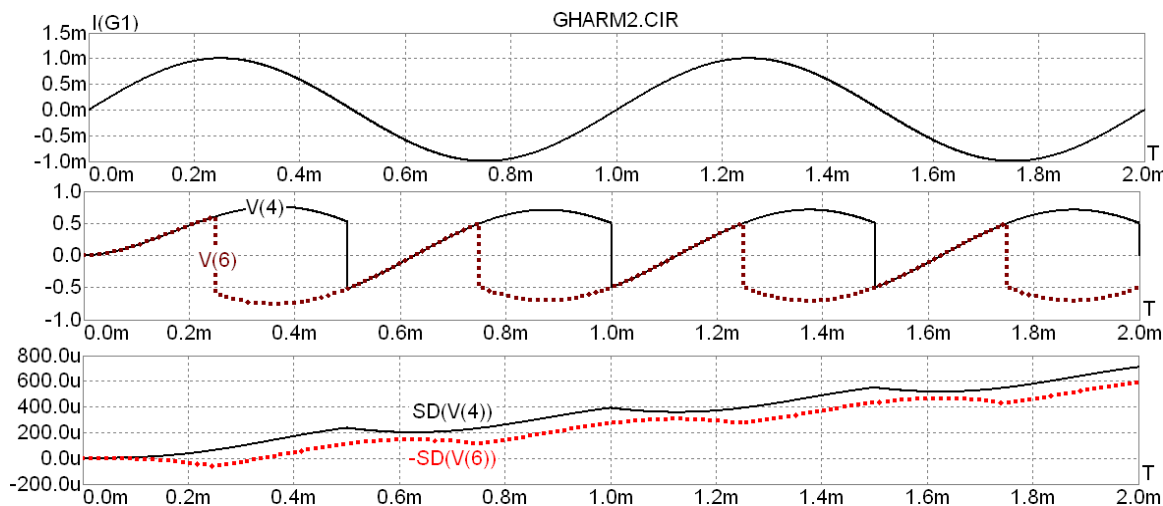


Рис. 4.9. Епюри сигналів сигнального перетворювача – перша Н1 гармоніка

- наближений до прямокутного імпульсний сигнал з першою (Н1), третьою (Н3), п'ятою (Н5), сьомою (Н7) та дев'ятою Н(9) гармоніками при $R(\text{RH}3) = 1/3$, $R(\text{RH}5) = 1/5$, $R(\text{RH}7) = 1/7$, $R(\text{RH}9) = 1/9$ (рис. 4.10);

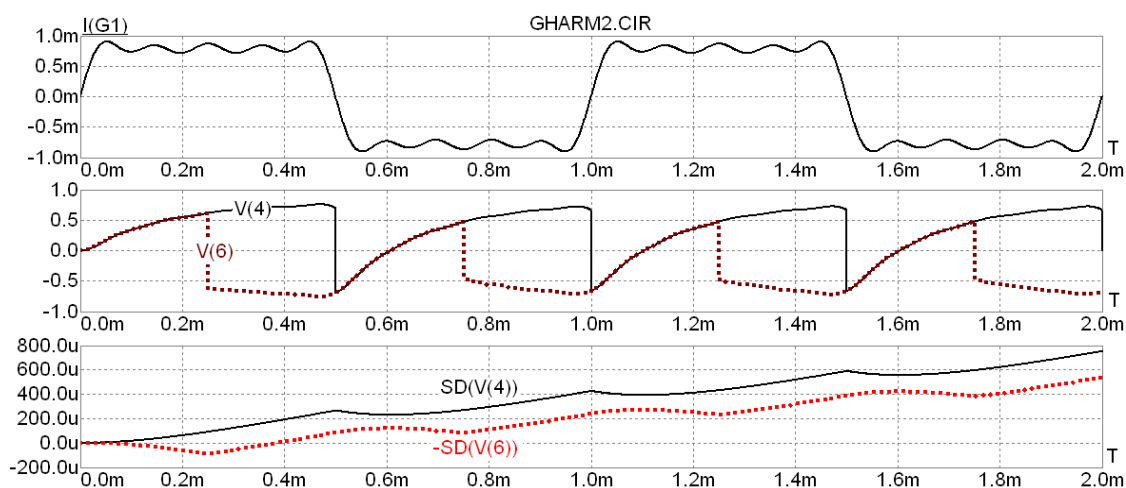


Рис. 4.10. Епюри сигналів сигнального перетворювача – гармоніки Н1-Н9

- гіпотетичний варіант імпульсного сигналу, в якому відсутня перша гармоніка та який демонструє вплив на вихідний сигнал вищих гармонік(рис. 4.11).

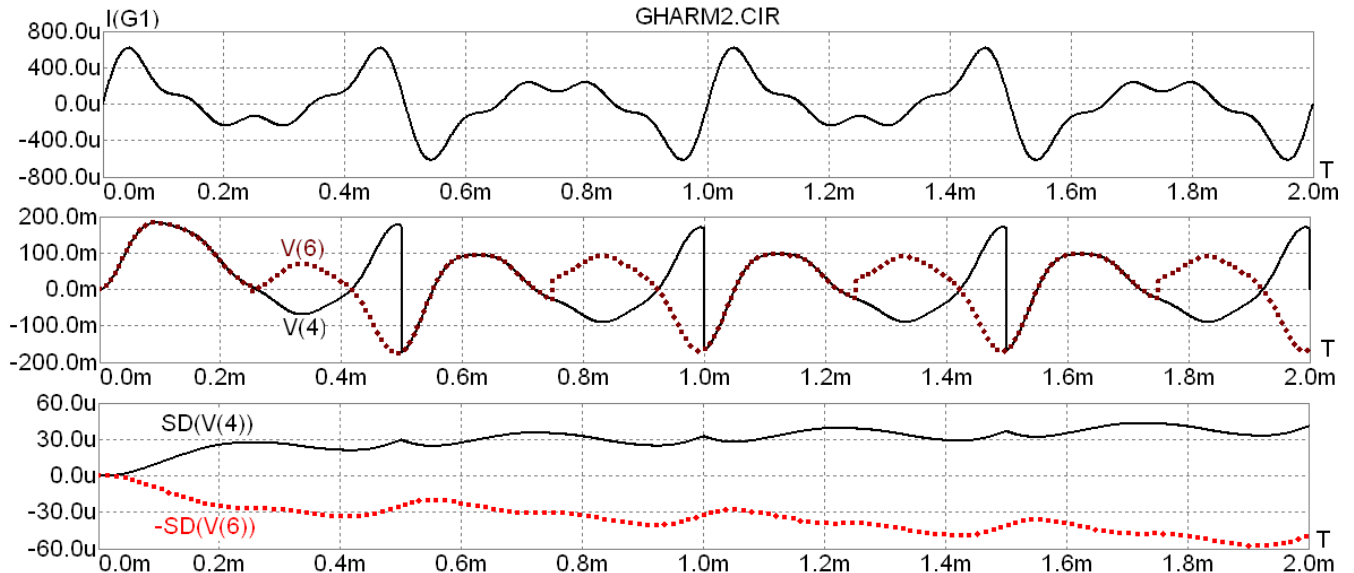


Рис. 4.11. Епюри сигналів сигнального перетворювача – гармоніки Н3-Н9

Використовуючи такий тип досліджень, був отриманий анонсований вище четвертий масив даних (табл. 4.4 та рис. 4.12), який подає результати Transient аналізу сигнального перетворення активної $SDre_h = SD(V(4))$ та реактивної $SDim_h = SD(V(6))$ складових імпедансу для набору характеристичних частот f та їхніх гармонік Н1, Н1,3, Н1..5 (чи Н1,3,5), Н1..7 (Н1,3,5,7), Н1...9 (Н1,3,5,7,9). Тривалість інтегрування становить $T_{\Sigma} = 100$ мс.

Таблиця 4.4

Масив М4 вихідних сигналів перетворювача імпедансу

fН	SDre_h					SDim_h				
	Н1	Н1,3	Н1..5	Н1..7	Н1..9	Н1	Н1,3	Н1..5	Н1..7	Н1..9
1.00E2	63.05	69.56	71.61	72.50	72.95	6.25	4.30	5.31	4.67	5.05
2.50E2	59.95	64.52	65.56	65.83	66.01	14.97	11.50	12.67	12.20	12.43
5.00E2	51.02	53.16	53.57	53.62	53.75	25.37	22.16	22.98	22.68	22.75
1.00E3	31.84	32.55	32.75	32.68	32.87	31.85	29.72	30.13	30.02	29.97
2.00E3	12.67	12.85	13.09	13.10	13.11	25.51	24.36	24.52	24.43	24.47
4.00E3	3.63	3.91	3.92	3.92	3.92	14.97	14.42	14.55	14.50	14.52
1.00E4	0.72	0.74	0.75	0.75	0.75	6.29	6.06	6.11	6.09	6.10

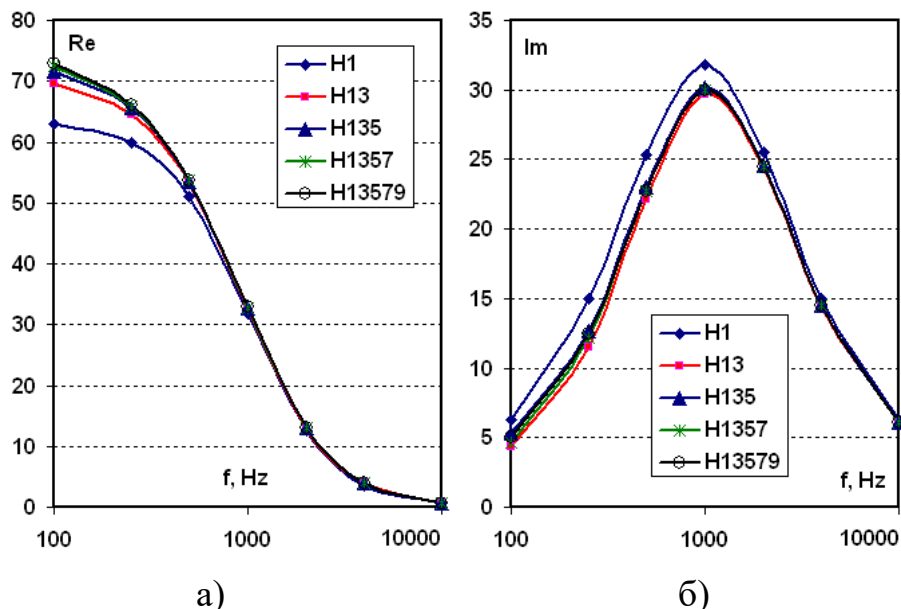


Рис. 4.12. Частотні залежності Re (а) та Im (б) складових масиву M4

Значення імпедансів цього масиву стануть опорними для оцінювання точності сигнального перетворення [199,200] з урахуванням та подальшою корекцією впливу вищих гармонік.

Розглянемо цю методику та її ефективність на складнішому об'єкті досліджень – двополюснику на двох RC ланках [197,198]. Спочатку, як це вже було показано, проведемо АС аналіз імпедансу такого двополюсника та сформуємо масив M4 (рис. 4.13).

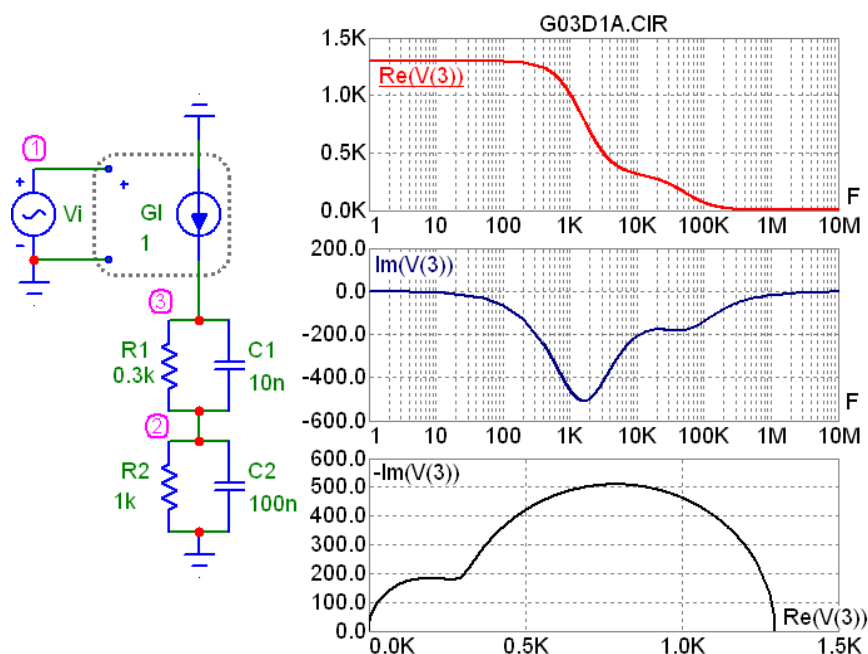


Рис. 4.13. Результати досліджень (масив M4) імпедансу двополюсника на двох RC ланках

Далі синтезуємо SPICE схему заміщення (рис. 4.14) та розглянемо форми її характерних сигналів у ході Transient аналізу [201], зокрема епюри:

- струму $I(G1)$ активації та вихідних напруг $V(5)$, $V(7)$ на $f = 10$ Гц (нижня межа частотного діапазону для тривалості інтегрування $T_{\Sigma} = 100$ мс) для гармонік Н1, Н3, Н5, Н7, Н9 (рис. 4.15);
- інтегралів вихідних напруг $SD(V(5))$, $SD(V(7))$ для цих самих умов (рис. 4.16);
- інтегралів вихідних напруг $SD(V(5))$, $SD(V(7))$ для набору частот $f = 1E1$ (F1), $1E2$ (F2), $1E3$ (F3), $1E4$ (F4), $1E5$ (F5) на їхніх перших Н1 гармоніках (рис. 4.17);
- аналогічно на їхніх Н1, Н3, Н5, Н7, Н9 гармоніках (рис. 4.18).

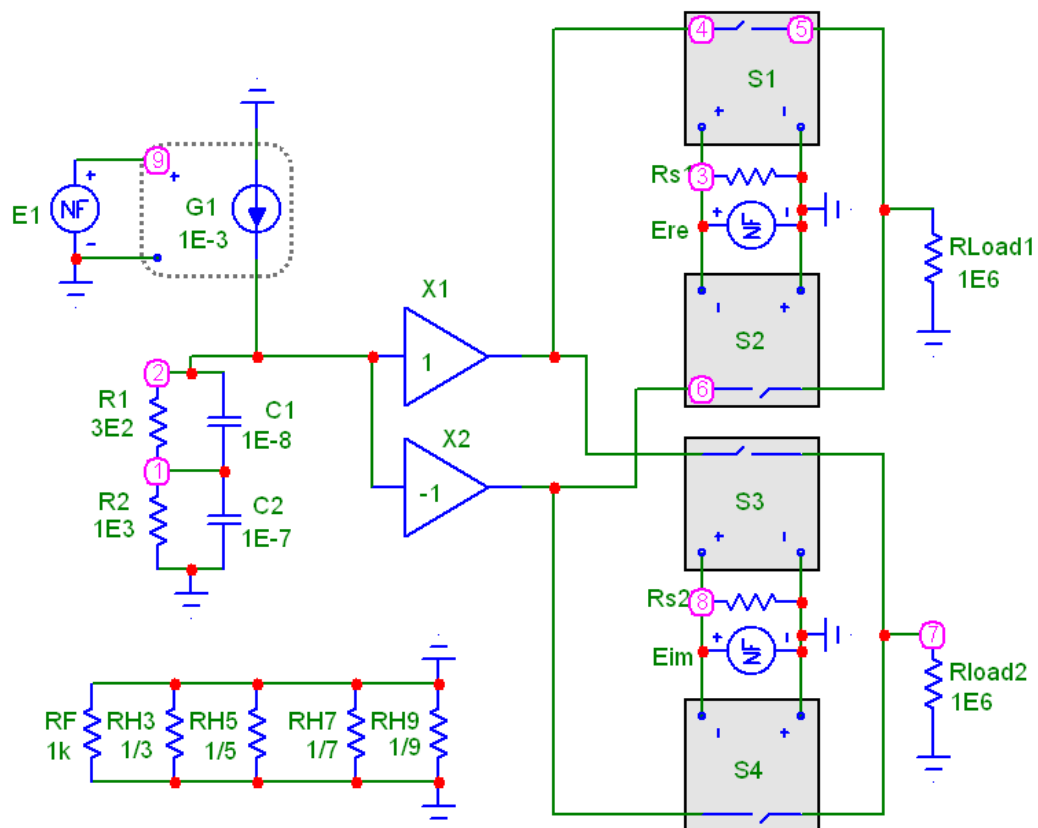


Рис. 4.14. SPICE схема заміщення перетворювача імпедансу двополюсника на двох RC ланках (для формування масиву M4)

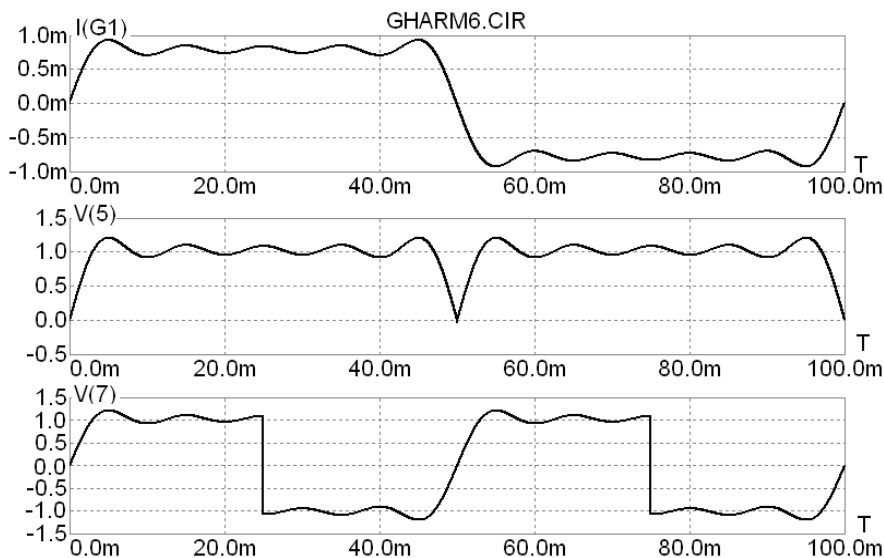


Рис. 4.15. Епюри сигналів: частота $f = 10$ Гц, гармоніки Н1, Н3, Н5, Н7, Н9

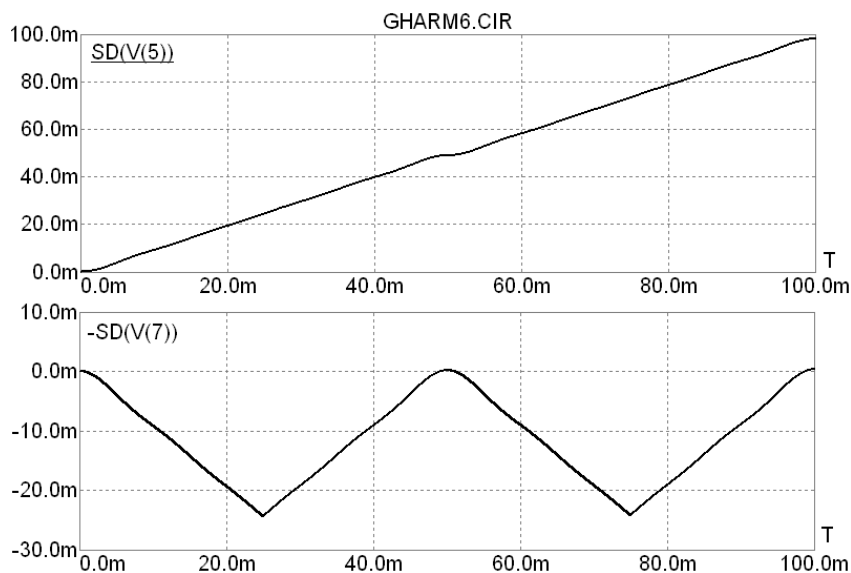


Рис. 4.16. Епюри інтегралів: частота $f = 10$ Гц, гармоніки Н1, Н3, Н5, Н7, Н9

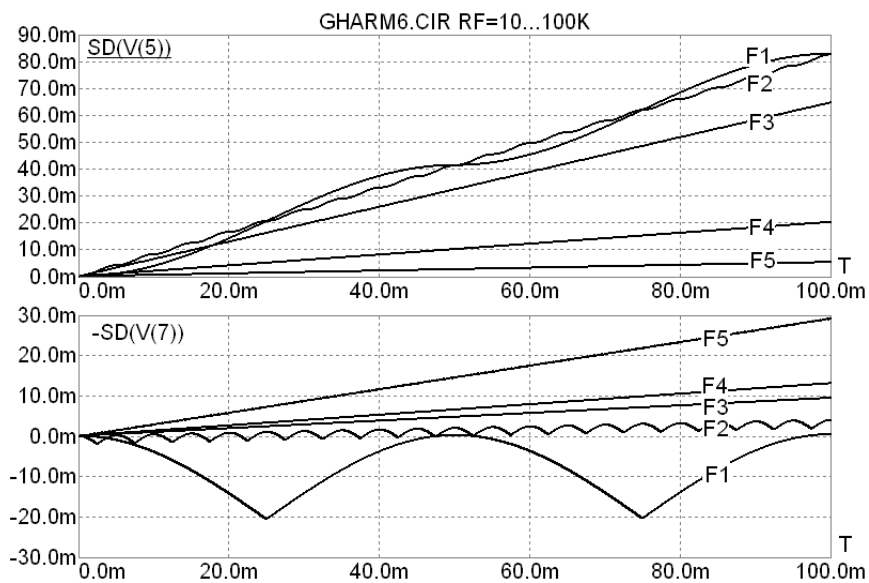


Рис. 4.17. Епюри інтегралів: $f = 1E1$ (F1), $1E2$ (F2), $1E3$ (F3), $1E4$ (F4), $1E5$ (F5);
гармоніка Н1

Аналіз форм сигналів дає змогу виявити якісні особливості сигнального перетворення [202,203], що важливо з погляду подальшої оптимізації вимірювання, зокрема вибору тривалості інтегрування та аналізу впливу часової роздільної здатності на точність вимірювання. У результаті такої оптимізації визначають вимоги до параметрів елементної бази (операційних підсилювачів, ключів тощо).

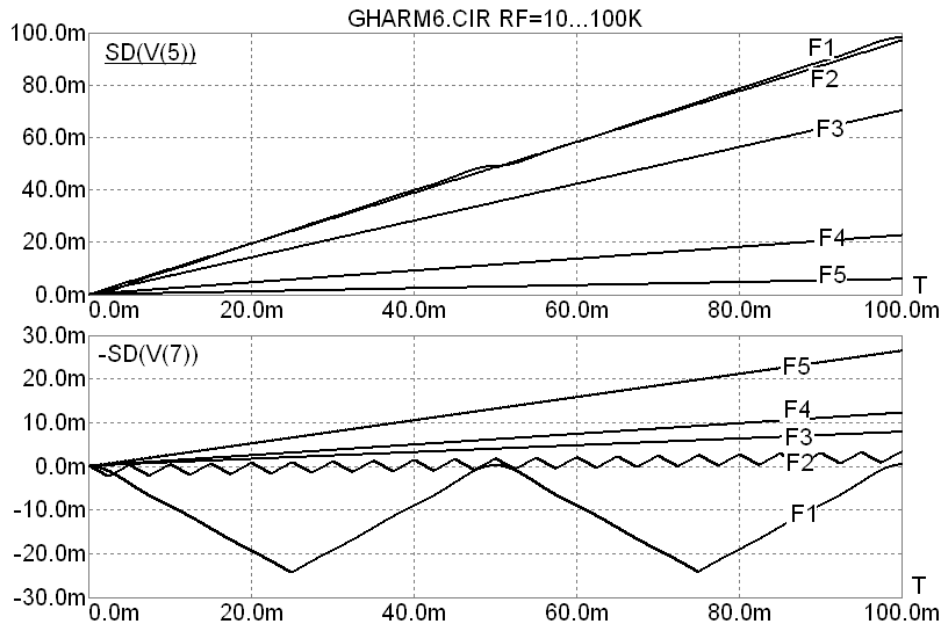


Рис. 4.18. Епюри інтегралів: $f = 1E1$ (F1), $1E2$ (F2), $1E3$ (F3), $1E4$ (F4), $1E5$ (F5);
гармоніки Н1, Н3, Н5, Н7, Н9

Для забезпечення високої точності подальшого аналізу параметрів сигнального перетворення імпедансу двополюсника (в цьому випадку - на двох RC ланках, рис. 4.13) дослідження проводимо для густішої сітки частот, а саме, нормованих значень ряду 1,0, 1,4, 2,0, 3,0, 5,0, 7,0 (рис. 4.5). У результаті Transient аналізу, подальшого нормування отриманих значень та корекції цих значень відповідно до далі розглянутої методики, сформуємо масиви:

- M1 (AC) - опорні значення та M2 (Trans) – гармонічний сигнал Н1 (рис. 4.19 та рис. 4.20);
- M4 (Trans) та M5 (Trcor) – імпульсний сигнал із гармоніками Н1, Н3, Н5, Н7, Н9 без корекції та з корекцією (рис. 4.21, 4.22) ;

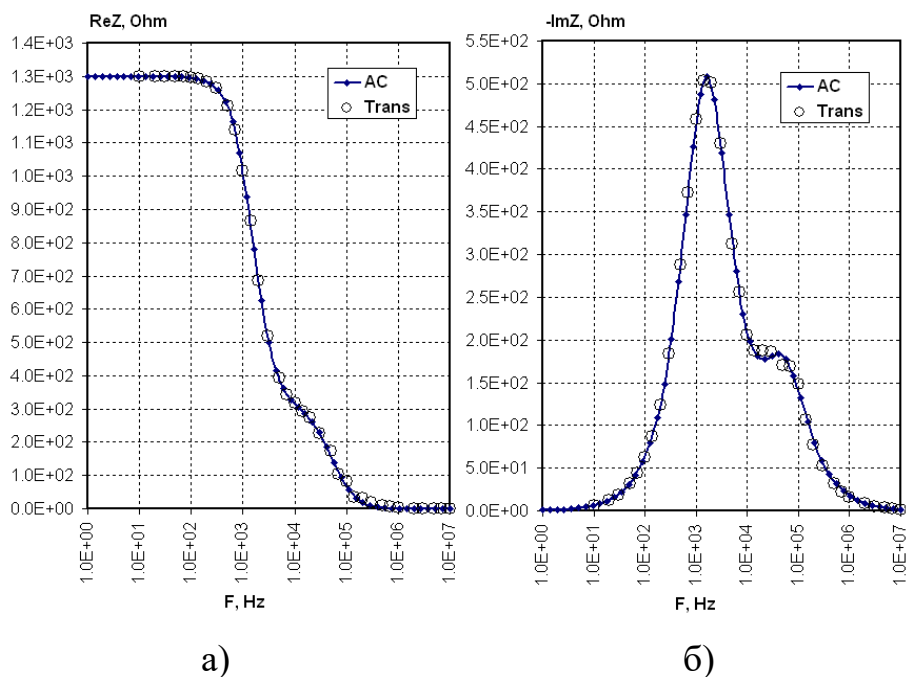


Рис. 4.19. Залежності активної ReZ та реактивної ImZ складових: масиви M1 (AC) - опорні значення та M2 (Trans) - гармонічний сигнал H1

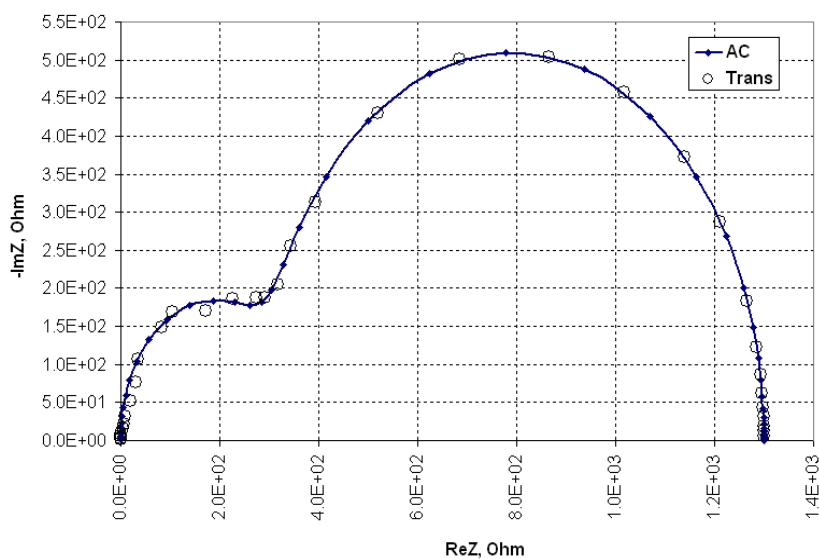


Рис. 4.20. Діаграми Найквіста: масиви M1 (AC) та M2 (Trans)

Як і в попередньо розглянутих дослідженнях, видно хороший збіг значень масиву M2 (Trans, гармонічний сигнал за наявності лише першої гармоніки H1) зі значеннями опорного масиву M1 (AC). Натомість, для значень масиву M4 (Trans, імпульсний сигнал із гармоніками H1, H3, H5, H7, H9) характерною є значна розбіжність із вищезгаданим опорним масивом. Особливо сильно така

розбіжність виявляється для значень активної ReZ складової на нижніх частотах - перед ділянкою спаду частотної характеристики $ReZ(f)$. Похибка сигнального перетворення на цій ділянці сягає 20 %. Щодо значень реактивної ImZ складової, то розбіжність є меншою – приблизно 5..10 %.

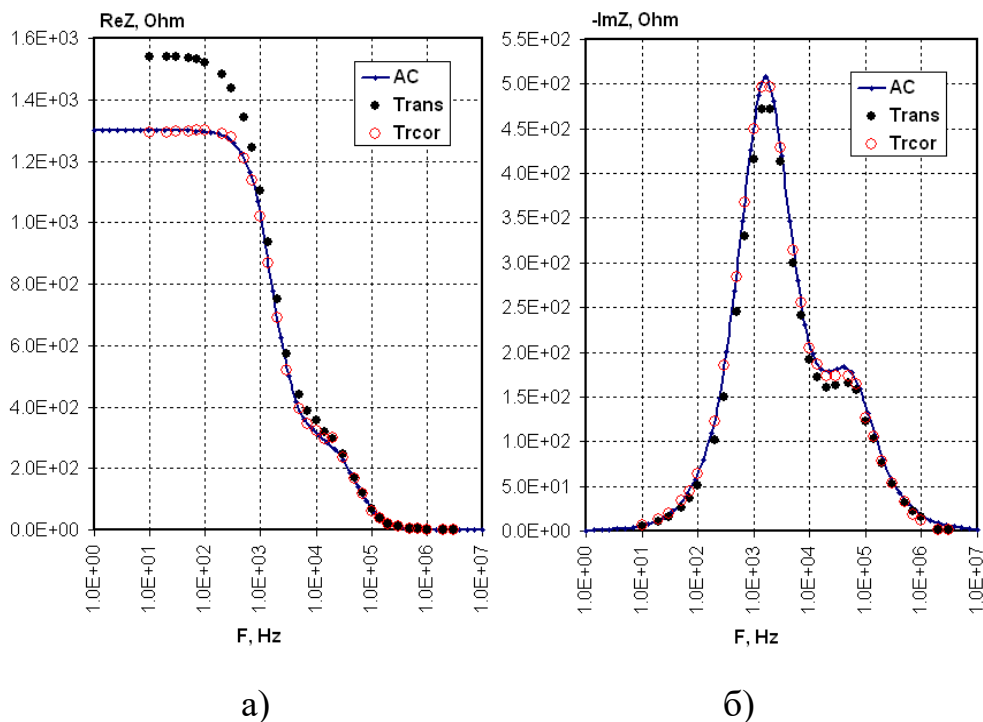


Рис. 4.21. Залежності активної ReZ та реактивної ImZ складових: масиви M1 (AC), M4 (Trans) та M5 (Trcor)

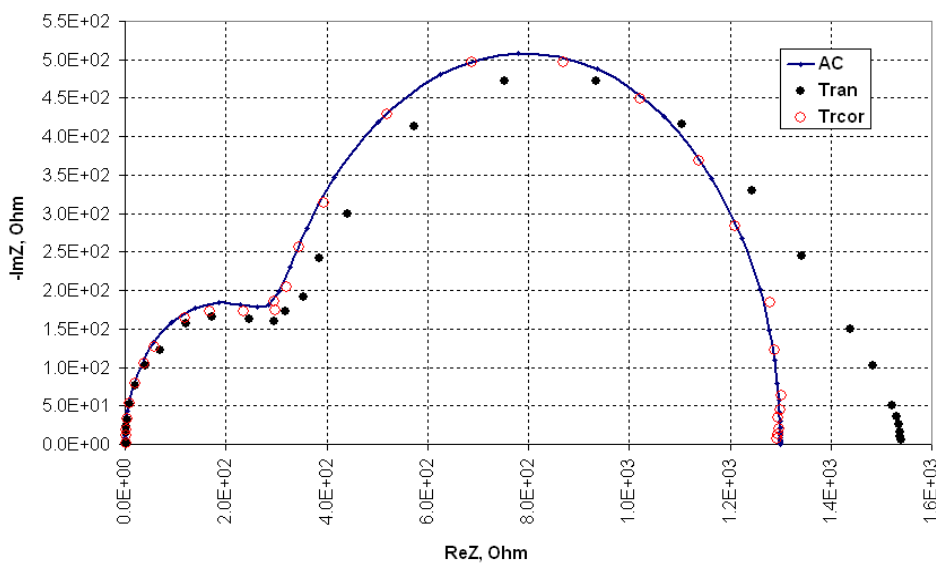


Рис. 4.22. Діаграми Найквіста: масиви M1 (AC), M4 (Trans) та M5 (Trcor)

Отримані результати досліджень показують, що: по-перше, вплив вищих гармонік в імпульсному сигналі неоднаковий на різних частотах та по-різному виявляється на результатах сигнального перетворення активної $\text{Re}Z$ та реактивної $\text{Im}Z$ складових імпедансу; по-друге, характерні для гармонічного ряду (1) коефіцієнти $K_H = 1/k = 1/3, 1/5, 1/7, \dots$ не відображають реальних значень впливу гармонік на вихідні сигнали.

Отже, для імпедансної спектроскопії з активацією негармонічними сигналами актуальним [204] є знаходження коефіцієнтів K_{RE} та K_{IM} , які б дали змогу проводити корекцію результатів вимірювання активної $\text{Re}Z$ та реактивної $\text{Im}Z$ складових імпедансу.

Відповідно до розробленої нами методики, корекція результатів вимірювання здійснюється за формулами:

$$\text{Re} Z_{COR}(f) = \text{Re} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{RE}(k) \text{Re} Z_{PLS}(kf),$$

$$\text{Im} Z_{COR}(f) = \text{Im} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{IM}(k) \text{Im} Z_{PLS}(kf),$$

де $k = 3, 5, \dots, m$, f – основна частота; kf – частоти гармонік імпульсного сигналу; $\text{Re} Z_{PLS}(f)$, $\text{Im} Z_{PLS}(f)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на основній частоті f імпульсного сигналу; $\text{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\text{Im} Z_{PLS}(kf)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на частотах kf гармонік H_3, H_5, H_7, \dots ; $\text{Im} Z_{COR}(f)$, $\text{Re} Z_{COR}(f)$ – результати корекції, відповідно, активної та реактивної складових; $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ – коефіцієнти корекції, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу;.

Зазначимо, що з метою певного спрощення, яке не критично впливає на точність корекції:

- кількість гармонік може бути обмежена лише першими значеннями ряду, зокрема H_3, H_5, H_7, H_9 ;
- частоти гармонік kf , на яких вимірюються значення $\text{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\text{Im} Z_{PLS}(kf)$, можуть закруглятися до частот, на яких вимірюються

значення діаграми Найквіста $\text{Re } Z_{PLS}(f)$, $\text{Im } Z_{PLS}(f)$;

- для заданої схеми сигнального перетворювача коефіцієнти корекції $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ можуть визначатися лише для граничних варіантів досліджуваних двополосників, зокрема, у варіанті лише активного Re_A ($C = 0$) та лише реактивного Im_R ($R = 0$) імпедансів.

Для прикладу, на рис. 4.23 та 4.24 показано епюри сигналів для граничних варіантів, лише активного ($C = 0$) та лише реактивного ($R = \infty$) імпедансів.

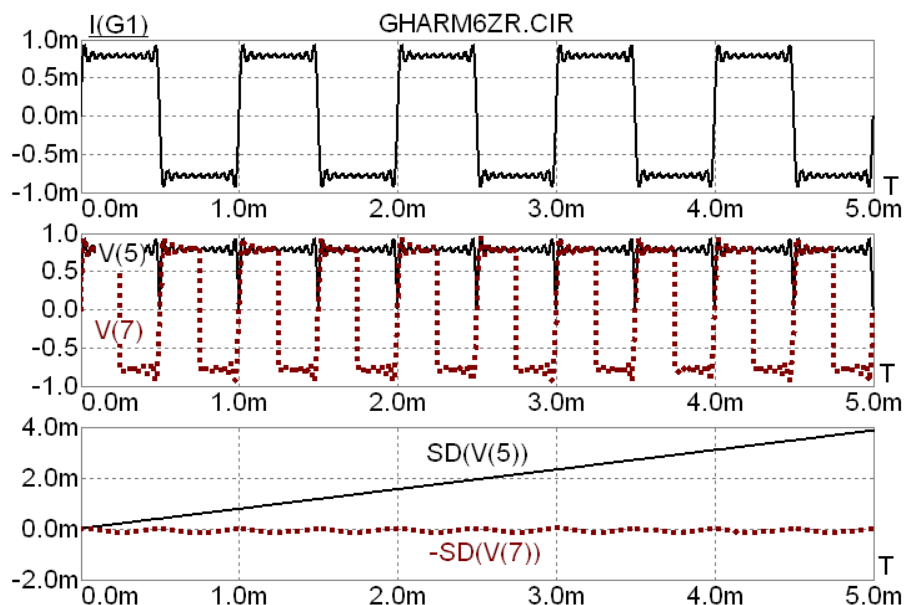


Рис. 4.23. Епюри сигналів для активного імпедансу ($C=0$, $H1 \dots H19$)

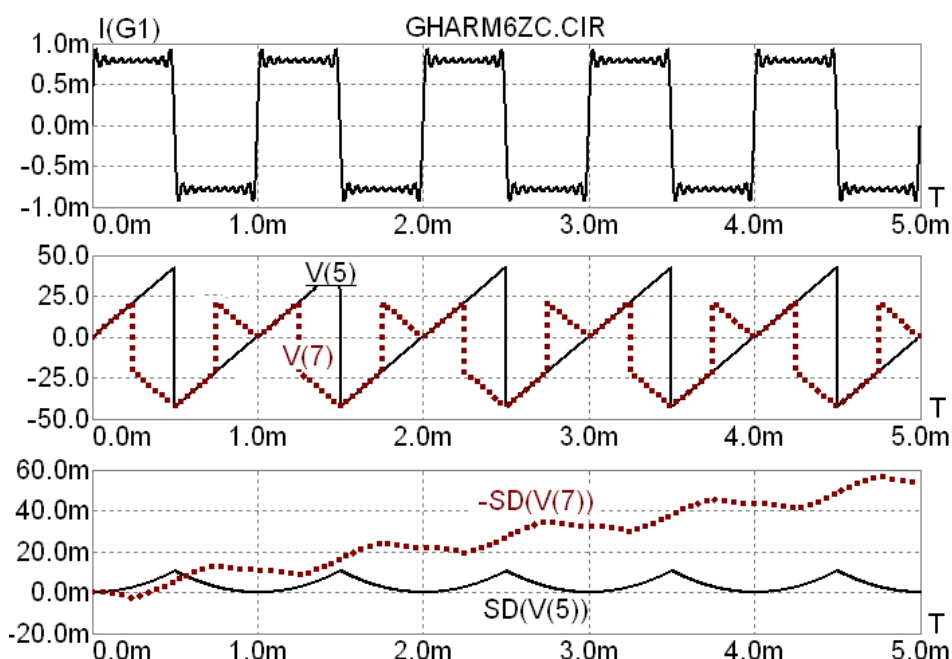


Рис. 4.24. Епюри сигналів для реактивного імпедансу ($R=0$, $H1 \dots H19$)

Дослідження проводилися для першої Н1 та всіх наборів Н1...19 вищих гармонік. Результати досліджень наведено в табл. 4.5, де: Re_A , Im_R - результати перетворення в граничних варіантах $C = 0$ та $R = \infty$, відповідно; $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ – коефіцієнти корекції активного та реактивного імпедансу (рис. 4.25).

Таблиця 4.5

Вихідні сигнали перетворювача імпедансу та коефіцієнти корекції

H	k	Re_A	K_{RE}(k)	Im_R	K_{IM}(k)
H1	1	318.309	1.000	334.358	1.000
H1..3	3	353.675	0.111	321.975	-0.037
H1..5	5	366.407	0.036	324.650	0.008
H1..7	7	372.902	0.018	323.675	-0.003
H1..9	9	376.830	0.011	324.134	0.001
H1..11	11	379.460	0.007	323.883	-0.001
H1..13	13	381.342	0.005	324.035	0.000
H1..15	15	382.756	0.004	323.936	0.000
H1..17	17	383.856	0.003	324.004	0.000
H1..19	19	384.737	0.002	323.955	0.000

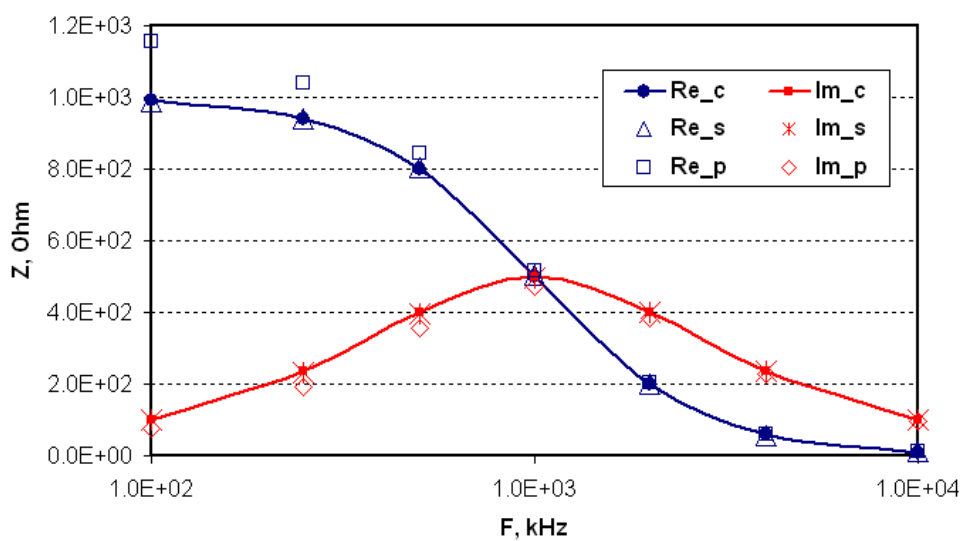


Рис. 4.25. Коефіцієнти корекції активної K_{RE} та реактивної K_{IM} складових

На основній частоті f імпульсного сигналу $\text{Re} Z_{PLS}(f)$, $\text{Im} Z_{PLS}(f)$, тобто першій гармоніці $H1$, значення коефіцієнтів корекції становлять $K_{RE}(H1) = 1$, $K_{IM}(H1) = 1$, а для вищих гармонік розраховуються за формулами:

$$K_{RE}(k) = \frac{\text{Re}_A(k) - \text{Re}_A(k-2)}{\text{Re}_A(k-2)},$$

$$K_{IM}(k) = \frac{\text{Im}_R(k) - \text{Im}_R(k-2)}{\text{Im}_R(k-2)},$$

де $k = 3, 5, 7 \dots$

Видно, що зі збільшенням частоти гармонік коефіцієнти корекції $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ зменшуються, причому закономірності такого зменшення відрізняються для активної та реактивної складових.

Аналогічні дослідження проводилися для інших параметрів двополюсників [205-207], зокрема для двополюсників з індуктивним характером імпедансу. Для всіх таких досліджень закономірності зміни коефіцієнтів корекції активної K_{RE} та реактивної K_{IM} складових залишалися аналогічними до наведених на рис. 2.24. Отже, отримані закономірності можна широко застосовувати для корекції результатів імпедансної спектроскопії при активації імпульсними сигналами для переважної більшості варіантів досліджень. Приклад такої корекції наведено на рис. 4.20 та 4.21, де масив M5 (Trcor) отримано саме з використанням розглянутої методики корекції та значень її коефіцієнтів.

У більшості випадків кількість гармонік kf , які враховуються в ході корекції результатів вимірювання, визначається отриманими значеннями $\text{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\text{Im} Z_{PLS}(kf)$ на цих гармоніках. Чим більші значення $\text{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\text{Im} Z_{PLS}(kf)$, тим більший їхній вплив, і навпаки. Отже, критерієм достатності кількості гармонік, що враховуються, є умови $\text{Re} Z_{PLS}(kf) \rightarrow 0$, $\text{Im} Z_{PLS}(kf) \rightarrow 0$. Зокрема, в наведеному на рис. 4.20 прикладі потрібно враховувати всі гармоніки з частотою до 1 МГц [208,209].

4.3. Сигнальні перетворювачі імпедансу з інтеграторами

Завершальними стадіями аналогового тракту вимірювального перетворення імпедансу є інтегрування та низькочастотне підсилення сигналу. Здебільшого, схемні вузли, що застосовуються на цих стадіях сигнального перетворення, є добре відомими. Так, на сьогоднішній час, жодних проблем з низькочастотним підсиленням немає. Однак, як буде показано далі, в пристроях вимірювання імпедансу інтегрування сигналу має певні особливості [210].

Елементарна схема інтегратора наведена на рис. 4.26, а. Операційний підсилювач підтримує на входному вузлі інтегратора (інвертуючий вхід) нульовий потенціал, формуючи режим «віртуальної землі». Нехтуючи входним струмом операційного підсилювача, можна вважати що заряд Q конденсатора C визначається добутком входного струму I_{INP} та часу t інтегрування t ; $Q = I_{INP} \cdot t$. Враховуючи, що конденсатор ввімкнено в коло від'ємного зворотного зв'язку, вихідна напруга інтегратора визначається виразом:

$$V_o = -\frac{I_{INP} \cdot t}{C}.$$

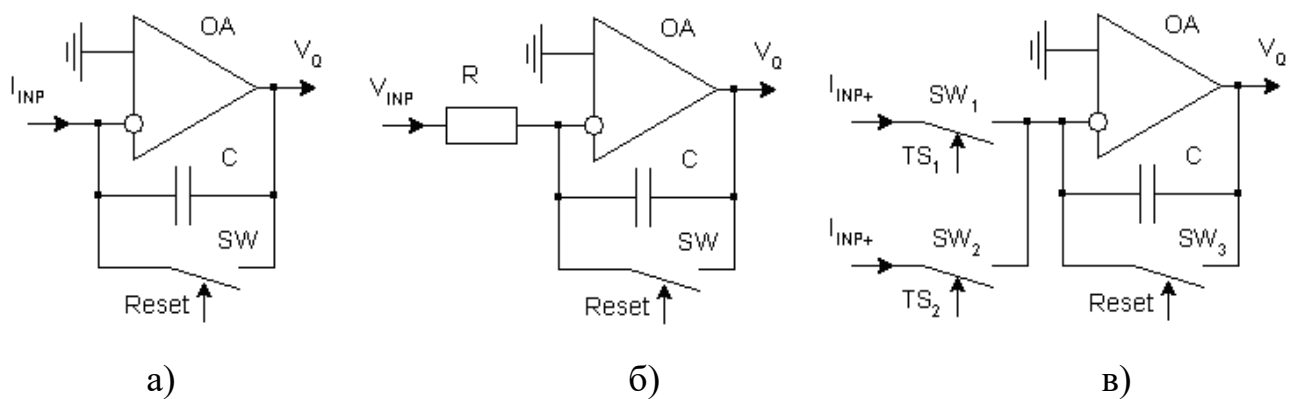


Рис. 4.26. Схеми інтеграторів: а) елементарна схема;

б) схема з струмоперетворюючим резистором;

в) схема з квадратурним детектором

Ключ SW служить для початкового обнуління (Reset) заряду та, відповідно, вихідної напруги інтегратора.

Таке елементарне схемне рішення передбачає, що інформативним вхідним сигналом є струм. Тож, в більшості випадків – при інтегруванні вхідної напруги V_{INP} - у вхідне коло інтегратора вмикають струмоперетворюючий резистор R (рис. 4.26, б). В такому випадку вихідна напруга є обернено пропорційною до опору цього резистора:

$$V_o = -\frac{V_{INP} \cdot t}{RC}.$$

Схема вимірювального перетворювача імпедансу з модифікованим квадратурним детектором та інтеграторами наведена на рис. 4.27, а епюри його напруг при дослідженні $R_x C_x$ ланки з характерною частотою $f_0 = 0,1$ МГц ($R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E3 - 9$) без врахування частотних параметрів операційних підсилювачів – на рис. 4.28.

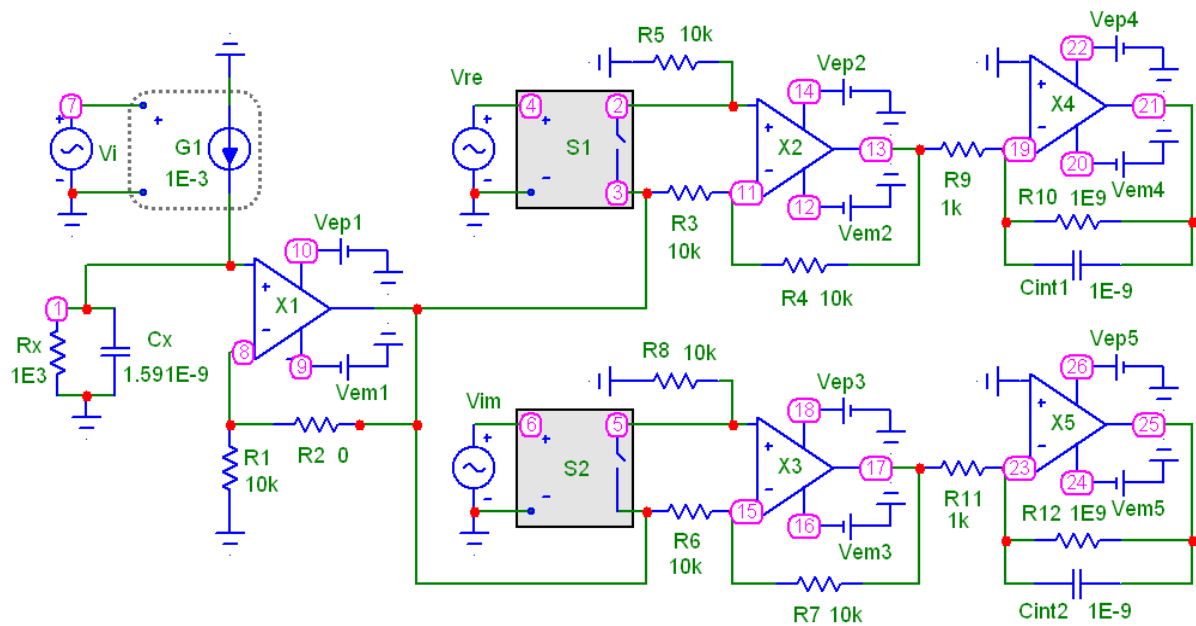


Рис. 4.27. Схема вимірювального перетворювача імпедансу з інтеграторами

Резистори R_{10} та R_{12} використовуються для моделювання паразитних струмів інтегруючих кіл та стабілізації схем за постійним струмом. В даному випадку $R_{10} = R_{12} = 1E9$.

Інформативним сигналом активної складової є напруга $-V(21)$, а реактивної складової - напруга $V(25)$. Обернені знаки цих напруг пояснюється

вищезгаданою інверсією сигналів інтеграторів. Можна бачити, що якісно форма вихідних напруги інтеграторів $V(21)$, $V(25)$ повністю відповідають формам інформативних сигналів, отриманих математичним інтегруванням. Зокрема, враховуючи, що частота струму активації співпадає з характерною частотою $R_X C_X$ ланки, при завершенні інтегрування вихідні напруги активної та реактивної складових співпадають [94-96].

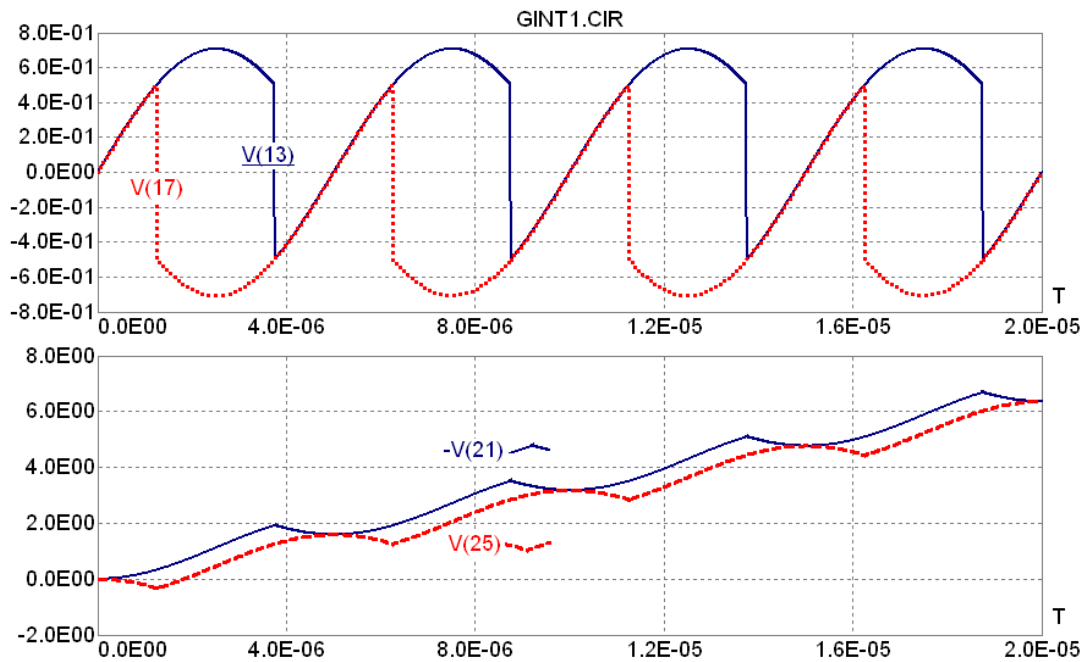


Рис. 4.28. Епюри вхідних $V(13)$, $V(17)$ та вихідних $V(21)$, $V(25)$ напруг інтеграторів при $GBW \rightarrow \infty$

Аналогічно до вище розглянутої методики дослідження кількісного аналізу точності функціонування вимірювальних перетворювачів імпедансу, на рис. 4.29 наведені залежності вихідних сигналів перетворювача з інтеграторами від ширини смуги частот GBW їх операційних підсилювачів. Графік ReZ відповідає напрузі $-V(21)$, а графік $-ImZ$ – напрузі $V(25)$. Можна бачити, що активної ReZ та реактивної $-ImZ$ складових, а отже висока точність перетворення, забезпечується при $GBW > 1E7$.

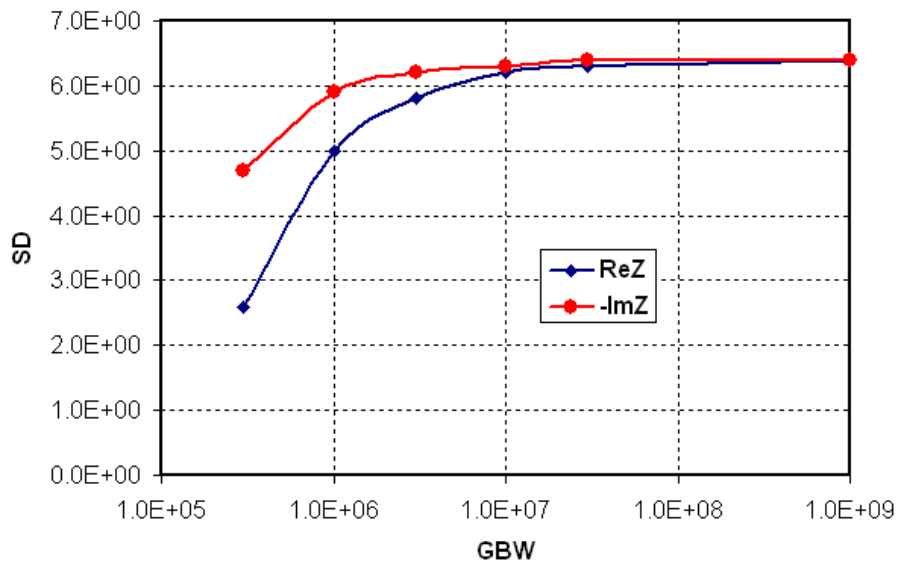


Рис. 4.29. Залежності ReZ та $-ImZ$ перетворювача з інтеграторами від GBW

4.4. Модифікація сигнальних перетворювачів імпедансу

Розглянемо особливості використання інтеграторів в схемах вимірювальних перетворювачів імпедансу, зокрема, можливості поєднання функцій детектування та інтегрування сигналів. Зокрема, як це показано на рис. 4.26, в, періоди інтегрування можуть селективно задаватися комутацією вхідних кіл. Таке рішення дозволяє не лише інтегрувати, але і детектувати сигнал, зокрема, шляхом почергового під'єднання на вхід інтегратора неінвертуючого та інвертуючого кіл перетворювача - I_{INP+} та I_{INP-} , відповідно.

Приклад модифікованої схеми M1, в якій реалізовано напівперіодне квадратурне детектування на основі комутації вхідних кіл інтеграторів наведено на рис. 4.30. Перевагою такого рішення є структурна простота схеми, а певним недоліком – вдвічі зменшені амплітуди вихідних сигналів. Приклади епюр напруг перетворювача імпедансу M1 наведені на рис. 4.31, а залежності його інформативних сигналів ReZ та $-ImZ$ від ширини смуги частот GBW операційних підсилювачів – на рис. 4.32.

Інший приклад модифікованої схеми (M2), в якій напівперіодне квадратурне детектування та інтегрування сигналу базується на раніше (рис. 4.26) розглянутому детекторі з перемиканням коефіцієнту передачі, а

також результати модельних досліджень такої схеми, показані на рис.

4.33 - рис. 4.35.

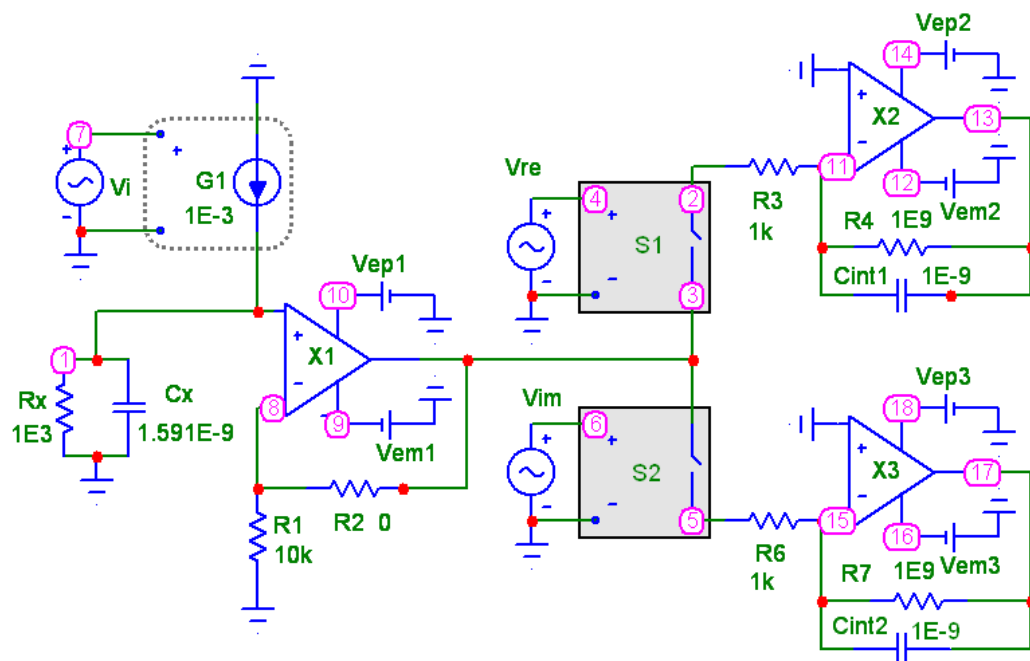


Рис. 4.30. Схема модифікованого вимірювального перетворювача імпедансу M1

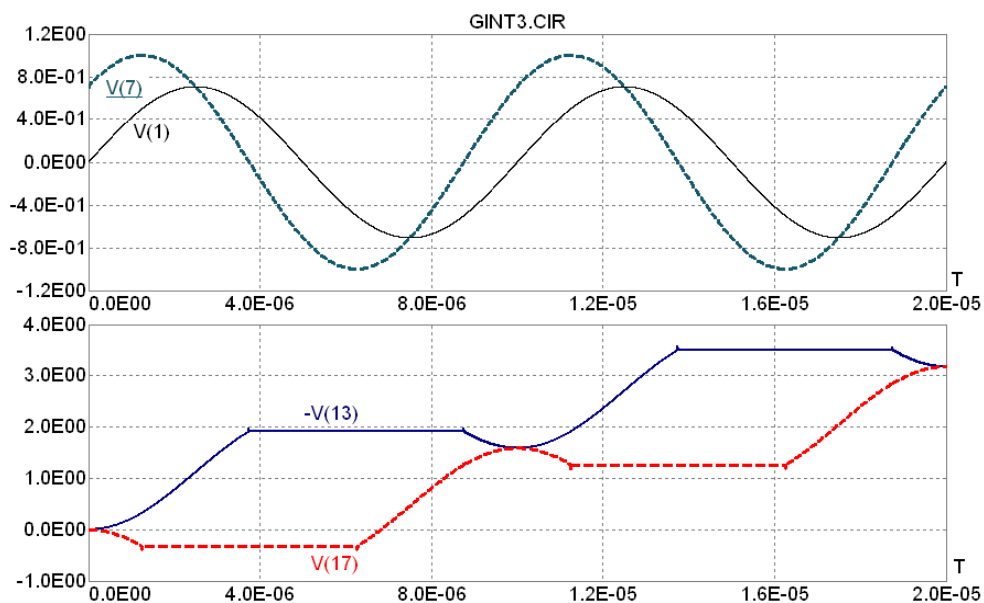


Рис. 4.31. Епюри напруг перетворювача імпедансу M1 при $GBW \rightarrow \infty$

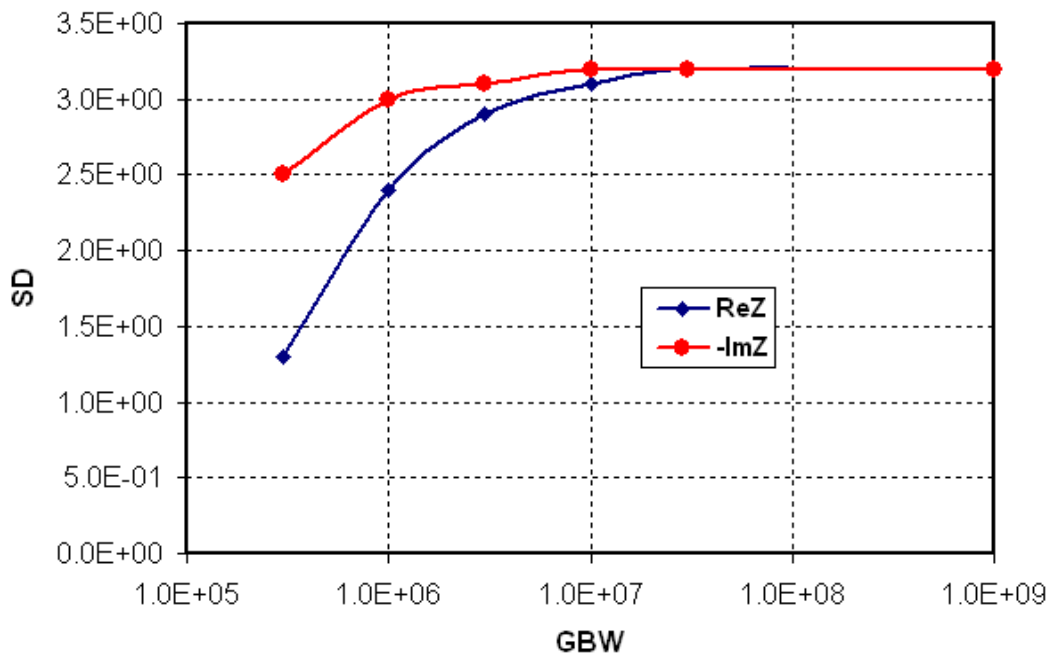


Рис. 4.32. Залежності $\text{Re}Z$ та $-\text{Im}Z$ перетворювача M1 від GBW

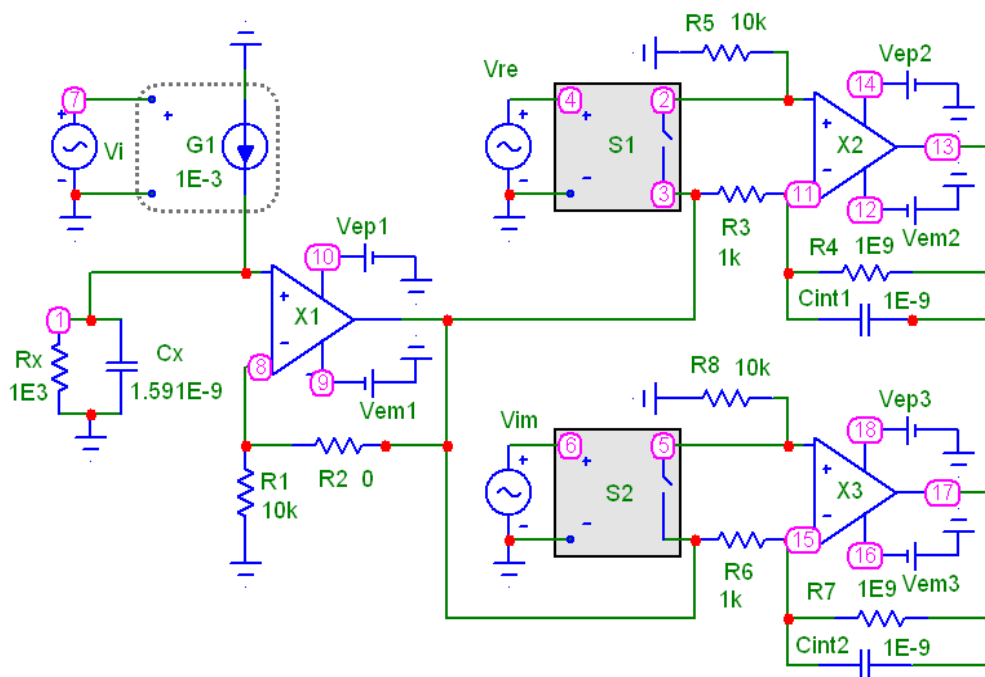


Рис. 4.33. Схема модифікованого вимірювального перетворювача імпедансу M2

І на завершення розглянемо можливість розширення функціональності вимірювального перетворення імпедансу з використанням методу чотиритактного інтегрування сигналу. Суть такого методу полягає у формуванні чотирьох інформативних сигналів, зокрема напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та

V_{Q4} , кожна з яких відповідає результатам інтегрування у відповідних чотирьох тактах (чверть-періодах) сигналу активації.

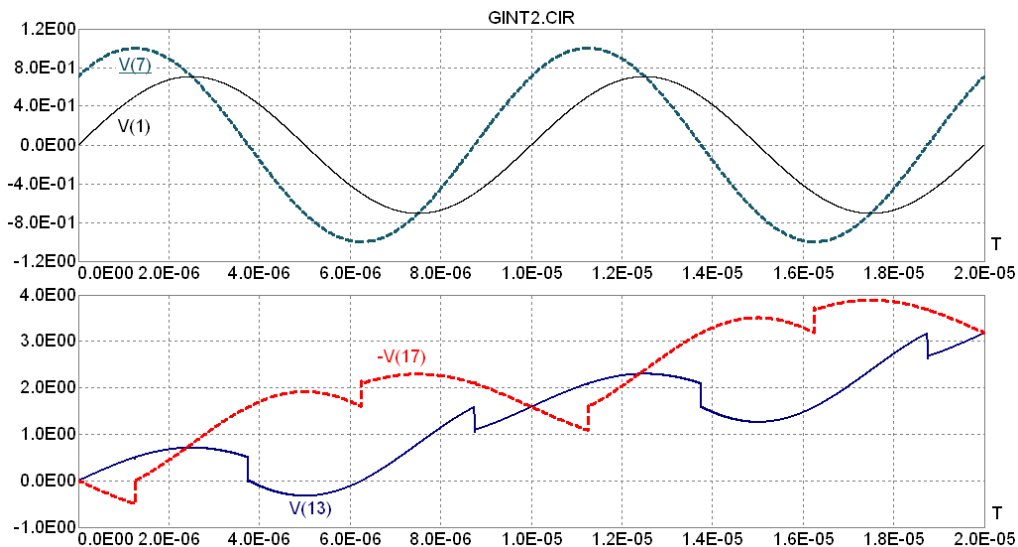


Рис. 4.34. Епюри напруг перетворювача імпедансу M2 при $GBW \rightarrow \infty$

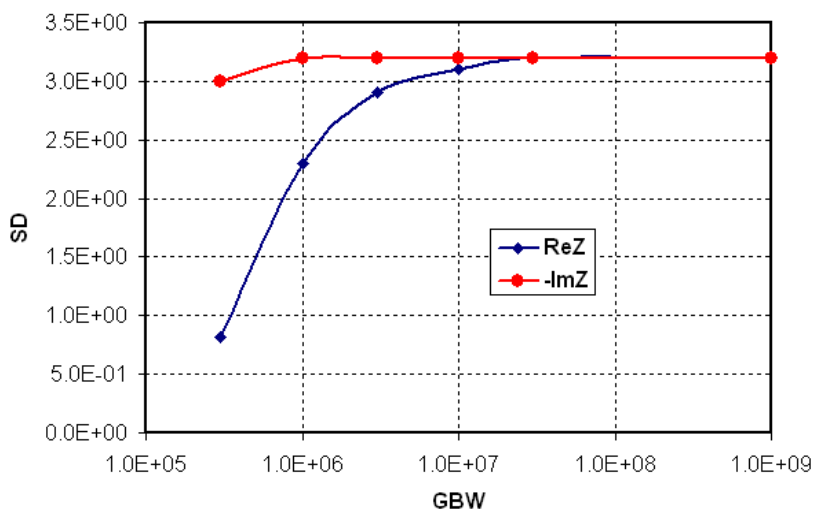


Рис. 4.35. Залежності ReZ та $-ImZ$ перетворювача M2 від GBW

Знакові функції $A_{Q1}(t)$, $A_{Q2}(t)$, $A_{Q3}(t)$, $A_{Q4}(t)$, що визначають ці сигнали, приймають значення 1 в інтервалах часу:

$$A_{Q1}(t) = 1 @ t = [0 \dots \pi/2]; \quad A_{Q2}(t) = 1 @ t = [\pi/2 \dots \pi];$$

$$A_{Q3}(t) = 1 @ t = [\pi \dots 3\pi/2]; \quad A_{Q4}(t) = 1 @ t = [3\pi/2 \dots 2\pi].$$

В інші інтервали часу ці знакові функції приймають значення 0.

Інформативні сигнали, зокрема, напруги активної V_{RE} та реактивної V_{IM} складових формують операціями додавання та віднімання числових значень вищезгаданих чотирьох напруг:

$$V_{RE} = V_{Q1} + V_{Q2} - V_{Q3} - V_{Q4}; \quad V_{IM} = V_{Q1} - V_{Q2} - V_{Q3} + V_{Q4}.$$

Такий спосіб сигнального перетворення має актуальність, принаймні, в двох задачах. Першою з них є реалізація тестових методів підвищення точності вимірювання, в ході яких формують сигнали з іншими комбінаціями напруг V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} . Це, в свою чергу, дозволяє реалізувати принцип надлишковості сигналів, використовуючи який представляється можливим проводити перевірку калібрування сигнальних трактів та компенсацію їх дрейфу нуля. Другою задачею, більш детально мова про яку піде далі, є безпосереднє інтегрування інформативного струму через досліджуваний двополюсник в перетворювачах потенціостатичного типу [211].

Таке безпосереднє інтегрування струму дозволяє суттєво спростити схемну реалізацію перетворювача та процес його подальшого калібрування. Представляється можливим реалізувати весь сигнальний тракт вимірювача імпедансу на єдиному інтеграторі без використання інших вузлів перетворювача. Схема такого перетворювача містить лише один операційний підсилювач та один конденсатор (рис. 4.36).

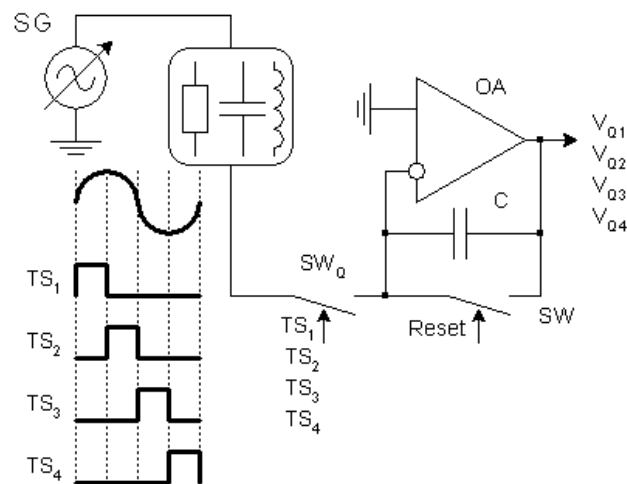


Рис. 4.36. Схема та керуючі сигнали вимірювального перетворення з чотиритактним послідовним інтегруванням

Інформативні сигнали – вихідні напруги V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та V_{Q4} - формують послідовно, відповідним набором імпульсів керування TS_1 , TS_2 , TS_3 та TS_4 :

$$V_{Q1} = K_Q \int_0^{\pi/2} I_Z(t) dt, \quad V_{Q2} = K_Q \int_{\pi/2}^{\pi} I_Z(t) dt,$$

$$V_{Q3} = K_Q \int_{\pi}^{3\pi/2} I_Z(t) dt, \quad V_{Q4} = K_Q \int_{3\pi/2}^{2\pi} I_Z(t) dt.$$

Є очевидним, що при необхідності, зокрема при високих вимогах щодо швидкодії сигнального перетворення чотиритактне інтегрування можна проводити чотирма схемами з паралельним інтегруванням (рис. 4.37).

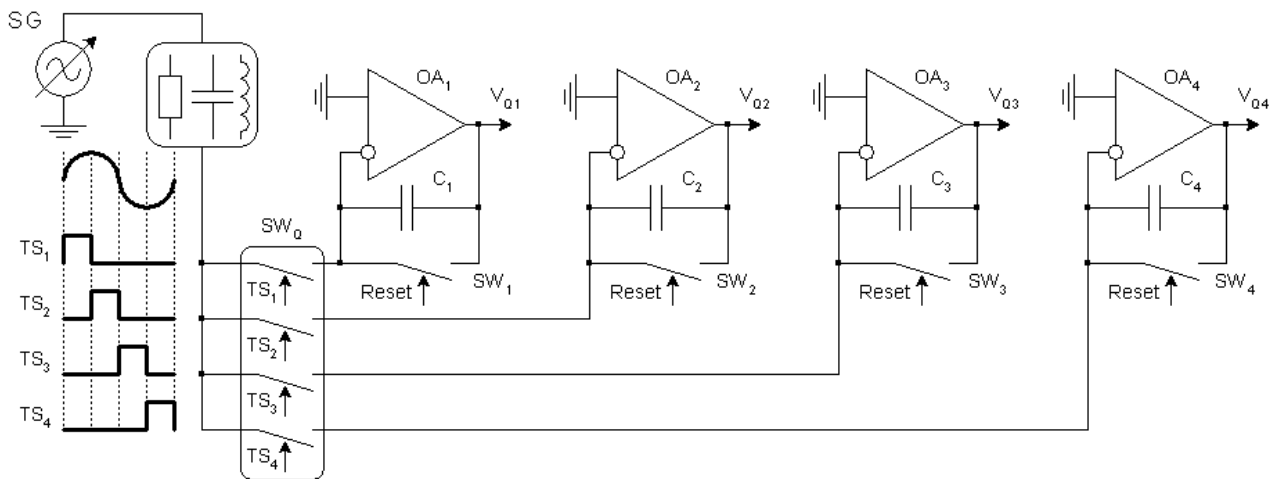


Рис. 4.37. Схема та керуючі сигнали вимірювального перетворення з чотиритактним паралельним інтегруванням

Крім того, на відміну від схеми з послідовним інтегруванням, схема з паралельним інтегруванням дозволяє формувати сигнали з вищою завадостійкістю чи вищою чутливістю до малих сигналів. Це досягають інтегруванням на протязі декількох послідовних періодів без обнуління в цих періодах. Схема модельного дослідження такого паралельного сигнального перетворення наведена на рис. 4.38, а його характерні результати без врахування частотних характеристики операційних підсилювачів ($GBW \rightarrow \infty$) - на: рис. 4.39 та рис. 4.40 - при $R_x = 1E3$, $C_x = 0$, (відсутність реактивної складової імпедансу);

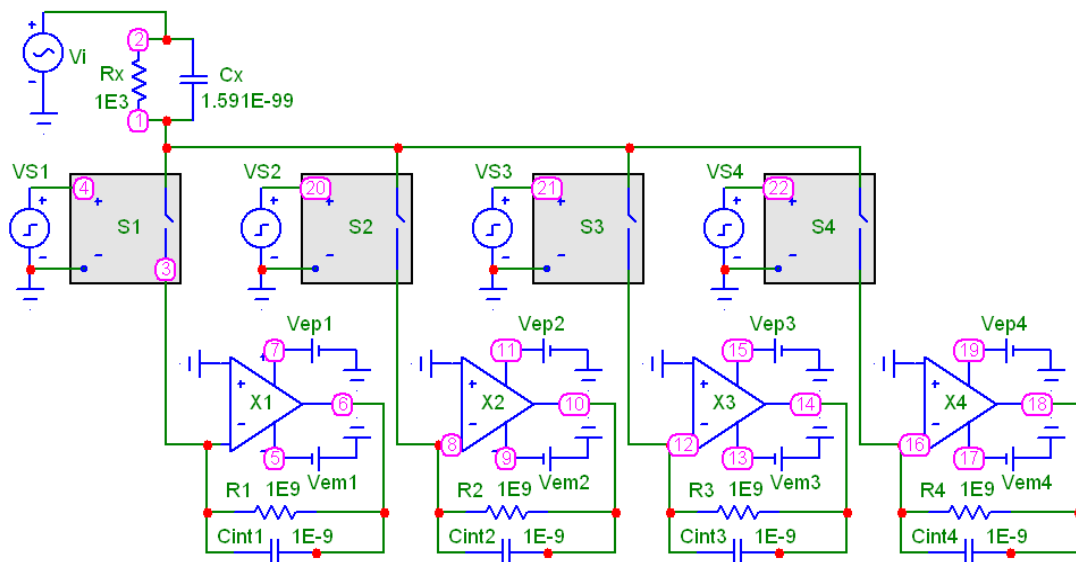


Рис. 4.38. SPICE схема перетворювача з чотиритактним інтегруванням

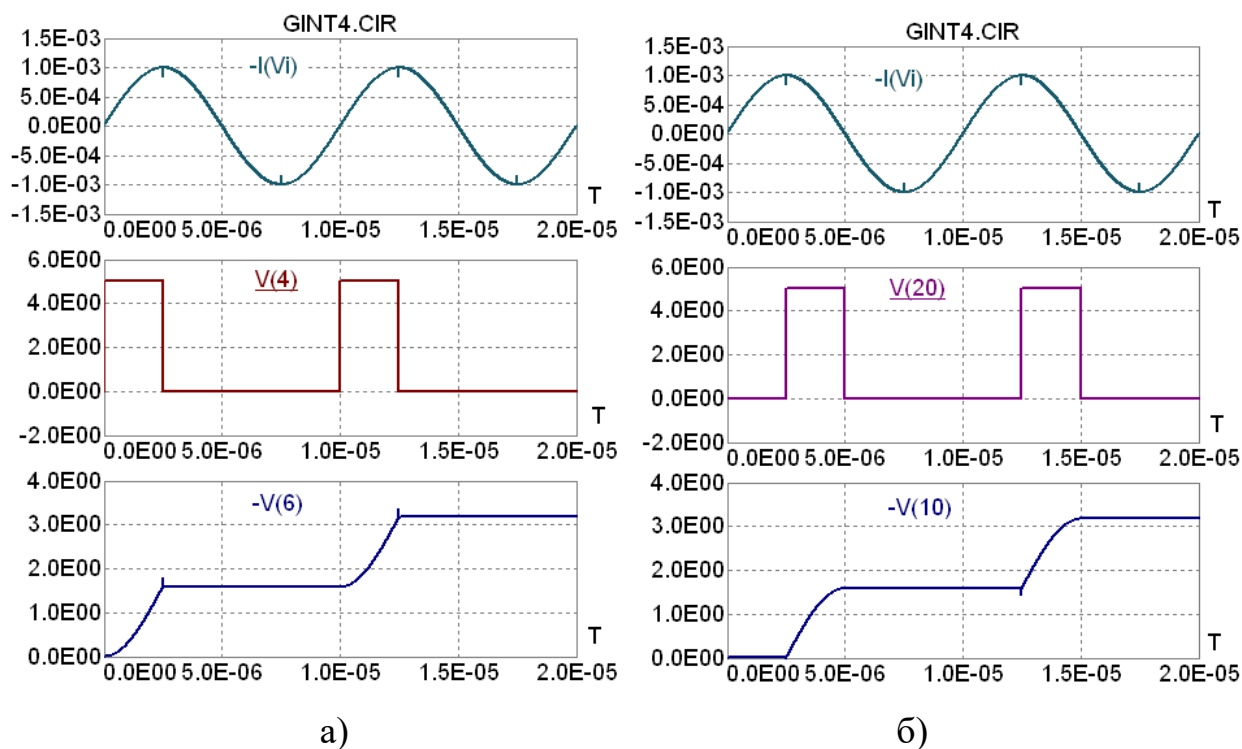


Рис. 4.39. Епюри напруг в колах TS_1 (а), TS_2 (б) перетворювача з чотиритактним інтегруванням при $R_X = 1E3$, $C_X = 0$, $GBW \rightarrow \infty$

Вихідні напруги чотиритактного інтегрування - V_{Q1} , V_{Q2} , V_{Q3} та можна бачити, що при наявності в досліджуваному двополоснику реактивної складової імпедансу (типовий випадок імпедансних досліджень) в сигнальному колі спостерігаються паразитні затухаючі автоколивні процеси. На рис. 4.40 та

рис. 4.41 - при $R_x = 1\text{E}3$, $C_x = 1.591\text{E}3^{-9}$ (двополюсник з характерною частотою $f_o = 0,1\text{ МГц}$).

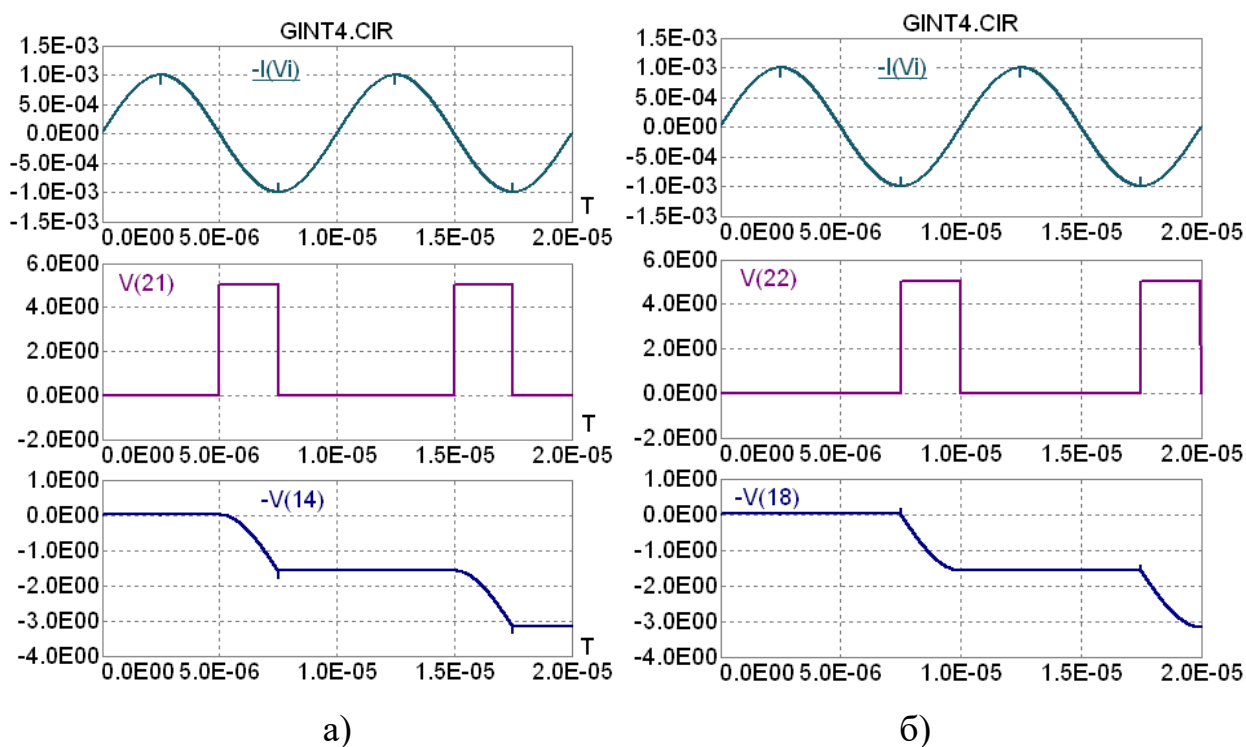


Рис. 4.40. Епюри напруг в колах TS_3 (а), TS_4 (б) перетворювача з чотиритактним інтегруванням при $R_x = 1\text{E}3$, $C_x = 0$, $GBW \rightarrow \infty$

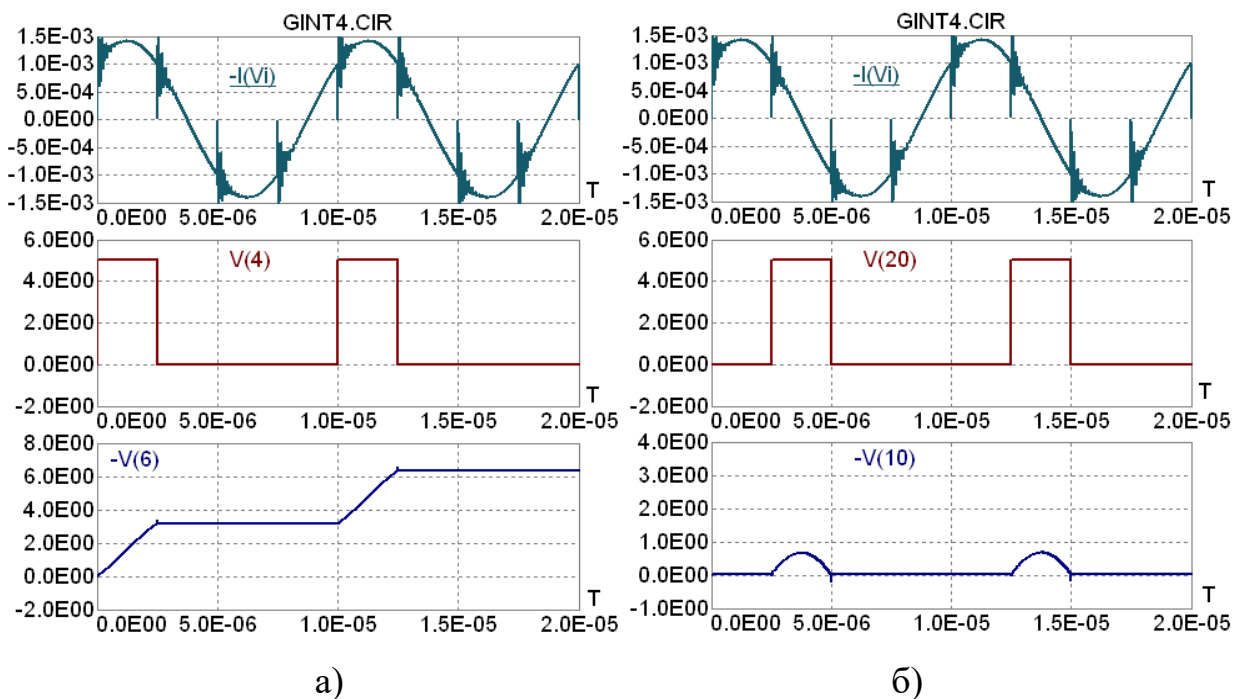


Рис. 4.41. Епюри напруг в колах TS_1 (а), TS_2 (б) перетворювача з чотиритактним інтегруванням при $R_x = 1\text{E}3$, $C_x = 1.591\text{E}-9$, $GBW \rightarrow \infty$

Уникнути такого можна незначним перекриванням тактів, що унеможливило розімкнений стан цього кола. V_{Q4} - формуються, відповідно, у вузлах 6, 10, 14 та 18. Причиною вказаних процесів є короткі інтервали часу між тактами інтегрування, в яких вхідне коло переходить в стан розмикання струму, а відтак, неконтрольованого росту напруги.

Два типові приклади подальшого числового перетворення сумуванням та відніманням відповідних результатів чотиритактним інтегруванням ($R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E-9$) наведені рис. 4.42, а при $GBW = 1E12$) та рис. 4.42, б при $GBW = 1E6$). У відповідності до вищевказаного алгоритму розрахунку, результуючі напруги V_{RE} та V_{IM} , які є інформативними складовими активної та реактивної складових імпедансу розраховувалися за формулами:

$$V_{RE} = -V(18) - V(10) + V(14) + V(18);$$

$$-V_{IM} = -V(18) + V(10) + V(14) - V(18).$$

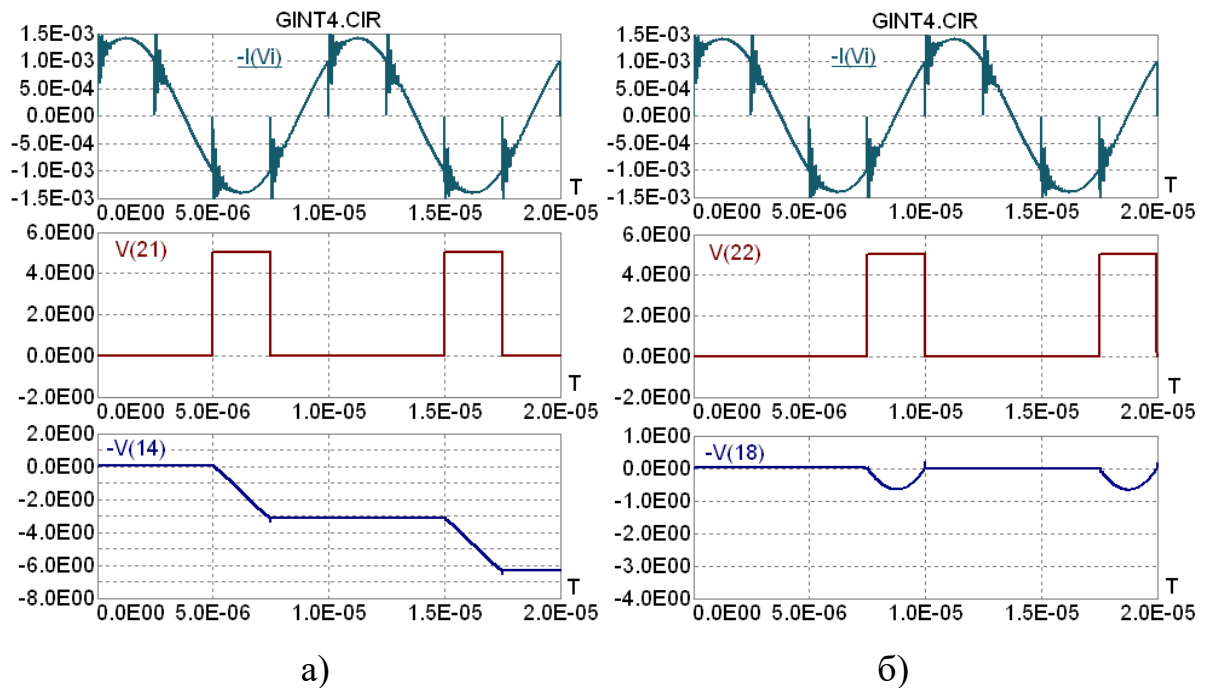


Рис. 4.42. Епюри напруг в колах TS_3 (а), TS_4 (б) перетворювача з чотиритактним інтегруванням при $R_x = 1E3$, $C_x = 1.591E-9$, $GBW \rightarrow \infty$

Інтегрування проводилося на протязі двох періодів. Підтвердженням результативності методу чотиритактного інтегрування та алгоритму розрахунку інформативних сигналів є рівність напруг $V_{RE} = V_{IM}$ наприкінці кожного з періодів сигналу активації двополюсника, характерна частота якого f_0 співпадає

з частотою сигналу активації. Така рівність має місце при $GBW = 1E12$, тобто, без врахування частотних характеристик операційних підсилювачів (рис. 4.43, а). Натомість, при врахуванні цих частотних характеристик, зокрема, при $GBW = 1E6$ (рис. 4.43, б) спостерігаються суттєві розходження інформативних сигналів.

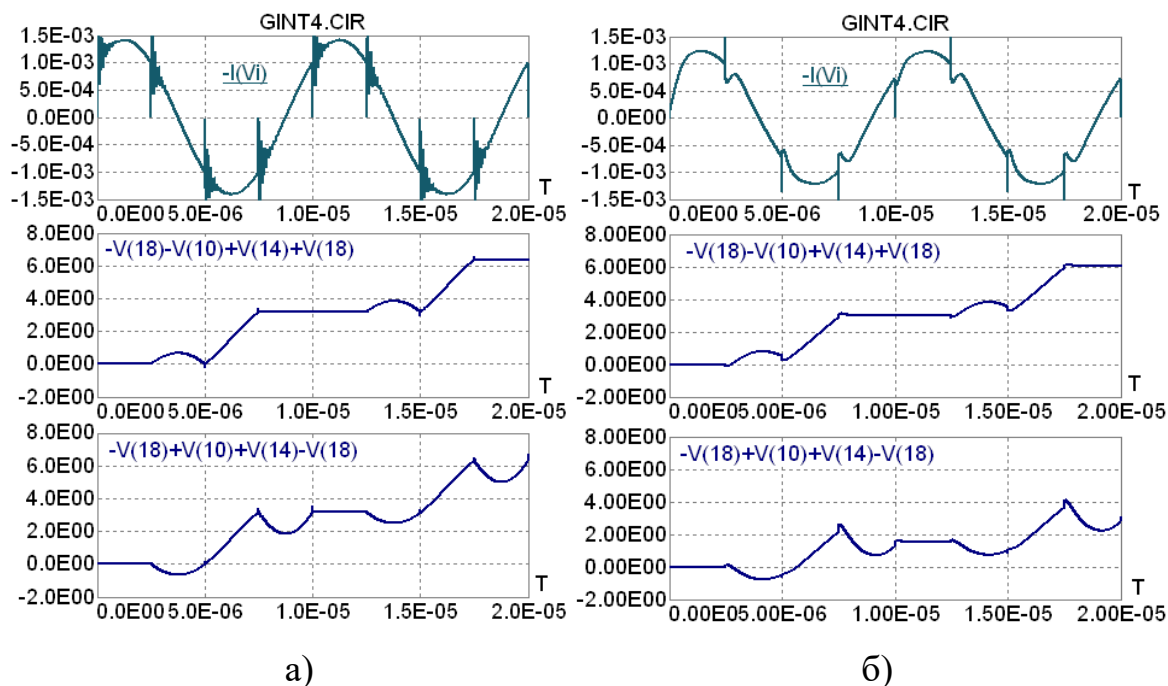


Рис. 4.43. Епюри напруг сумарних сигналів перетворювача з чотиритактним інтегруванням при $R_X = 1E3$, $C_X = 1.591E-9$, $GBW = 1E12$ (а), $GBW = 1E6$ (б)

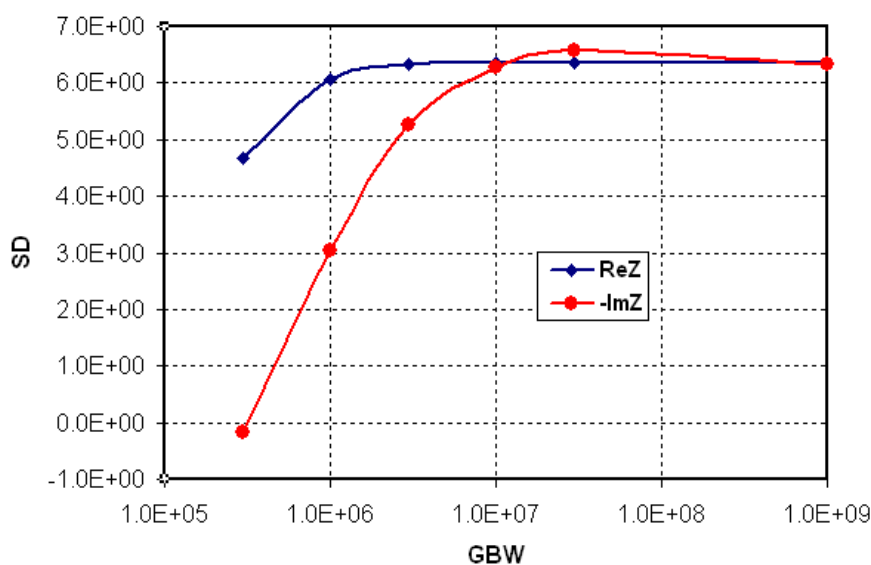


Рис. 4.44. Залежності ReZ та $-ImZ$ перетворювача з чотиритактним інтегруванням від GBW

Як і в попередніх схемах, кількісні характеристики такого розходження при чотиритактному інтегруванні оцінюють наведеними на рис. 4.44 залежностями $\text{Re}Z \equiv V_{\text{RE}}$ та $\text{Im}Z \equiv V_{\text{IM}}$ від ширини смуги пропускання операційних підсилювачів GBW.

Отримані результати параметричного аналізу та моделювання структурних вузлів дають можливість провести підбір активних та пасивних компонентів відповідно до необхідних вимог в процесі практичної реалізації сигнальних перетворювачів імпедансу. Розроблені сигнальні перетворювачі використані під час побудови портативних вимірювальних пристроїв імпедансу на основі мікроконтролерів ATmega, ADuC та інформаційно-вимірювальних системах на основі PSoC (програмована система на кристалі) в процесі дослідження параметрів органічних електронних компонентів.

Висновки до розділу 4

1. Показано, що використання імпульсних активуючих сигналів, в сигнальних перетворювачах імпедансу дозволяє відмовитися від використання перестроюваних за частотою задавальних генераторів функції синуса, які вимагають складної програмно-апаратної реалізації.
2. Вперше встановлено немонотонність функції перетворення протягом періоду сигналу під час активації імпульсним сигналом та встановлено вплив роздільної здатності часу інтегрування ΔT на інформативні сигнали $SD(V(4))$, $SD(V(6))$, які відповідають значенням $\text{Re}Z$ та $-\text{Im}Z$.
3. Виявлено, що збільшення тривалості фронтів обумовлює певне зменшення значень інформативних сигналів $SD(V(4))$, $SD(V(6))$ прилизно на 10дБ.
4. Вперше встановлено, що при зміні відношення між тривалістю фронтів імпульсів та періодом їх слідування віддбувається спотворення результатів вимірювання, яке необхідно враховувати в процесі аналогового-цифрового перетворення.
5. Вперше виявлено невідповідності малосигнального моделювання при

активації імпульсним сигналом, які спостерігаються на нижніх частотах, зокрема на частоті $f = 1\text{E}2$ ця розбіжність становить приблизно 20 %.

6. Вперше виявлено закономірності впливу вищих гармонік активуючого імпульсного сигналу на результати сигнального перетворення та створено модель для дослідження цього впливу на інформаційний сигнал кожної з них, яка дозволяє отримати параметричні залежності величини рівня завади на результат вимірювання.
7. Розроблено методику для аналізу паразитного впливу вищих гармонік імпульсного сигналу на точність сигнального перетворення відповідно до якої корекція результатів вимірювання проводиться за формулами:

$$\text{Re } Z_{COR}(f) = \text{Re } Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{RE}(k) \text{Re } Z_{PLS}(kf),$$

$$\text{Im } Z_{COR}(f) = \text{Im } Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{IM}(k) \text{Im } Z_{PLS}(kf),$$

де $k = 3, 5, \dots, m$, f – основна частота; kf – частоти гармонік імпульсного сигналу; $\text{Re } Z_{PLS}(f)$, $\text{Im } Z_{PLS}(f)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на основній частоті f імпульсного сигналу; $\text{Re } Z_{PLS}(kf)$, $\text{Im } Z_{PLS}(kf)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на частотах kf гармонік Н3, Н5, Н7...; $\text{Im } Z_{COR}(f)$, $\text{Re } Z_{COR}(f)$ – результати корекції, відповідно, активної та реактивної складових; $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ – коефіцієнти корекції, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу.

Використання вказаної методики дозволяє зменшити похибку сигнального перетворення до 0,1% та підтверджує ефективність використання імпульсних активуючих сигналів.

8. Встановлено залежності вихідних сигналів перетворювача з інтеграторами від ширини смуги частот GBW їх операційних підсилювачів. Показано, що для аналізу сигналу частотою $f_0 = 0,1 \text{ МГц}$ вплив похибок перетворення усувається при $\text{GBW} >$

1E7.

9. Встановлено, що використання чотиритактного інтегрування інформаційного сигналу, дозволяє реалізувати принцип надлишковості сигналів, який забезпечує перевірку калібрування сигнальних трактів та компенсацію їх дрейфу нуля. Інтегрування проводилося на протязі двох періодів. Підтвердженням результативності методу чотиритактного інтегрування та алгоритму розрахунку інформативних сигналів є рівність напруг $V_{RE} = V_{IM}$ наприкінці кожного з періодів сигналу активації двополюсника, характерна частота якого f_0 співпадає з частотою сигналу активації. Така рівність має місце при $GBW = 1E12$, тобто, без врахування частотних характеристик операційних підсилювачів. Такий підхід особливо актуальний для реалізації сенсорних пристроїв з використанням багато розрядних АЦП в процесі програмного аналізу інформаційного сигналу.

РОЗДІЛ 5. ВИКОРИСТАННЯ ЦИФРОВИХ МЕТОДІВ ОБРОБКИ АНАЛІЗУ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ

5.1. Дослідження цифрової апроксимації гармонічних сигналів конвертерів імпедансу

У попередніх розділах зазначалося, що через пасивну природу імпедансу утворення сигналу вимірювальної інформації принципово можливе лише за участі зовнішнього джерела електричного струму. Щоб повніше використати переваги сучасних цифрових засобів, гармонічну зондувальну напругу, а також напругу зрівноваження у автокомпенсаційних пристроях формують цифровим способом [212].

Серед відомих методів апроксимації гармонічних сигналів завдяки простоті реалізації найпоширенішими стали два різновиди сходиноквої апроксимації: рівномірна в часі та рівномірна за рівнем. За рівномірної за рівнем сходиноквої апроксимації гармонічного сигналу з числом рівнів n для кожної із півхвиль тривалість кожної сходинокви (α) є різною. Координату початку $(i+1)$ -ї сходинокви можна розрахувати за виразом:

$$\alpha_{i+1} = \arcsin\left(\frac{i}{n} + \frac{1}{2n}\right)$$

Синтезований за цим методом сигнал, крім основної, містить всі непарні гармоніки, починаючи з третьої. Хоча амплітуди гармонік зменшуються пропорційно $1/k$ (k -номер гармоніки), на частотах, близьких до основної, їх рівень є доволі значним. Це ускладнює оброблення сигналів у засобах вимірювання імпедансу, зокрема реалізацію квадратурного розділення.

При такому способі формування активуючого сигналу кращі результати дає рівномірна в часі сходиноква апроксимація. Якщо для апроксимації гармонічного сигналу використовують d кроків на період, U його спектрі, крім основної $\omega_0 = 2\pi f_0$, присутні вищі гармоніки, найближчими із яких до основної є гармоніки із номерами $(d\pm 1)$ [213]. Синтезовану за цим способом напругу можна описати виразом:

$$u_{ca}(t) = U_m \frac{\sin\left(\frac{\pi}{d}\right)}{\frac{\pi}{d}} \left\{ \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{d}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{kd \mp 1} \sin\left[(kd \mp 1)\omega_0 t \pm \frac{\pi}{d}\right] \right\},$$

де $v=(kd \pm 1)$ - номер гармоніки, причому $k=1,2,3,\dots$

Оскільки корисним сигналом є основна гармоніка, то, порівнюючи вираз сигналу $u_{ca}(t)$ із ідеальною реалізацією $u_{ид}(t)=U_m \sin \omega_0 t$, можна говорити про амплітудну та фазову похибки відтворення синусоїдного сигналу:

$$\delta_0^{ca} = \frac{d}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{d}\right) - 1 \text{ і } \Delta\psi_0^{ca} = -\frac{\pi}{d}$$

Величина цих похибок зменшується із збільшенням числа кроків апроксимації d на період (табл. 5.1).

Таблиця 5.1

Амплітудна і фазова похибки відтворення основної гармоніки

Похибки	Кількість кроків апроксимації					
	4	8	16	32	64	128
δ_0^{ca} , %	9,8	2,4	0,63	0,14	0,03	0,01
$\Delta\psi_0^{ca}$, град	42	22	11	5,2	2,6	1,5

Як видно з представленої таблиці при 128 рівнях апроксимації амплітудними спотвореннями основної гармоніки можна знехтувати в зв'язку з несуттєвим значенням її величини, а тому основним джерелом похибок залишається детермінований фазовий зсув основної гармоніки [214].

Похибку сходиноквої апроксимації представлено графічно на рис. 5.1. Як видно з представленого рисунку відтворення гармонічного сигналу характеризується не тільки амплітудною і фазовою похибками, але і векторною похибкою апроксимації Δ_0^{ca} . Нехтувати похибкою δ_0^{ca} , вираз, що описує векторну похибку, набуває вигляду:

$$\Delta_0^{ca} = U_a \sin(\omega_0 t + \psi_a) = U_m \sin\left(\frac{\pi}{d}\right) \cdot \sin\left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{1}{d}\right)\right].$$

Оскільки у спектрі апроксимованого сигналу присутні вищі гармоніки їх можна зобразити вектором \dot{U}_v , який обертається навколо вершини вектора основної гармоніки \dot{U}_0 із кутовою частотою $v\omega_0$ (рис. 5.1, б). Відносний рівень гармонік при сходиноквій апроксимації визначається за наступним виразом:

$$n_v = \frac{|\dot{U}_v|}{U_m} 100 = \frac{100}{v} = \frac{100}{kd \mp 1}, [\%],$$

де \dot{U}_v – вектор гармонік, \dot{U}_m – розмах сигналу.

Залежність відносного рівня амплітуд пари гармонік, найближчих до основної (із номерами $d-1$ і $d+1$), від числа кроків апроксимації d представлено у табл. 5.2.

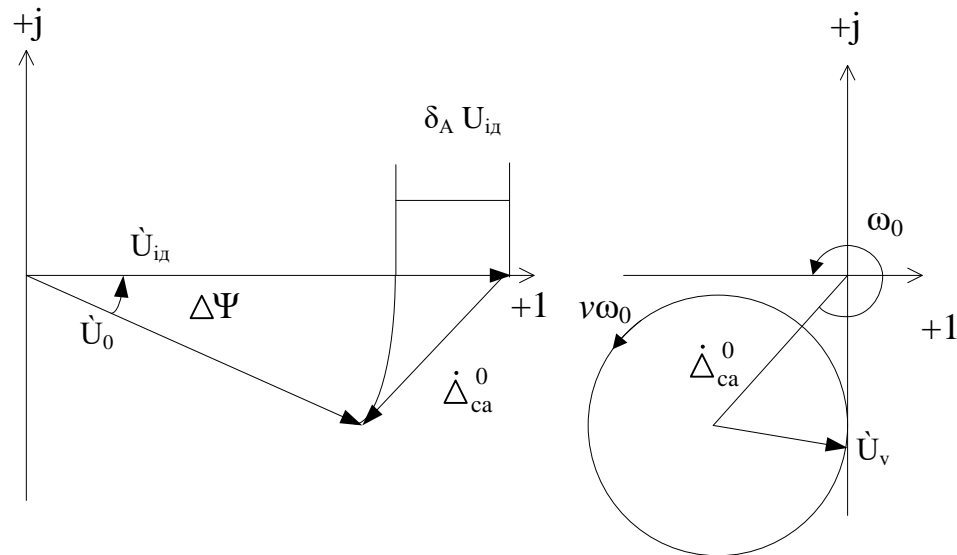


Рис. 5.1. Графічна інтерпретація похибок цифрового синтезу гармонічних сигналів

Відповідно до наведених математичних представлень видно, що вищі гармоніки відображають зовнішні завади, які знижують точність вимірювання складових імпедансу [215]. Послаблення впливу цих гармонік здійснюється шляхом використання додаткових методів математичного аналізу в процесі оброблення вимірювального сигналу.

В процесі реалізації сходиноквої апроксимації використовується формування гармонічного сигналу на кожному кроці апроксимації у вигляді числа обмеженого формату b :

$$N(i) = \text{Round} \left\{ \left(\frac{U_m}{q} - 1 \right) \sin \left(2\pi \frac{i}{d} \right) \right\} = \text{Round} \left\{ N_m \sin \left(2\pi \frac{i}{d} \right) \right\}$$

де $\text{Round}\{*\}$ – оператор заокруглення до ближчого цілого значення $q = U_m/2^b$ – коефіцієнт перетворення ЦАП.

Залежність відносного рівня гармонік від числа кроків апроксимації

d	4	8	16	32	64	128
$\eta_{d-1}, \%$	33	4	6,7	3,2	1,6	0,79
$\eta_{d+1}, \%$	20	1	5,9	3	1,5	0,78

Як видно із представлених розрахунків до похибки сходиноквої апроксимації додається ще одна методична похибка $\Delta_{0\Phi}$, абсолютне значення якої дорівнює різниці між квантованим та неквантованим значенням рівня i -ї сходинок:

$$\Delta_{0\Phi}(i) = \left[q \cdot \text{Round} \left\{ N_m \sin \left(2\pi \frac{i}{d} \right) \right\} - U_m \sin \left(2\pi \frac{i}{d} \right) \right].$$

Нами проведено дослідження спектрального складу гармонічного сигналу, який синтезовано цифровим способом. Формування сигналу здійснюється шляхом розкладання кривої цифрової апроксимації $N(i)$ в ряд Фур'є і визначити коефіцієнти ряду:

$$C_k = A_k + jB_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} N(\alpha) \cdot e^{jk\alpha} d\alpha =$$

$$= -\frac{jU_m T}{2\pi k 2^b} \sum_{i=0}^{d-1} \text{Round} \left\{ N_m \sin \left(2\pi \frac{i}{d} \right) \right\} \{ e^{[jk\pi(i+1)/d]} - e^{[jk\pi i/d]} \}.$$

Враховуючи відсутність можливості аналітичного розв'язок цього рівняння коефіцієнти ряду Фур'є розраховувалися числовими методами. За результатами цих розрахунків нами проведено аналіз, який показав що:

- представлення миттєвих значень гармонічного сигналу на кожному кроці апроксимації числом обмеженого формату приводить до збагачення новими гармоніками спектра апроксимованого сигналу;
- хоча рівень гармонік, що виникають, не перевищує амплітуд гармонік $d-1$ і $d+1$ сходиноквої апроксимації, проте їх наближення до основної гармоніки створює загрозу зниження точності вимірювання.

В цифровому вигляді гармонічні сигнали використовуються як опорні сигнали блоку цифрового оброблення та зворотного перетворювача двовимірних сигнальних перетворювачів імпедансу. Цифро-аналогові перетворювачі на їх основі синтезують зондувальну напругу, а також компенсаційну напругу сигнального перетворювача, в яких використовується компенсаційні методи вимірювання імпедансу [216,217].

5.2. Цифрове оброблення активуючого сигналу в гальваностатичному та потенціостатичному методі вимірювання

В процесі формування активуючого сигналу з використанням ЦАП, виникають статичні похибки, які спричинені відхиленням реальної характеристики функції перетворення від її номінального значення. Функцію перетворення ЦАП, яка відповідає номінальному значенню [218], можна подати у вигляді

$$U(N_i) = 2^b (q - \Delta q) \sum_{n=0}^{b-1} a_n K_n,$$

де $K_n = 2^{n-1} / 2^b$ номінальні вагові коефіцієнти кодокерованого подільника ЦАП.

Враховуючи суперпозиційний характер статичних похибок ЦАП, тобто незалежність похибок у $(i+1)$ -й точці функції перетворення від числового значення коду N_i у попередній точці, реальну функцію перетворення можна подати у вигляді [219]:

$$U(N_i) = 2^b (q - \Delta q) \sum_{n=0}^{b-1} a_n (K_n + \Delta K_n) + \Delta_0$$

де Δq - похибка коефіцієнта перетворення, яка визначається похибками джерела опорної напруги, коефіцієнта передачі вихідного підсилювача та деякими іншими факторами; Δ_0 - похибка від зміщення нуля; ΔK_n - похибки вагових коефіцієнтів.

Враховуючи незначну величину впливу добутку $\Delta q \Delta K_n$, як величину вищого порядку малості, вираз, що описує абсолютну похибку реального ЦАП у N_i , -й точці ХП, має вигляд:

$$\Delta U(N_i) = \Delta_0 + \Delta q N_i + 2^b q \sum_{n=0}^{b-1} a_n \Delta K_n.$$

Структура цього виразу показує наявність трьох характерних складових похибки ЦАП: адитивної, мультиплікативної та похибки від нелінійності. Вплив перших двох складових похибок усувають у процесі налагодження перетворювача, відповідно, коригуванням нуля та калібруванням. Після проведення таких операцій початок і кінець реальної функції перетворення збігається із номінальною, внаслідок чого функцію перетворення ЦАП можна подати у вигляді:

$$U(N_i) = q N_i + 2^b q \sum_{n=0}^{b-1} a_n \Delta K_n.$$

Отже, на вихідні характеристики ЦАП як структурного елемента, що формує гармонічні напруги, впливає лише нелінійність його функції перетворення.

Нелінійність функції перетворення визначається наступними показниками:

- нелінійністю спричиненою максимальним відхиленням характеристики перетворення ЦАП від апроксимувальної прямої, проведеної через початкову та кінцеву точки функції перетворення; і
- диференціальною нелінійністю, яка відображає максимальне відхилення дійсних ступенів квантування від їх середнього значення.

Проведений нами аналіз показує, що механізм впливу нелінійності на результати вимірювання залежить від місця ЦАП у структурі вимірювача імпедансу та способу його використання [220-223]. Внаслідок цього та на основі порівняльного аналізу структур вимірювачів виділимо такі характерні режими використання ЦАП при цифровому синтезі гармонічних сигналів:

- утворення зондувальної напруги за дії часової розгортки кодів $N(i)$ при сталій опорній напрузі $U_{оп}$ (рис. 5.2);

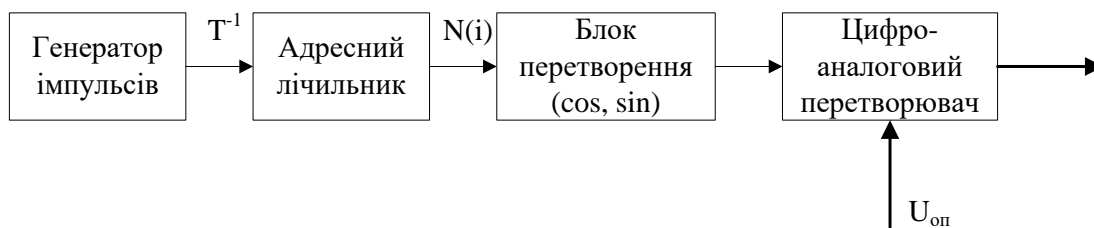


Рис. 5.2. Схеми формування гармонічних сигналів зондувальної напруги

– формування компенсаційних напруг на основі результатів вимірювання N_A і N_P після їх цифрової модуляції ортами (рис. 5.3);

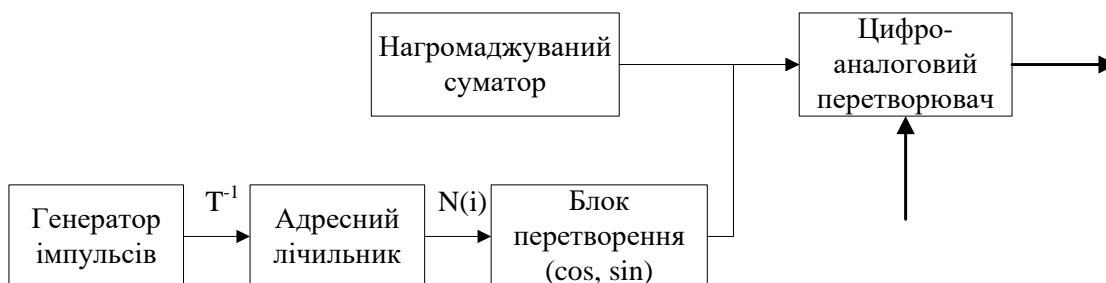


Рис. 5.3. Схеми формування однієї складової компенсаційної напруги цифро-аналоговим перетворювачем у звичайному режимі

– формування компенсаційних напруг на основі результатів вимірювання N_A і N_P використанням ЦАП у перемножувальному режимі (рис. 5.4);

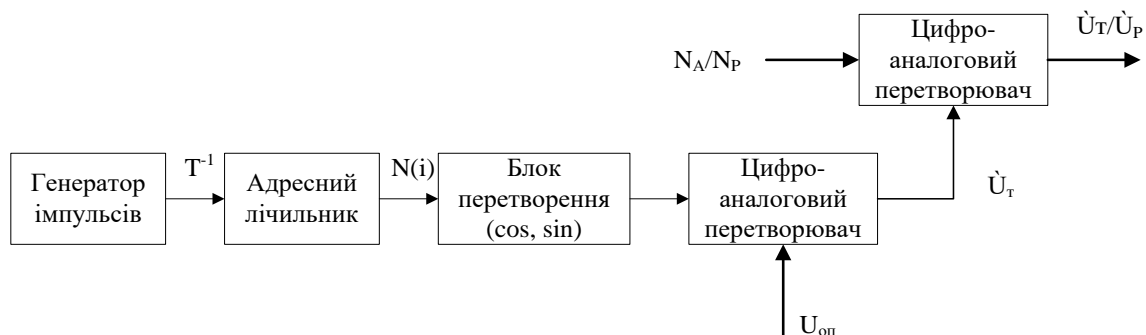


Рис. 5.4. Схеми формування однієї складової компенсаційної напруги цифро-аналоговим перетворювачем у перемножувальному режимі

– формування апроксимувальної напруги методами ДІКМ у одновимірних ЦАКВІ (рис. 5.5).

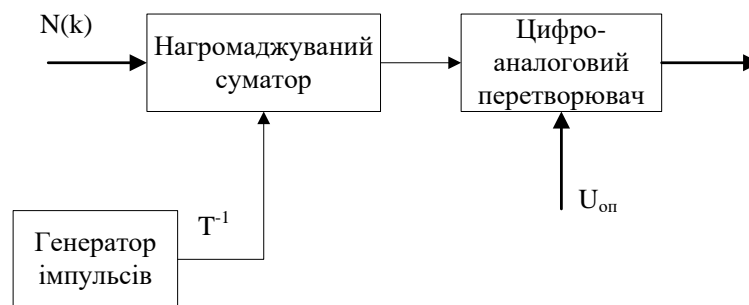


Рис. 5.5. Схеми апроксимації при дельта імпульсно-кової модуляції

В процесі формування активуючої напруги в потенціостатичному методі [224-228] вимірювання вхідний сигнал $N(i)$ ЦАП є повністю детермінованим, а його розрядність у структурах із цифровим обробленням сигналів визначається, наприклад, однобайтним форматом представлення опорного сигналу, отже, приймаємо $b = 8$. Нелінійність функції перетворення ЦАП визначається виникненням гармонічних складових додатково до тих, які зумовлюються розглянутими похибками сходиноквої апроксимації та цифрового синтезу. Крім того, можливі певні амплітудні та фазові спотворення основної гармоніки.

Сумарні відхилення нелінійності функції перетворення містять як систематичні, так і випадкові складові. В такому випадку результати впливу нелінійності не вдається подати у вигляді аналітичних залежностей, тому дослідження проведено методом імітаційного моделювання.

Нами запропоновано методику згідно якої, алгоритм аналізу похибок побудований на основі диференційного методу реалізація якого представлена на рис. 5.6. Напруга на виході досліджуваного ЦАП $U_{\text{дц}}$ після коригування нуля і калібрування описується рівняння:

$$U(N_i) = qN_i + 2^b q \sum_{n=0}^{b-1} a_n \Delta K_n.$$

Враховуючи що нелінійністю опорного ЦАП можна знехтувати, тобто $U_{\text{ОЦ}}(N_i) = qN_i$, вихідна напруга різницевого ОП описується наступним виразом:

$$\Delta U(N_i) = U_{\text{ДЦ}} - U_{\text{ОЦ}} = 2^b q \sum_{n=0}^{b-1} a_n \Delta K_n$$

Дана залежність використовується також для розрахунку впливу нелінійності на точність формування гармонічних напруг.

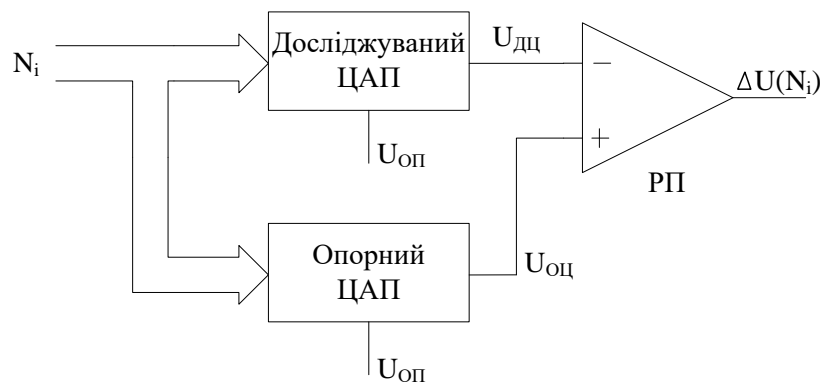


Рис. 5.6. Визначення похибок, зумовлених нелінійністю ЦАП

Вихідна напруга $\Delta U(N_i)$ представляє собою послідовність імпульсів детермінованої частоти $f_i = d \cdot f_0$ та тривалості $T_i = 1/f_i$, але із випадковими значеннями амплітуд і полярностей. Максимальне значення амплітуд імпульсів можна оцінити співвідношенням:

$$U_{\text{max}}(i) \approx \bar{\Delta}_H + \kappa \sigma_H,$$

де $\bar{\Delta}_H$ - систематична складова нелінійності, яка визначається відхиленням реальних вагових коефіцієнтів K_j ЦАП від розрахункових 2^j ; σ_H і κ - відповідно середньоквадратичне значення та квантильний коефіцієнт розподілу випадкової складової похибки нелінійності.

Випадкова складова відхилення амплітуд імпульсів від середніх значень визначатиме наявність та характер високочастотних гармонік і її вплив на формування гармонічних напруг зменшується через інерційність елементів вимірювального каналу, так і у процесі оброблення, коли термін вимірювання

займає кілька періодів зондувального сигналу. Разом з тим, систематична складова визначатиме склад і рівень гармонік, близьких до основної [109].

Для формування компенсаційних напруг в мостових методах вимірювання імпедансу необхідно використовувати ЦАП вищої розрядності [229,230], ніж при синтезі зондувальної напруги, оскільки цей показник визначається розрядністю n представлення результатів вимірювання N_A і N_P . Одним із способів вирішення цієї проблеми є паралельне ввімкнення двох ЦАП із відповідними ваговими резисторами на виході. Нами проведено дослідження за методом імітаційного моделювання із допущенням, що похибка нелінійності функції перетворення ЦАП становить 0,2 %. У табл. 5.3 представлено результати, які відображають похибки відтворення компенсаційної напруга (основної гармоніки) у різних точках N_X піддіапазону вимірювання, а також амплітуди другої та третьої гармонік.

Таблиця 5.3

Точність формування компенсаційної напруги у межах піддіапазону

N_X , о.м.р.	U_K , мВ	δ_0 , %	$\Delta\Psi_0$ град.	U_2 , мВ	U_3 , мВ
1000	999,9	-0,01	-1,4	0,03	0,4
500	500,2	0,05	-1,4	0,03	0,6
200	199,7	-0,15	-1,4	0,02	0,5
100	99,4	-0,6	-1,4	0,01	0,7
50	48,5	-3	-1,4	0,04	0,3
20	18,6	-7	-1,4	0	0,4
10	8,7	-13	-1,4	0,1	0,02

Отримані результати досліджень показують що статичні похибки ЦАП після корегування нуля та калібрування викликають похибки формування компенсаційних напруг із зменшенням рівня напруг похибки зростають. Фазові затримки компенсаційних напруг є сталими і визначаються виключно методичними похибками. Внаслідок нелінійності функції перетворення ЦАП

виникають гармоніки, близькі до основної, однак при 128 рівнях апроксимації та однобайтному представленні відліків їх рівень не перевищує 60 дБ.

Проведено дослідження похибок в процесі формування компенсаційних напруг при використанні ЦАП у перемножувальному режимі. Роботу такого цифро-аналогового перетворювача можна розглядати як масштабування кодокерованим подільником напруги гармонічного зондувального сигналу, прикладеного до його опорного входу.

На точність формування функції перетворення компенсаційної напруги [231] впливає нелінійність у конкретній точці цієї функції ЦАП, яка визначається поточним значенням чисел N_A чи N_P . У разі використання десятирозрядного ЦАП із нелінійністю, не більшою за $\pm 0,1$ %, виникає додаткова похибка формування компенсаційної напруги, абсолютне значення якої знаходиться в межах ± 1 о.м.р. У компенсаційній напрузі не з'являється додаткових гармонік, окрім тих, що містилися у опорному зондувальному сигналі.

Аналогічно відбувається розрахунок похибок в сигнальних перетворювачах імпедансу, які використовують одновимірні системи зрівноваження активуючих джерел сигналів. Враховуючи зміни полярності компенсаційної напруги використовувани ЦАП мають на один розряд більше, ніж розрядність представлення результатів вимірювання, тобто $n=11$. Крім того, для режиму дельта-модуляції важливою є монотонність функції перетворення ЦАП, оскільки немонотонність призведе до похибки у формуванні компенсаційного сигналу, яка може деякий час зберігатися, що вносить негативний характер на точності вимірювання складових імпедансу.

Статичні похибки ЦАП після коригування зміщення та калібрування коефіцієнта перетворення проявляються через нелінійність функції перетворення [232], яка не лише породжує нові, близькі до основної, гармоніки у спектрі синтезованого сигналу, але й впливає на точність формування амплітуди основної гармоніки. При цьому найменш чутливою до впливу нелінійності є структура зворотного перетворювача, наведена на рис. 5.3. Для структур, наведених на рис. 5.4 і рис. 5.5, похибка формування компенсаційних

напруг визначається безпосередньо нелінійністю ЦАП у точці функції перетворення. В процесі дослідження встановлено що статичні похибки ЦАП зовсім не впливають на фазові зсуви синтезованих сигналів.

5.3. Дослідження впливу фазочастотних характеристик активуючих джерел сигнальних перетворювачів імпедансу

Важливою складовою активуючого сигналу сигнального перетворювача імпедансу є фазова та частотна стабільність, яка в загальному визначається динамічними характеристиками джерела сигналу [233,234]. Основним показником, що характеризує динамічні властивості ЦАП, є час $t_{\text{вст}}$ встановлення вихідного сигналу. За змістом цей параметр найчастіше визначають як інтервал часу між зміною коду на вході ЦАП із мінімального на максимальне значення (чи навпаки) до моменту, коли значення вихідної напруги ЦАП після перехідного процесу остаточно не увійде до зони усталеного значення, що відповідає $\pm 1/2$ одиниці молодшого розряду [235].

Вихідні каскади ЦАП можна представити у вигляді аперіодичної ланки другого порядку із певним значенням частоти власних коливань $\omega_{\text{ЦАП}} = 2\pi/T_{\text{ЦАП}}$ та коефіцієнтом згасання ζ . Зміна кодів вихідної напруги ЦАП спричиняє встановлення значення U_m , з поступовим наближенням до нього у процесі експотенціально згасаючих коливань із частотою $\omega_K = \sqrt{1 - \zeta^2} / T_{\text{ЦАП}}$ і сталою часу згасання $\tau_\zeta = T_{\text{ЦАП}} / \zeta$.

Використовуючи такий підхід, параметр $t_{\text{вст}}$ розраховується та є необхідний для того, щоб експоненційні обвідні увійшли до смуги завширшки $\pm q/2$ (рис. 5.7):

$$t_{\text{вст}} = \frac{\lg(q/2U_m)}{\lg(e)} \tau_\zeta = 2,3 \lg \left(\frac{1}{2^{(n+1)}} \right) \tau_\zeta = 0,69 (n + 1) \tau_\zeta,$$

де q , U_m , і n - відповідно коефіцієнт перетворення, максимальне значення вихідної напруги та розрядність ЦАП.

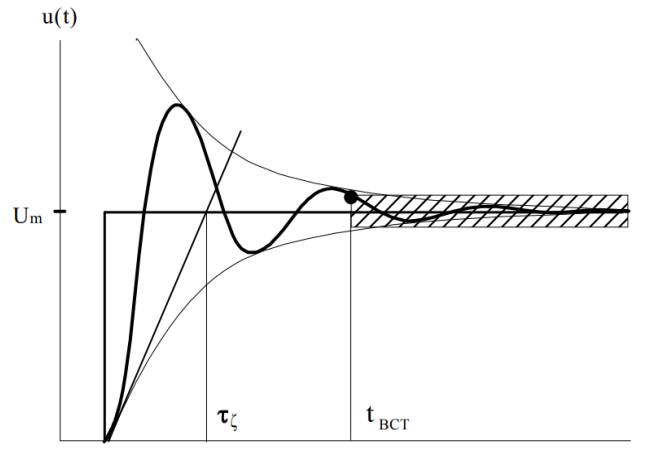


Рис. 5.7. До визначення часу встановлення ЦАП

В процесі формування активуючої і компенсаційних напруг на виході ЦАП для забезпечення потрібного рівня сигналу та навантажувальної здатності згаданих джерел вмикають буферні підсилювачі. Зазначені пристрої є аперіодичними ланками з передатною функцією:

$$W(s) = \frac{K_{\text{БФ}}}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{БФ}}}}$$

де $\omega_{\text{БФ}}$ – частота одиничного підсилення буферного каскаду.

При умові $\omega_{\text{БФ}} \leq 1/\tau_{\zeta}$, здійснюється вибір параметру $\omega_{\text{БФ}}$, який дозволяє зменшувати вплив високочастотних коливань вихідного сигналу ЦАП під час проходження через буферний підсилювач (рис. 5.8), при цьому перехід із початкового рівня на рівень вихідної напруги доволі точно описується таким виразом:

$$u(t) = [U(N_{i+1}) - U(N_i)] \cdot \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\zeta}}} \left[1 - \frac{1}{\tau_{\zeta} \omega_K} \sin(\omega_K t) \right] \right\}.$$

Як видно з наведеного виразу показує, його синусоїдальна компонента має істотне значення для опису сигналу лише на початку перехідного процесу, а на етапі входження сигналу до зони похибки її вплив є несуттєвим (рис. 5.8). Тому надалі використовуватимемо експоненційну апроксимацію вихідного сигналу:

$$u(t) = [U(N_{i+1}) - U(N_i)] \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_z}}\right).$$

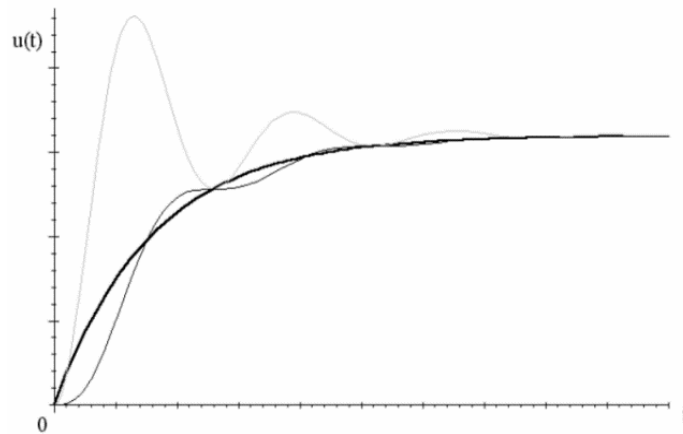


Рис. 5.8. Згладження високочастотних коливань вихідного сигналу ЦАП у буферному підсилювачі

Величина впливу на результат вимірювання динамічних похибок ЦАП значною мірою визначається місцем і режимом його використання у структурі вимірювача, аналогічно розглянутим вище випадкам із нелінійністю. Розглянемо спочатку вплив динамічних похибок ЦАП на точність формування зондувальної напруги та компенсаційних напруг у структурах (рис. 5.2, і рис. 5.3).

Величина динамічних похибок зростає із підвищенням частоти активуючого сигналу і починає проявлятися у переході вихідної напруги із рівня на рівень не стрибкоподібно, а за експонентою (рис. 5.9). Як показано у [236], експоненційна апроксимація порівняно із сходишковою змінює не спектральний склад синтезованого сигналу, а лише амплітудно-фазові співвідношення наявних у його спектрі гармонік. Так, рівень кожної $(kd \pm 1)$ гармоніки зменшується у разів:

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{1 + [(kd \mp 1)\omega_0\tau_z]^2}}$$

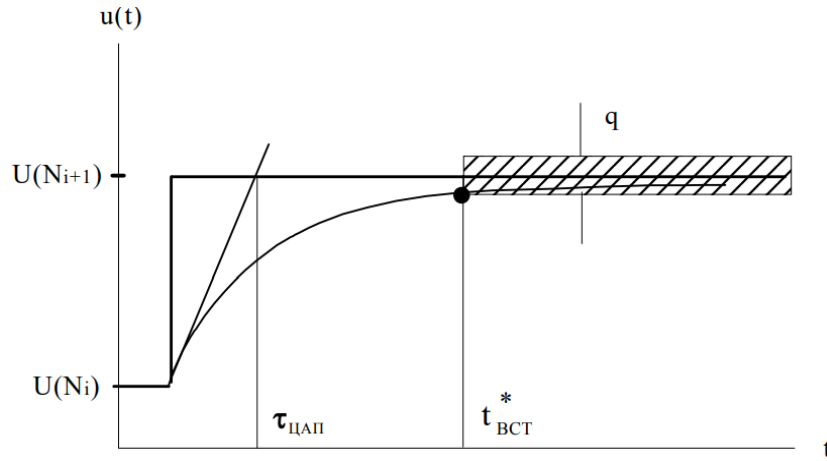


Рис. 5.9. Експоненційна апроксимація вихідного сигналу ЦАП

Якщо зменшення рівня вищих гармонік при експоненційній апроксимації позитивно позначається на роботі вимірювача, то аналогічне зменшення амплітуди основної гармоніки є небажаним, оскільки спричиняє амплітудну похибку:

$$\Delta_{EA} = U_m \frac{\sin(\pi/d)}{\pi/d} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_0 \tau_\zeta)^2}} \right\}.$$

Такий процес впливає на величину зсуву і початкову фазу основної гармоніки активуючого сигналу. При малих значеннях π/d і $\omega_0 \tau_\zeta$ для наближеного оцінювання відставання початкової фази основної гармоніки відносно цифрового сигналу можна скористатися виразом:

$$\psi_0 \approx \text{tg}(\psi_0) \approx - \left(\frac{\pi}{d} + \frac{\omega_0 \tau_\zeta}{2} \right).$$

Відповідно до наведених залежностей необхідне значення частоти одиничного підсилення буферного каскаду розраховується за наступним вираом

$$\tau_{\text{ЕКВ}} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{N_m/2}}$$

В процесі розрахунку досягається такого розрахунку досягається вплив гармонічної напруги з динамічною похибкою не більшою, ніж $\pm 1/2$ о.м.р.

Враховуючи відомий параметр часу встановлення який відображається в технічних характеристиках ЦАП даний вираз зручно представити у вигляді:

$$t_{\text{вст}} \leq \frac{0,22 \cdot (n + 1)}{f_0} \cdot \frac{n+1}{2^{\frac{n+1}{2}}},$$

де n - розрядність ЦАП.

Згідно запропонованої методи для синтезу зондувальної напруги використовують 12-розрядні ЦАП, а під час формування компенсаційної напруга 24-розрядні. У табл. 5.4 і 5.5 наведено вимоги до максимально допустимого часу встановлення залежно від f_0 відповідно для зондувальної та компенсаційної напруги активуючого сигналу.

Таблиця 5.4

Вимоги до часу встановлення ЦАП під час синтезу зондувальної напруги заданої частоти

f_0 , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0
$t_{\text{вст}}$, нс	850	425	170	85

Динамічна похибка формування компенсаційної напруги цифро-аналоговим перетворювачем у помножувальному режимі містить дві компоненти: перша привноситься синтезованою цифровим способом зондувальною напругою, яка відіграє роль опорного сигналу ЦАП, а друга виникає переважно через інерційність буферного підсилювача на виході помножувального ЦАП.

Таблиця 5.5

Вимоги до часу встановлення ЦАП під час формування напруги компенсації

f_0 , МГц	0,1	0,2	0,5	1,0
$t_{\text{вст}}$, нс	400	200	80	40

За умови використання одностипних буферних підсилювачів із $\omega_{\text{БФ}} \approx 1/\tau_{\zeta}$ амплітуда сформованої компенсаційної напруги дорівнює:

$$U_{A/P} = U_m \frac{N_{A/P}}{N_m} \frac{1}{1+(\omega_0 \tau_\zeta)^2}$$

Амплітудна похибка визначається відхиленням знаменника у наведеному виразі від одиниці. Відставання фази компенсаційної напруги відносно опорного цифрового сигналу збільшується і становить

$$\psi_0 \approx \text{tg}(\psi_0) \approx -\left(\frac{\pi}{d} + \frac{3\omega_0 \tau_\zeta}{2}\right).$$

Дану залежність використаємо для визначення максимального допустимого часу встановлення ЦАП та необхідну її частоти одиничного підсилення БФ, за яких похибка формування амплітуди компенсаційної напруги не перевищить 1/2 о.м.р. Враховуючи, що розрядність ЦАП при формуванні складових компенсаційної напруги у перемножувальному режимі становить $n=10$, маємо $t_{вст} = 0,025/f_0$ і $f_{БФ} = 50 \times f_0$.

У табл. 5.6 наведено вимоги до цих параметрів на різних частотах активуючого сигналу.

Таблиця 5.6

Вимоги до динамічних характеристик ЦАП та буферного підсилювача

Частотні параметри	Робоча частота f_0 , МГц			
	$f_0 = 0,1$	$f_0 = 0,2$	$f_0 = 0,5$	$f_0 = 1$
Час встановлення кроку апроксимації $t_{вст}$, нс	250	125	50	25
Частота буферизації $f_{БФ}$, МГц	5,0	10,0	25,0	50,0

Синтез активуючого сигналу здійснюється за допомогою ЦАП в режимі дельта-імпульсно-кової модуляції. Для одновимірних мостових схем проводиться аналіз сигналу який полягає у вимірюванні різниці миттєвих значень сигналів на об'єкті вимірювання та компенсаційного, сформованого ЦАП, то динамічна похибка залежить від часу і дорівнює

$$\Delta(t) \approx \Delta U_i \cdot e^{-\frac{t}{\tau_\zeta}},$$

де ΔU_i - зміна вихідної напруги ЦАП на i -му кроці ДІКМ-апроксимації, викликана зміною вхідного коду ΔN_i .

Динамічна похибка для такого типу апроксимації є найбільшою під час перетворення максимальної зміни вхідного коду ЦАП, який не перевищує розрядності АЦП прямого каналу $N_m = 2^m - 1$. Визначимо вимоги до часу встановлення ЦАП, за яких динамічна похибка за відпрацювання кожного кроку не перевищує 1/2 о.м.р. Враховуючи, що тривалість окремого кроку апроксимації T пов'язана із частотою зондувального сигналу числом кроків d апроксимації на період, умову неперевикнення динамічною похибкою рівня 1/2 о.м.р. запишемо у вигляді:

$$N_m e^{-1/df_0\tau\zeta} \leq 1/2.$$

Дана залежність дозволяє визначити необхідний час встановлення ЦАП:

$$t_{\text{вст}} = \frac{n+1}{m+1} \cdot \frac{1}{df_0}.$$

Розраховані за наведеним виразом вимоги до часу встановлення є дещо завищеними, оскільки в усталеному режимі максимальні прирости можуть бути меншими, ніж $2^m - 1$.

Використовуючи залежність зміни фазових характеристик відповідно до співвідношення, яке дає змогу вилучити із розгляду додаткову змінну m , яка визначає розрядність АЦП:

$$N_m = \frac{N_n}{2} \sin \omega_0 t \Big|_{-T/2}^{T/2} = N_n \sin \frac{\pi}{d}$$

Відповідно для $n=11$ розрядного ЦАП отримаємо:

$$t_{\text{вст}} = \frac{1}{d\{1 + 0,28 \lg[\pi/d]\}} \cdot \frac{1}{f_0} \approx \frac{3,6}{d[4,1 - \lg(d)]} \cdot \frac{1}{f_0}.$$

Як видно з отриманого виразу вибір часу встановлення залежить не лише від робочої частоти, але і від числа кроків апроксимації на період. У табл 5.7 наведено значення необхідного часу встановлення для різних частот і кроків апроксимації.

Відповідно до проведених розрахунків встановлено наступні закономірності:

- на вибраній частоті вимірювання фазовий зсув зумовлений інерційністю елементів, які беруть участь у цифровому синтезі гармонічних напруг і є сталим, і його вплив можна компенсувати;

- похибки відтворення амплітуди основної гармоніки на заданій частоті мають мультиплікативний характер і їх вплив можна усунути калібруванням сигнального перетворювача;

- порівняння різних способів формування гармонічних напруг показало, що найжорсткіші вимоги висуваються до динамічних показників ЦАП на основі дельта-імпульсно-кодової модуляції.

Таблиця 5.7

Вимоги до часу встановлення $t_{вст}$ перетворювача за відповідно до робочої частоти f_0 (МГц) та кількості кроків апроксимації d

d	$t_{вст}$, нс			
	$f_0 = 0,1$	$f_0 = 0,2$	$f_0 = 0,5$	$f_0 = 1$
512	51	24	9	4
256	78	38	15	7
128	140	70	28	14
64	240	120	48	24
32	418	208	82	42

5.4. Методи зменшення похибок в процесі цифрового оброблення сигналів сигнальних перетворювачів імпедансу

Цифрове оброблення сигналів сигнального перетворювача імпедансу передбачає "оцифровування" вимірювального сигналу після етапу перетворення імпедансу на напругу та проведення подальших вимірювальних операцій у цифровому вигляді. Проте перетворення аналогового сигналу на цифровий неминуче призводить до виникнення методичних та інструментальних похибок. Ступінь впливу цих та інших похибок на результат вимірювання значною мірою залежить від обраного алгоритму цифрового опрацювання сигналу. В процесі вимірювання складових імпедансу за допомогою розробленого сигнального перетворювача, цифрове оброблення

здійснюється за алгоритмом квадратурного розділення. На рис. 5.10 представлено схему вимірювального каналу для розрахунку похибок цифрового оброблення сигналу. На ній зображено основні джерела методичних та інструментальних похибок і зазначено місця їх дії згідно із методикою дослідження. Методичні похибки цифрового оброблення виникають, по-перше, внаслідок дискретизації, у результаті якої інтеграл, що описує ідеальну реалізацію алгоритму квадратурного розділення, замінюється сумою відліків у дискретні моменти часу t_i :

$$N_X = \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} u_X(t_i) u_0(t_i).$$

По-друге, заміна значень самих відліків вимірюваного $u_X(t_i)$ сигналу кодом $M_X(t_i)$ обмеженої розрядності зумовлює появу похибок квантування $\Delta_K(t_i)$. За аналогією представлення опорного $u_0(t_i)$ сигналу числовим еквівалентом $M_0(t_i)$ у скінченному форматі призводить до похибок заокруглення $\Delta_3(t_i)$.

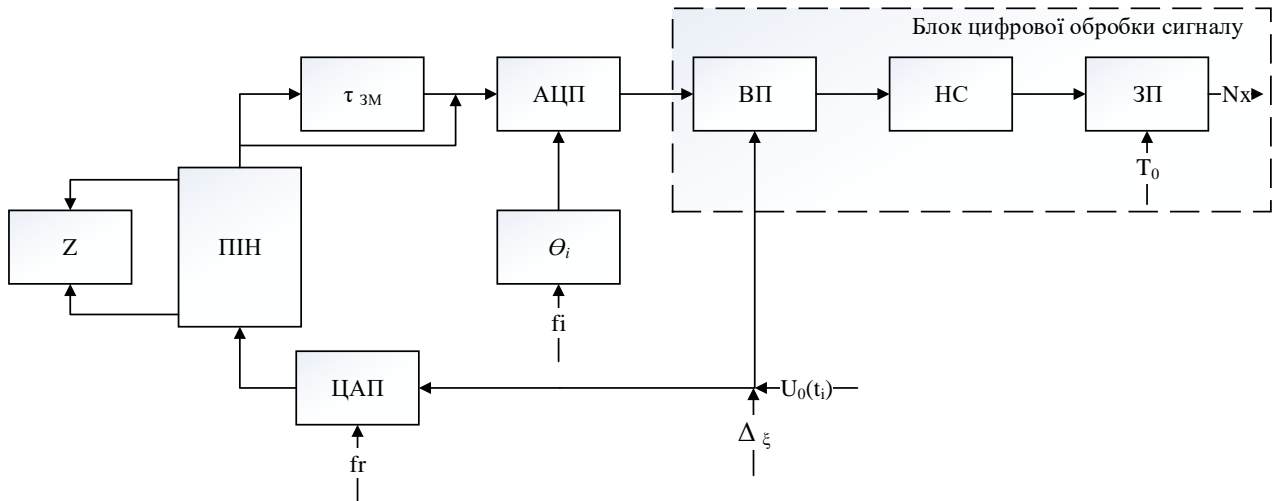


Рис. 5.10. Схема вимірювального каналу для розрахунку похибок цифрового оброблення сигналів

В процесі синтезу зондувального сигналу виникають похибки, які проявляють себе як джерела вищих гармонік, тому результатом їх дії на

вимірювальний перетворювач “імпеданс-напруга” є поява у його вихідному сигналі відповідних гармонічних складових $u_v(t_i)$.

У реальних умовах на результат цифрового оброблення впливають різного роду шуми і завади, а також інструментальні похибки ЦАП і АЦП, що зазначено на рис. 5.10 джерелами Δ_ξ , $\Delta_{\text{ЦАП}}$ і $\Delta_{\text{АЦП}}$. Інерційність елементної бази зумовлює появу систематичних паразитних фазових зсувів (затримок) $\tau_{\text{ЗМ}}$ та неконтрольованих випадкових зміщень θ_i моментів дискретизації оброблюваного сигналу. Ці явища відображено на схемі відповідними елементами затримок.

Похибка від дискретизації належить до методичних і виникає через заміну неперервної алгоритмічної функції $\Phi(t) = u_x(t) \cdot u_0(t)$ сходинковою - $\Phi(t_i) = u_x(t_i) \cdot u_0(t_i)$. Інакше кажучи, похибка дискретизації відображає результат наближеного обчислення інтеграла за формулою прямокутників. За рівномірної дискретизації в часі з кроком $T = T_0/p$ абсолютну похибку, яка виникає при цьому, можна визначити за виразом:

$$\Delta_{\text{Д}} = \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} u_x(t_i) u_0(t_i) - \frac{a}{p} \int_0^{T_0} u_x(t) u_0(t) dt$$

Аналіз наведеного виразу показує, що похибки, викликані дискретизацією гармонічного сигналу під час його цифрового оброблення за алгоритмом квадратурного розділення, перетворюються на нуль за числа кроків дискретизації більшого за три. Важливо також зазначити, що вибір початку відліку не впливає на результат цифрової обробки сигналу. Отже, для $p \geq 3$ наведений вираз визначення похибки, який описує ідеальну реалізацію цього алгоритму, причому величина і може змінюватися не обов'язково від нуля, а від довільного цілого числа s до $p + s - 1$ буде мати вигляд:

$$N_x = \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} u_x(t_i) u_0(t_i).$$

Похибки від квантування виникають внаслідок заміни миттєвих значень сигналу в точках дискретизації $u_x(t_i)$ кодами обмеженої розрядності m :

$$\Delta_i = M_x(i) - u_x(t_i).$$

У результаті вираз, який описує реалізацію цифрового алгоритму квадратурного розділення, набуває вигляду:

$$N_x = \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} M_x(t_i) M_0(t_i).$$

За відсутності кореляції похибки квантування із вимірюваним сигналом та при відомому законі її розподілу можна так визначити числові характеристики похибки оброблення сигналу, які вносяться квантуванням:

$$M(\Delta_K) = 0 \quad i \quad D(\Delta_K) = \frac{a^2}{2p} D(\Delta_i).$$

Як впливає із наведених виразів, систематична складова похибки результату цифрового оброблення сигналу дорівнює нулю навіть за наявності систематичної складової у самій похибці квантування

$M(\Delta_K) = 0 \quad i \quad D(\Delta_K) = \frac{a^2}{2p} D(\Delta_i)$. Дисперсія похибки квантування внаслідок

цифрового оброблення сигналу зменшується пропорційно збільшенню числа p точок на період. Одержані вирази, однак, не є достовірними для умов реалізації у засобах вимірювання імпедансу передовсім з таких причин:

- похибки квантування виникають не лише впродовж вимірювань миттєвих значень оброблюваного сигналу, але й під час формування опорного сигналу;
- за незначної кількості рівнів квантування у АЦП паралельного типу, а також у зв'язку із обмеженим форматом представлення опорного сигналу існує значна кореляція між сигналами та похибками квантування.

Для підвищення точності визначення похибок квантування на результати цифрового оброблення сигналу застосуємо квазістатистичний підхід, що ґрунтується на імітаційному моделюванні роботи пристрою у діапазоні можливих значень вимірюваної величини і має на меті визначення не лише граничних значень похибок результату за різних параметрів реалізації

вимірювального каналу, але й законів їх розподілу та відповідних числових характеристик.

Використовуючи паралельне АЦП квантування відбувається ототожненням із нижнім рівнем зони квантування. Похибка вимірювання складових імпедансу, що виникає внаслідок квантування під час реалізації цифрового оброблення за алгоритмом квадратурного розділення, описується виразом :

$$\begin{aligned}\Delta_K &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} M_X(i)M_0(i) - \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} u_X(t_i)u_0(t_i) = \\ &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} [M_X(i)\varepsilon(i) + M_0(i)\Delta(i)\varepsilon(i)]\end{aligned}$$

де $M_X(i) = Ent \left[\frac{U_A \sin(\alpha i) + U_P \cos(\alpha i)}{q} \right]$ - результат аналого-цифрового

перетворення миттєвого значення напруги $u_X(t_i)$, $\alpha = \frac{2\pi}{p}$; $Ent[*]$ і $Fr[*]$

символи, що означають відповідно цілу і дробову частину числа;

$$M_0(i) = Rnd \left[(2^b - 1) \sin(\alpha i) \right] \text{ або } M_0(i) = Rnd \left[(2^b - 1) \cos(\alpha i) \right].$$

Числовий еквівалент значення опорного сигналу на i -му кроці дискретизації відповідно під час виділення активної або реактивної складових; $Rnd[*]$ - символ заокруглення до цілого числа; b - формат (розрядність) представлення опорного сигналу;

$$\Delta(i) = Fr \left[\frac{U_A \sin(\alpha i) + U_P \cos(\alpha i)}{q} \right]$$

де $\Delta(i)$ - похибка квантування i -го відліку; q - крок квантування АЦП;

$\varepsilon(i) = M_0(i) - u_0(t_i)$ - похибка представлення опорного сигналу на i -му кроці внаслідок заокруглення.

Проведений квазістатистичний аналіз ґрунтується на результатах гістограм розподілу похибок. Для цього за заданих числа кроків дискретизації p , розрядності АЦП m та формату представлення опорного сигналу B визначають похибку результату ЦОС у діапазоні можливих значень

оброблюваного сигналу иЦї). За декадної організації піддіапазонів вимірювання вектор напруги иДї) змінюється у площині з такими межами:
 $U_A = (0.1/1.0)U_m, U_P = (0.1/1.0)U_m$

Для визначення формату представлення опорних сигналів використовується кількість розрядів вхідних слівв перемножувальних пристроїв, тому прийmemo $b=8$. Оскільки рівень похибок (шуму) квантування збільшується із зменшенням розрядності АЦП, то детально дослідимо вплив похибок квантування на результат цифрового оброблення для 6-розрядних АЦП. Результати досліджень подамо у масштабі абсолютних похибок в одиницях молодшого розряду (о.м.р.) вимірювача, вважаючи, що результати вимірювання подаються у 10-бітному форматі.

Дослідження показали, що розподіл похибок від квантування у площині значень вимірюваної величини є випадковим, тому доцільно застосувати статистичні методи для кількісного оцінювання розподілу похибки як випадкової величини. Для визначення форми розподілу похибок у інтервалі їх групування результати моделювання слід подати у вигляді гістограм.

Будуючи гістограму, важливо є вибрати оптимальне число h інтервалів групування випадкової величини. Оптимальне значення h знаходиться у межах

$$h_{\min} = 0,55v^{0,4} \text{ і } h_{\max} = 1,25v^{0,4}$$

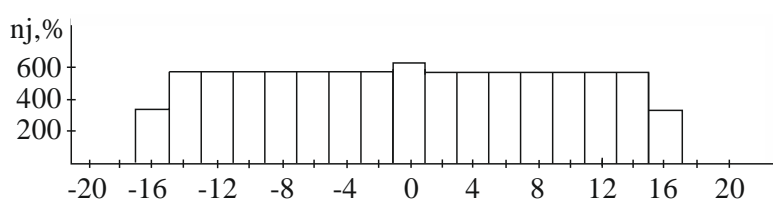
де v - об'єм вибірки (кількість спостережень за випадковою величиною).

Для гістограми розподілу похибки за активною складовою задамо мінімальний крок $S_A = 0,001U_m$, що відповідає молодшому розряду вимірювача, а крок за реактивною складовою за $S_P = 0,1 U_m$. Аналогічно для похибки вимірювання реактивної складової $S_P = 0,001 U_m$ і $S_A = 0,1 U_m$. Враховуючи діапазони та значення кроків зміни вхідної величини, обчислюємо об'єм вибірок $v = 901 \times 10 = 9010$ і визначаємо $h = 21$.

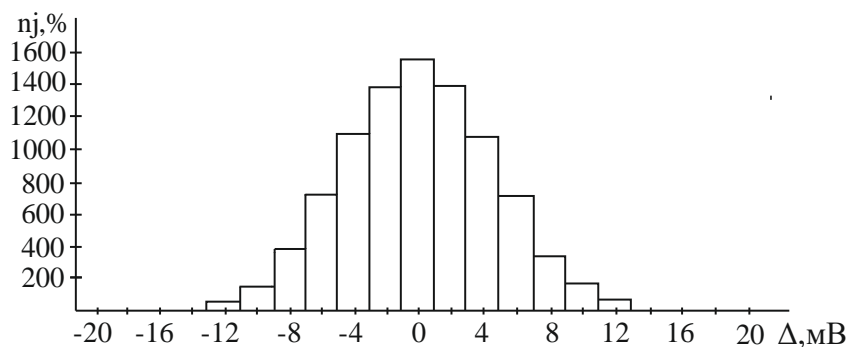
На рис. 5.11 наведено результати розрахунку похибок, зумовлених квантуванням відліків оброблюваного сигналу 6-розрядним АЦП та однобайтним форматом подання опорних сигналів для різних p .

В процесі проведення порівняльного аналізу використано діапазон похибок від -21 о.м.р. до +21 о.м.р. при ширині інтервалу групування 2 о.м.р.

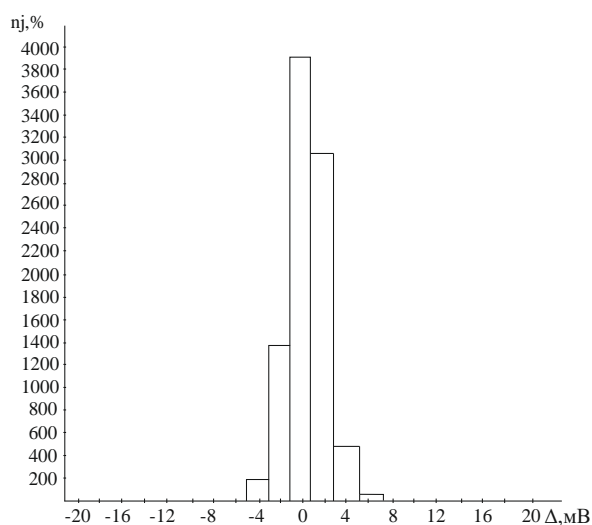
На основі результатів моделювання побудовано гістограми (рис. 5.11), які ілюструють зміну не лише ширини, але й характеру розкиду похибок залежно від параметра p . Так, при $p=4$ похибки розподілені майже за симетричним трапецеїдальним законом розподілу із граничними значеннями ± 16 о.м.р. (рис. 5.11, а), а при $p=16$ графік розподілу уже нагадує усічений нормальний закон із приблизно такими самими значеннями граничних похибок. Подальше збільшення p істотно не змінює форми розподілів, а діапазони розкиду похибок поступово звужуються.



а)



б)



в)

Рис. 5.11. Гістограми розподілу похибок від квантування за числа кроків дискретизації $p=4$ (а), $p=16$ (б) і $p=128$ (в)

Проведено дослідження числових характеристик розподілів похибок за зміни числа відліків оброблюваного сигналу за період (рис. 5.12). На рис. 5.13 наведено залежність середньокватратичного відхилення похибок результату цифрового оброблення сигналу від числа p кроків дискретизації за період зондувального сигналу. Із збільшенням p вплив похибок від квантування послаблюється, що свідчить про випадковий характер похибок квантування відліків у площині спостереження.

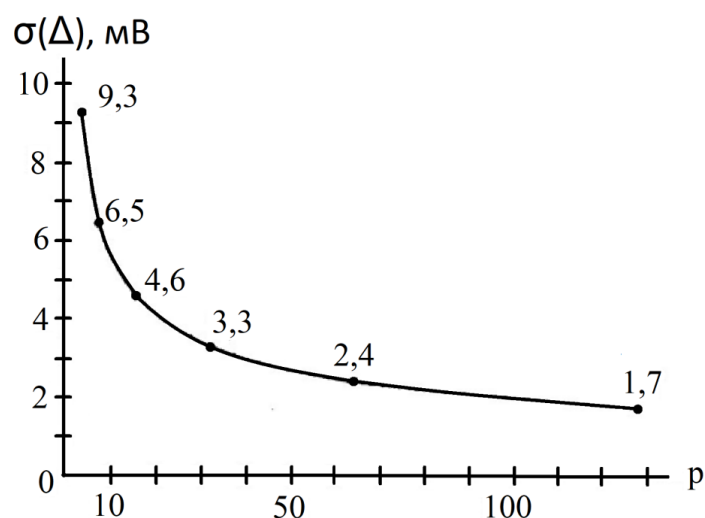


Рис. 5.12. Залежність випадкової складової похибки ЦОС від числа відліків оброблюваного сигналу за період

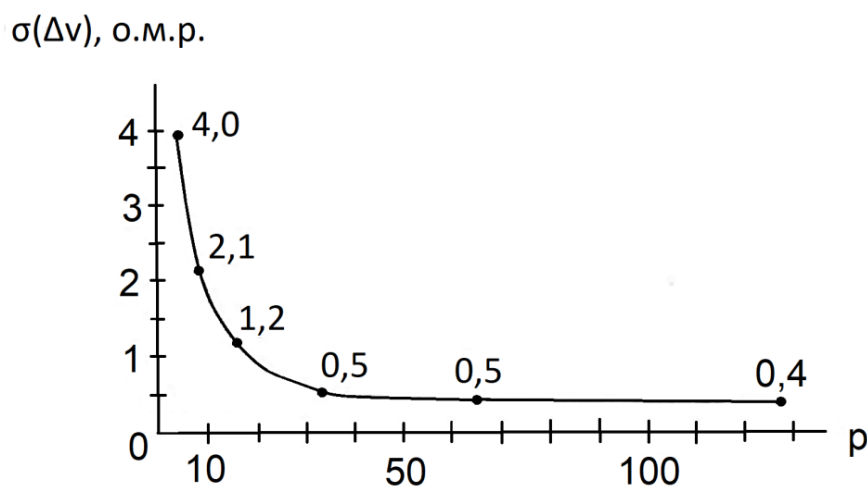


Рис. 5.13. Залежність с.к.в. похибок цифрового оброблення

Залежність випадкової складової похибки $\sigma(\Delta_K) = f(p)$ від числа відліків оброблюваного сигналу за період описується функцією:

$$p = 16 \cdot 2^i; \sigma(\Delta_K) = 4,6 \cdot 2^{-\frac{i}{2}}$$

Як видно з наведеного виразу при $f=0$ існує оптимальне з погляду швидкодії та точності значення числа кроків дискретизації, тобто $p_{op} \sim 16$ і $a_{op} = 4,6$.

Даний підхід аналізу використано для визначення розподілу похибок квантування з використанням 8- та 10-розрядних АЦП. Опрацювання одержаних даних дає підстави зробити такі висновки:

- систематична складова похибки не перевищує 1 о.м.р. за будь-яких p ;
- зміна розрядності АЦП не змінє характеру залежності $a(A_K)$ від p ;
- для одержання залежності $\sigma(\Delta_K) = f(p)$ для 8- чи 10-розрядних АЦП достатньо змінити масштаб графіка по осі ординат відповідно у $2^6/2^8 = 0,25$ або $2^6/2^{10} = 0,0625$ рази.

За результатами досліджень встановлено похибки цифрового оброблення сигналу спричинені квантуванням залежать від розрядності m АЦП і числа кроків дискретизації p оброблюваного сигналу за період. Враховуючи наведені висновки, оцінити середньоквадратичне відхилення згаданих похибок в о.м.р. у разі 10-бітного представлення результатів вимірювання можна за виразом:

$$\sigma(\Delta_K) = \frac{18,4}{2^{(m-6)} \sqrt{2^{\log_2 p}}}$$

Розбіжність аналітичних результатів середньоквадратичних відхилень, одержаними за даними моделювання, не перевищує 5 %.

В сенсорних пристроях зокрема СПІ діють зосереджені за частотним спектром (гармонічні) завади, які, накладаючись на корисний сигнал, створюють, як правило, адитивну похибку, обмежуючи рівень чутливості вимірювального пристрою. Найчастіше гармонічними завадами є наведення на вимірювальний канал від силової електромережі частотою 50 Гц. Коли частота оброблюваного сигналу набагато перевищує частоту гармонічної завади, вплив останньої в межах періоду можна розглядати як постійне зміщення. Алгоритм

квадратурного розділення забезпечує інваріантність до постійної складової у складі оброблюваного сигналу. Разом з тим високочастотні завади негативно впливають на метрологічні характеристики вимірювального каналу.

Для оцінювання чутливості цифрового алгоритму квадратурного розділення до впливу вищих гармонік використано методи математичного моделювання. У засобах вимірювання імпедансу такі гармоніки є наслідком цифрового способу формування зондувального сигналу, який утворений рівномірною сходишковою апроксимацією гармонічного сигналу із d кроками на період у його спектрі, окрім основної, містяться вищі гармоніки із номерами $v = kd \pm 1$. Відповідні гармонічні складові міститимуться і у вихідному сигналі перетворювача “імпеданс-напруга”. Отже, швидкодіючий АЦП паралельного типу оцифровує суміш корисного сигналу і гармонік $u_x(t) + u_v(t)$, тому в кожному із p відліків вплив вищих гармонік проявляється як амплітудні спотворення:

$$M(i) = M_x(i) + \Delta M(i)$$

де $M_x(i) = Ent\{u_x(t_i)/q\}$ - результат аналого-цифрового перетворення корисного сигналу (за відсутності гармонік); $\Delta M(i) = Ent\{\Delta u(t_i)/q\}$ - похибка i -го відліку, зумовлена дією вищих гармонік.

Розподіл похибок відліків ΔM_v від дії вповдовж періоду v -ї гармоніки $u_v(t_i) = \frac{U_m}{V} \sin(v\omega_0 t_i)$ підпорядкований арксинусоїдальному закону, густина ймовірності якого описується виразом:

$$p(\Delta M_v) = 1/\left[\pi \sqrt{\left(\frac{U_m}{qv}\right)^2 - (\Delta M_v)^2}\right]$$

а середньоквадратичне відхилення становить $\sigma(\Delta M_v) = \frac{U_m}{qv\sqrt{2}}$. Через значну кореляцію між сусідніми $(kd-1)$ і $(kd+1)$ гармоніками вираз для оцінювання сумарного середньоквадратичного відхилення відліків АЦП від номінальних значень від дії гармонік k -го порядку набуває вигляду

$$\sigma(\Delta M_k) = \sigma(\Delta M_{kd-1}) + \sigma(\Delta M_{kd+1}) \approx \frac{\sqrt{2}U_m}{qkd}$$

Оскільки із збільшенням номерів ν гармонік їхні амплітуди пропорційно зменшуються, за нерівністю $\left| Ent \left\{ \frac{\sqrt{2}U_m}{qk_{\bar{A}D}d} \right\} \right| < 1$ можна гармонік k_{GP} , які ще потрапляють до зони чутливості q АЦП.

Враховуючи, що на блок цифрового оброблення сигналу надходять відліки, спотворені дією завад, їх оброблення за алгоритмом квадратурного розділення певною мірою послаблює вплив гармонік на результат вимірювання. У цьому аспекті можна говорити про виправляючу здатність обраного алгоритму оброблення сигналу або про зниження чутливості до впливу вищих гармонік [237].

Результати цифрового оброблення спотворених відліків описуються виразом:

$$\begin{aligned} \bar{N}_x &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} [M_x(i) + \Delta M(i)] \cdot M_0(i) = \\ &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} M_x(i) \cdot M_0(i) + \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} \Delta M(i) \cdot M_0(i) = N_x + \Delta_v \end{aligned}$$

Наслідки дії гармонічних завад можна розглядати як абсолютну похибку Δ_v вимірювання складових імітансу. Прийнемо рівень згаданої похибки за кількісну оцінку чутливості алгоритму до дії завад.

Враховуючи лінійність вимірювального каналу є можливість застосувати для дослідження принцип суперпозиції, за яким результат дії складного сигналу збігається із сумою часткових результатів [238]. Це дає змогу обчислювати похибки як результати цифрового оброблення сигналу, коли прикладена до вимірюваного імітансу зондувальна напруга являє собою лише гармонічні складові, а основна гармоніка відсутня:

$$\begin{aligned} \Delta_v &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} \Delta M(i) \cdot M_0(i) = \\ &= \frac{a}{p} \sum_{i=0}^{p-1} \sum_{\nu} Ent \left\{ \frac{W(\nu w_0) U_m}{q\nu} \sin \left[\frac{2\pi\nu}{d} i + \Psi_{\nu} + \varphi_w(\nu \omega_0) \right] \sin \left(\frac{2\pi}{d} i + \varphi_0 \right) \right\} \end{aligned}$$

Як впливає із наведених виразів, похибки Δ_v залежать як від модуля коефіцієнта передачі перетворювача “імпеданс-напруга” на частотах кожної із

гармонік $W_{\phi}(v w_0)$, так і від відповідного фазового зсуву $\varphi(v w_0)$. Найбільшого спотворення відліки зазнають за граничних значень модуля коефіцієнта передачі та за когерентності фазових зсувів $\varphi(v w_0)$. Похибки Δ_v визначаються за максимумом для таких умов.

Для ґрунтового дослідження також застосуємо квазістатистичний підхід для знаходження розподілів похибок за різних фазових зсувів у діапазоні можливих значень (від 0 до 2π). Враховуючи, що розрядність АЦП і формат представлення опорного сигналу однакові та дорівнюють 8 бітів, а число кроків цифрової апроксимації зондувального сигналу становить $d=128$. За такої реалізації при $U_m=\pm 2,5$ В, $q=20$ мВ гармонічні складові при $k \geq 3$ знаходяться за межами чутливості 8-розрядного АЦП, тому обмежимося розглядом гармонік при $k=1$ і 2, що відповідає номерам $v=127, 128, 255, 257$. Приймаючи, що $a=2$, $W_{\phi}(v w_0)=1$, крок $\Delta\varphi_w=0,01$ рад, тоді обчислюємо об'єм вибірок v та оптимальне число інтервалів групування $h_{opt}=1$.

В результаті моделювання отримано гістограми розподілу для різних кроків дискретизації на період $p=4,16,32$. Встановлено, що зміна числа відліків істотно впливає не лише на діапазон розкиду похибок, але і на форму їх розподілів. Так, при $p=4$ похибки розподілені за дискретним двозначним законом, тобто зустрічаються із однаковими імовірностями лише два значення похибок $+4$ о.м.р. і -4 о.м.р. Із збільшенням m дискретний двозначний розподіл поступово трансформується спочатку (при $p=8$ і 16) у двомодальні, а згодом (при $p \geq 32$) внаслідок зближення вершин - у експоненційні.

Відповідно до одержаних результатів розраховано числові характеристики похибок цифрового оброблення сигналу як випадкової величини. Зазначимо, що систематична складова похибки від впливу вищих гармонік відсутня для всіх значень p . Дисперсія випадкової складової зменшується з підвищенням числа відліків p . Аналіз залежності $\sigma(\Delta_v)$ від частоти відліків дає змогу зробити такі висновки:

- збільшення p є ефективним засобом зниження чутливості алгоритму оброблення сигналу до впливу вищих гармонік лише за невеликих його значень;

- ефективність алгоритму із збільшенням p знижується за гіперболічним законом - криву (рис. 6.10) на інтервалі $p=4+16$ можна апроксимувати виразом:

$$\sigma(\Delta_v) = 0,2 + 15/p$$

- починаючи із $p=32$, збільшення p не дає відчутного для практики покращання стійкості алгоритму до впливу вищих гармонік;
- на інтервалі $p=32+128$ рівень середньоквадратичного відхилення не перевищує 0,5 о.м.р., а самі похибки розподілені за одномодальним законом;
- оскільки збільшення p пов'язане із додатковими часовими і апаратними затратами, то оптимальним з погляду стійкості до впливу гармонік є $p=32$.
- сигналу, зумовлених вищими гармоніками, від кількості відліків за період. Для оптимального $p=32$ значення похибки за дії вищих гармонік із довірчою ймовірністю $P_d=0,99$ не перевищує одиниці молодшого.

Отже, цифровий алгоритм квадратурного розділення забезпечує значне зниження чутливості вимірювального пристрою до впливу вищих гармонік. Для повного усунення впливу гармонічних похибок потрібно застосувати попередню фільтрацію оброблюваного сигналу.

Висновки до розділу 5

1. Проведено розрахунок похибок джерела активуючого синусоїдального сигналу методом сходиноквої апроксимації, в результаті чого вперше встановлено, що представлення миттєвих значень гармонічного сигналу на кожному кроці апроксимації числом обмеженого формату приводить до виникнення нових гармонік спектру апроксимованого сигналу. Рівень гармонік, які виникають не перевищує амплітуд гармонік $d-1$ і $d+1$ сходиноквої апроксимації, проте їх наближення до основної гармоніки вдвічі знижує точність вимірювання.

2. Встановлено, що статичні похибки ЦАП після корегування нуля та калібрування викликають похибки формування компенсаційних напруг із зменшенням рівня напруг похибки зростають. Фазові затримки компенсаційних напруг є сталими і визначаються виключно методичними похибками. Внаслідок нелінійності функції перетворення ЦАП виникають гармоніки, близькі до основної, однак при 128 рівнях апроксимації та однобайтному представленні відліків їх рівень не перевищує 60 дБ.

3. Вперше виявлено, що на вибраній частоті вимірювання фазовий зсув, зумовлений інерційністю елементів, що беруть участь у цифровому синтезі гармонічних напруг, є сталим, тому його вплив можна компенсувати. Похибки відтворення амплітуди основної гармоніки на заданій частоті мають мультиплікативний характер, і їх вплив можна усунути калібруванням вимірювального каналу.

4. Встановлено, що зміна розрядності АЦП в процесі формування активуючого сигналу не змінює характеру залежності середньоквадратичного відхилення від кількості вибірок за період p .

5. Встановлено, що збільшення числа вибірок за період гармонічного активуючого сигналу дає можливість знизити чутливість алгоритму цифрового оброблення сигналу до впливу вищих гармонік лише за невеликих його значень не більше 20.

6. За результатами проведених досліджень встановлено, що оптимальне значення числа вибірок за період гармонічного активуючого сигналу складає $p=32$ при якому величина відхилення не перевищує одиниці молодшого розряду АЦП.

РОЗДІЛ 6. РЕАЛІЗАЦІЯ ТА АПРОБАЦІЯ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПРИБОРІВ ІМПЕДАНСНОЇ СПЕКТРОСКОПІЇ

6.1. Сигнальні перетворювачі імпедансу оптичних сенсорів температури

Запропонована методика побудови СПІ використана для практичної реалізації ряду оптичних сенсорів [239-243] температури, параметри яких визначаються імпедансними характеристиками фотоелектронних перетворювачів. Згідно результатів проведених досліджень ці характеристики отримують з допомогою СПІ потенціостатичного методу вимірювання. Інформаційний сигнал формується під впливом тестового оптичного випромінювання модульованого певною частотою. Для такого типу перетворювачів активуючим сигналом фактично виступає джерело світла, а джерелом сигналу – фотоелектронний перетворювач. Розроблені та модифіковані СПІ використані в оптичних сенсорах температури [244,245,249], зокрема, в сенсорах на основі рідких кристалів [246] та сенсорах на основі п'єзоелектричних інфрачервоних перетворювачів.

Нами реалізовано оптичний сенсор [252-260] на основі рідких кристалів, які володіють високою чутливістю до впливу зовнішніх факторів в тому числі температури. Висока чутливість викликана наявністю анізотропії електричних, магнітних та оптичних величин. Такі властивості забезпечують стабільну роботу в умовах високого рівня електромагнітних завад. Оптичні сенсори базуються на оптоелектронних приладах, що складаються з джерела світла, фотоприймача і оптично активного середовища. Зміна оптичних властивостей активного середовища під дією зовнішнього фактора впливає на вихідний сигнал фотоприймача, що використовується для детектування зовнішнього фактора (температури).

Речовини з надмолекулярною спіральною структурою особливо ті, смуга селективного відбивання яких лежить у видимій області спектру, дають можливість їх використання для створення оптоелектронних сенсорів. До таких

матеріалів належать холестеричні рідкі кристали, особливістю яких є наявність у шарі надмолекулярної спіральної структури. Для холестеричних рідких кристалів характерний крок спіралі P_0 , який є великим порівняно з розміром молекул і залежить від природи молекул і зовнішнього впливу. Крокові P_0 відповідає поворот осі орієнтації молекул (директора) на кут 2π .

У реальних умовах крок P_0 деформується і формула, яка визначає крок холестеричної спіралі, обмеженої двома поверхнями, має вигляд:

$$P = \frac{P_0}{\left(1 - \frac{\left|1 + 2 \ln \left(\frac{2\pi d}{P}\right)\right| P_0}{8\pi d (K_{22}/K_{23})^{1/2}}\right)}$$

де P – реальний крок холестеричної спіралі; d – відстань між поверхнями; K_{22} і K_{23} константи пружності Франка.

Спіраль холестеричного рідкого кристалу – це не що інше, як дифракційна решітка, період якої становить $d = P/2$. Відомо, що на дифракційній решітці можна отримати дифракційну картину. Розподіл максимумів та мінімумів цієї картини визначається законом Вульфа-Берга:

$$2d \cdot \sin \theta = m \cdot \lambda,$$

де d – період дифракційної решітки; λ – довжина хвилі падаючого світла; m – ціле число; θ – кут між падаючим променем та площиною дифракційної решітки. За умови, коли $\theta = 90^\circ$ можна записати вираз:

$$2d = m \cdot \lambda.$$

З формули випливає, що максимум у відбитому світлі буде спостерігатися на довжині хвилі, що дорівнює подвоєному періоду дифракційної решітки. Застосувавши це до номенклатурної холестеричної спіралі, отримаємо, що максимум існуватиме у разі падіння світла з довжиною хвилі, рівною кроку спіралі $\lambda = 2d = 2P/2 = P$, (без урахування показника заломлення середовища).

Отже, під час нормального падіння світла на планарно орієнтований холестеричний рідкий кристал існує можливість змінювати кроку його спіралі, а отже зміни кольору, який відіб'ється від шару холестеричного рідкого кристалу. Реєструючи зміну довжини хвилі селективно відбитого світла під дією

температури, можна використовувати цю властивість створюючи оптоелектронний сенсор температури.

Проведені нами експериментальні вимірювання температурної залежності спектрів поглинання холестеричного рідкого кристала КЕТ90700 в температурному діапазоні від 293 до 303 К (рис. 6.1). Як видно з рис. 6.1, а, зі збільшенням температури холестеричного рідкого кристала максимум селективного відбивання зміщується в напрямку. більшої довжини хвилі

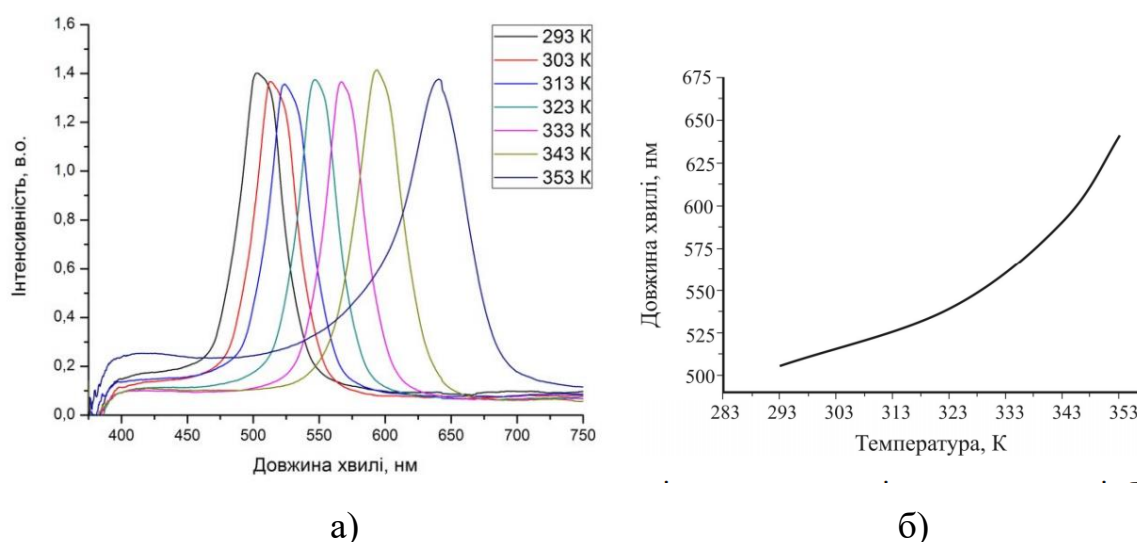


Рис. 6.1. Спектр поглинання холестеричного рідкого кристала КЕТ90700 для різних значень температури (а) і залежності максимумів селективного відбивання для холестеричного рідкого кристала КЕТ90700(б)

Отримані результати використані в процесі реалізації оптоелектронного сенсора температури, блок-схему якого (рис. 6.2), з використанням дослідженого матеріалу як чутливого елемента такого сенсора. Принцип дії оптоелектронного сенсора [251,256-258] температури базується на реєстрації зміни спектральних характеристик випромінювання, яке пройшло крізь рідкокристалічну комірку (або відбилось від неї), викликаної зміною кроку надмолекулярної спіральної структури під впливом температури.

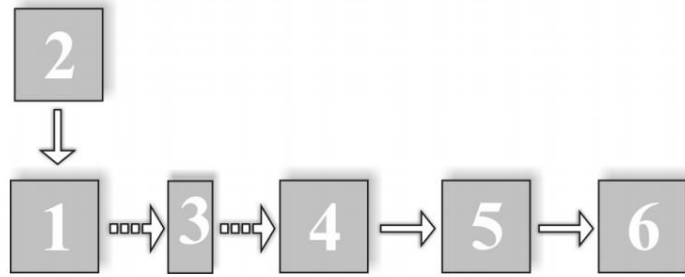


Рис. 6.2. Блок-схема оптоелектронного сенсора температури:

1 – джерело випромінювання (RGB світлодіод); 2 – блок живлення джерела випромінювання; 3 – первинний перетворювач (РК комірка); 4 – фотоприймач (RGB фотодіод); 5 – блок контролю та реєстрації результатів вимірювання; 6 – ПК

Структурна схема електронного сенсора представлена на рис.3. Світловий промінь від джерела випромінювання (1), проходячи крізь первинний перетворювач (3) – температурно залежну РК комірку, змінює свої оптичні характеристики, які фіксуються за допомогою RGB фотоприймача (4). Отримані електричні сигнали надходять у блок контролю та реєстрації (5), де оцифровуються і використовуються як вхідні параметри в ході виконання внутрішньої програми мікроконтролера, після чого за допомогою вбудованого USB-інтерфейсу передаються в ПК для відображення. Функціональна схема оптоелектронного сенсора температури представлена на рис 6.3.

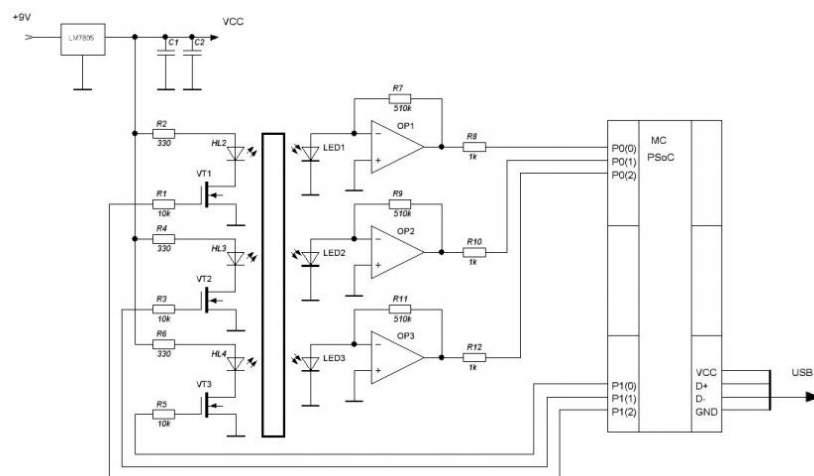


Рис. 6.3. Функціональна схема оптоелектронного сенсора температури

Джерело світла на основі інтегрального RGB світлодіода фірми EXCEED RL-81-S3B7G746/I6 з піками інтенсивності випромінювання відповідно 645 нм, 520 нм, 465 нм ми використали для досягнення необхідної характеристики випромінювання. Живлення світлодіодів здійснюється через транзисторні ключі VT1-VT3, які працюють у режимі широтно-імпульсної модуляції, параметри якої визначаються мікроконтролером для досягнення необхідної інтенсивності світлового потоку. Реєстрація спектральних характеристик випромінювання, яке пройшло через комірку, здійснюється за допомогою RGB фотодіода S9702 фірми Hamamatsu. Операційні підсилювачі OP1-OP3 формують необхідний рівень інформаційних сигналів для аналогових входів мікроконтролера. Вбудований АЦП перетворює аналогові сигнали в цифровий 14-розрядний код, який використовується під час програмної обробки та аналізу. Робота внутрішнього програмного забезпечення полягає у порівнянні цифрових кодів вхідних сигналів з відповідними кодами значень вбудованої бази даних. При цьому певній вхідній комбінації відповідає певне значення вимірюваного параметра. Отримане вихідне значення температури за допомогою вбудованого інтерфейсу передається на ПК для відображення у зручній для користувача формі. Передбачено представлення значення температури як у аналітичній, так і в графічній формі. Результати вимірювань використовуються також для формування бази даних та під час проведення калібрування сенсора. Фрагмент отриманих залежностей значень цифрових кодів довжин хвиль на RGB фотодіоді представлений у табл. 6.1.

Точність вимірювання визначається чутливістю первинного перетворювача та розрядністю внутрішнього АЦП.

Запропонована функціональна схема температурного сенсора є універсальною, а величина інтервалу вимірюваних температур та точність вимірювання визначаються властивостями холестеричного матеріалу, який використовується в первинному перетворювачі. У разі застосування матеріалу KET90700 вимірюваний діапазон температур становить від 283 до 353 К, чутливість 0,25 °/нм. Наявність вбудованого 14-розрядного АЦП забезпечує точність вимірювання температури на рівні 0,01 К.

Запропонована методика та схема побудови може бути використана для створення та моделювання інших сенсорів, побудованих на основі чутливих рідкокристалічних комірок.

Таблиця 6.1

Отримані цифрові коди довжин хвиль на RGB

λ , (нм)	Діапазон значень вхідної напруги, В	Діапазон кодів перетворення	Діапазон значень імпедансу, Ом
630	R - 0,54...0,58	R – 00110111-00111011	3600-8700
	G - 0...0,02	G – 00000000-00000010	0-1300
	B - 0...0,02	B - 00000000-00000010	0-1300
680	R - 1,54...1,58	R – 10011101-10100001	10260-10533
	G - 0...0,02	G – 00000000-00000010	0-1300
	B - 0...0,02	B - 00000000-00000010	0-1300
540	R – 0...0,02	R – 00000000-00000010	0-1300
	G – 2,24...2,28	G – 11100101-11101001	14933-15200
	B – 0,038...0,042	B - 00000011-00000100	253-280
460	R - 0...0,02	R – 00000000-00000010	0-1300
	G – 0,09...0,12	G – 00001001-00001100	600-800
	B – 1,92...1,96	B – 11000100-11001000	12800-13066

Перспективним напрямком побудови сенсорів температури є використання оптичного випромінювання інфрачервоного діапазону, яке дає можливість оцінити температурні параметри досліджуваного об'єкта.

Нами проведено реалізацію СПІ для оптико-частотного температурного сенсора в якому використовується потенціостатичний метод перетворення. Вхідне коло такого сенсора реалізовано на основі інфрачервоного давача, який реєструє зміну температури, яка в свою чергу викликає зміну ємнісної складової повного опору на електродах колектор-колектор пари біполярних транзисторів, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру (рис. 6.4).

Розроблений СПІ складається з давача температури та перетворювача напруга-частота.

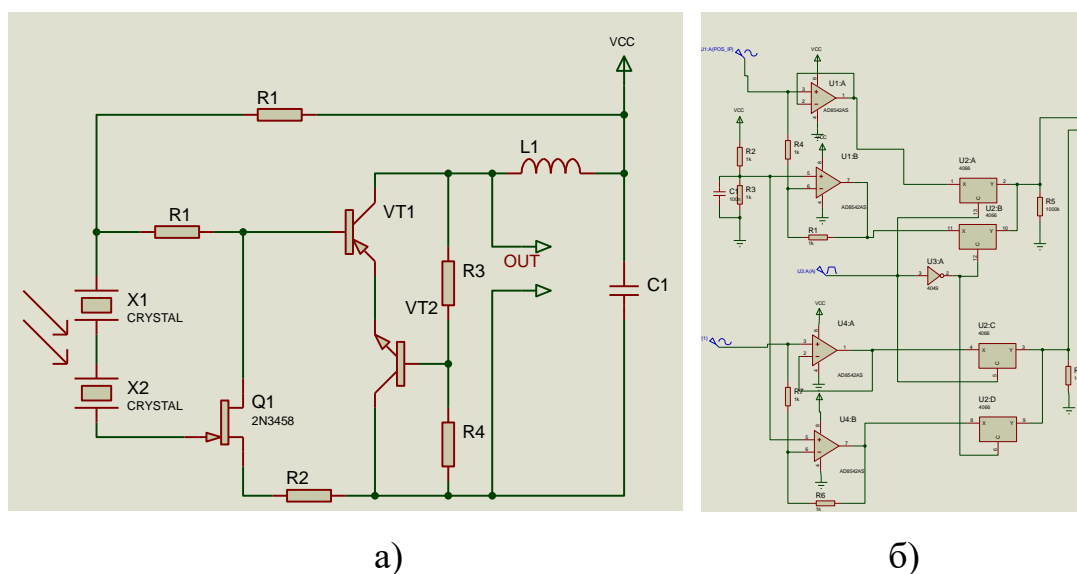


Рис. 6.4. Електрична схема вхідного кола (а) та синхронного детектора СПІ (б) оптико-частотного температурного сенсора

Коли зміна температури відсутня, тоді вимірювання не відбуваються. В момент часу, коли на електродах колектор-колектор пари біполярних транзисторів виникає від'ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі (контур утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах колектор-колектор пари біполярних транзисторів VT1, VT2 та пасивною індуктивністю L). При наступній дії зміни температури, яка приймається давачем, змінюється вихідна напруга на ньому, яка змінює ємнісну складову повного опору на електродах колектор-колектор пари біполярних транзисторів, а це викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що активна складова повного комплексного опору кола приймає від'ємне значення, що подано на рис. 6.5. В свою чергу, а реактивна складова повного комплексного опору кола має ємнісний характер (рис. 6.6).

Як видно з графіка рис. 6.5 експериментальна залежність активної складової повного комплексного опору від напруги живлення має вигляд

кривої, що спадає, а потім знов зростає, в той час як теоретична зростає майже за лінійним законом.

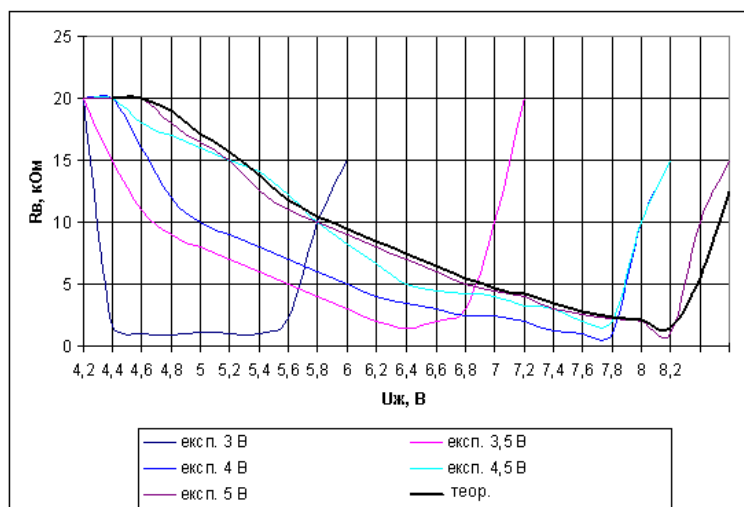


Рис. 6.5. Залежності активної складової повного комплексного опору від напруги живлення (3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В)

На рис. 6.6 представлено результати залежності реактивної складової від повного комплексного опору.

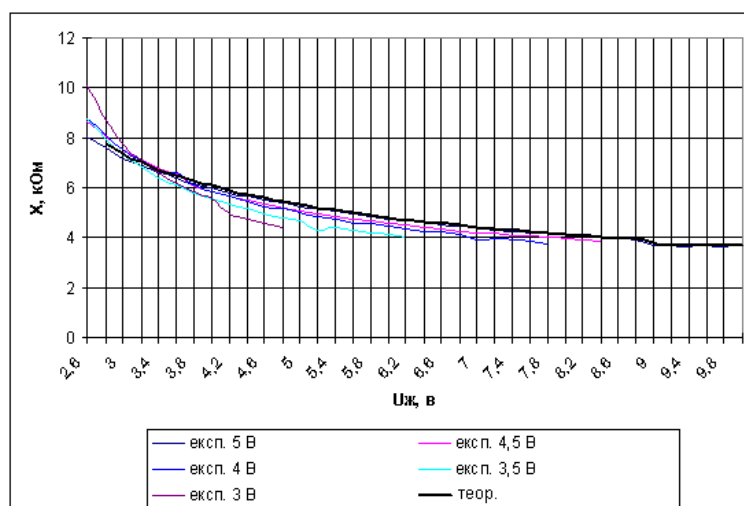


Рис. 6.6. Залежності реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення (3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В)

Підключення пасивної індуктивності до виводів колектор-колектор структури при від'ємних значеннях повного комплексного опору (при компенсації втрат енергії в коливальному контурі), дозволяє створити

генератор електричних коливань. При дії зміни температури на давач здійснюється зміна активної та реактивної складової повного комплексного опору, що в свою чергу, змінює частоту генерації.

На рис. 6.7 представлено експериментальну залежність частоти генерації від температури (при різних напругах керування), що має практично лінійний характер. Причому, коли напруга керування рівна 3,5 В то ділянка від 100°C до 240°C є найбільш стабільною, для напруги керування 4,5 В найбільш стабільною є ділянка від 35°C до 180°C, а для 5 В – ділянка від 35°C до 160°C.

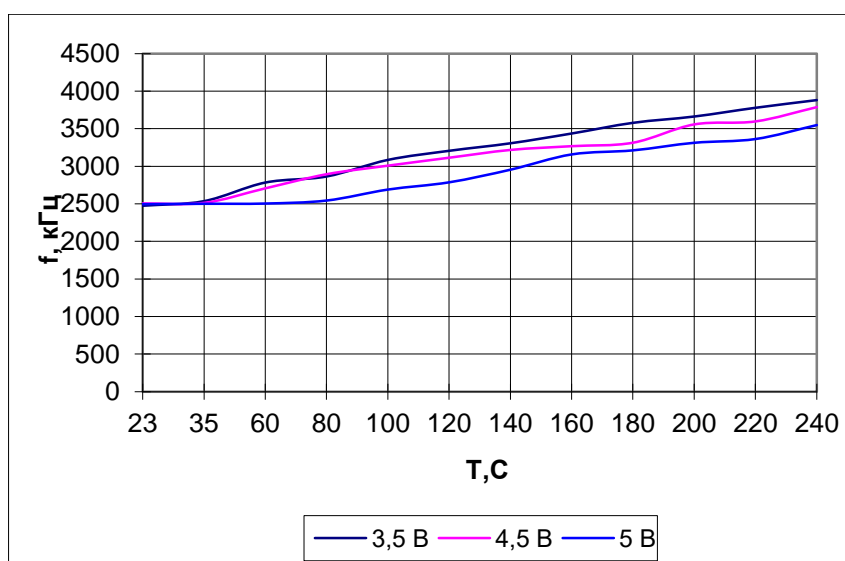


Рис. 6.7. Залежність частоти генерації від температури

Здійснивши ряд досліджень та провівши розрахунок кола оптико-частотного температурного сенсора, було визначено, що активна складова повного комплексного опору приймає від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер та їх залежності від напруги живлення, встановлено ряд взаємозв'язків між частотою генерації та напругою живлення, частотою генерації та температурою.

Окремим різновидом оптичних сенсорів температури є пристрої реалізовані на основі планарних структур світловодів. Такі сенсори складаються (рис. 6.8) з джерела світла, фотоприймача й оптично активного середовища, первинного перетворювача. Зміна оптичних властивостей цього

середовища під дією зовнішнього фактора впливає на імпедансі характеристики фотоприймача, що можна використати для детектування температури. Принцип дії оптичного сенсора температури базується на зміні кроку надмолекулярної спіральної структури під дією температури.

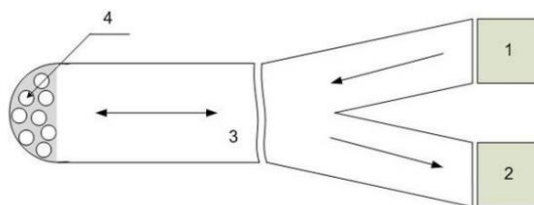


Рис. 6.8. Оптичний сенсор температури: 1 – джерело оптичного випромінювання ; 2 – приймач (чутливий до довжини хвилі випромінювання); 3 – оптоволокну; 4 – первинний перетворювач

Оптичний промінь від джерела випромінювання 1, пройшовши крізь оптоволокну 3, потрапляє в первинний перетворювач, де внаслідок явища селективного відбивання світла в світловод повертається випромінювання, довжина хвилі якого відповідає кроку спіралі холестеричного рідкого кристала всередині первинного перетворювача. Довжина хвилі відбитого випромінювання реєструється за допомогою оптичного приймача. Цей параметр несе інформацію про температуру. Перевагою такої конструкції є простота первинного перетворювача, який створюється зануренням торця світловода в емульсію з подальшою полімеризацією.

Практична реалізація оптичного сенсора температури проведена з використанням сучасних електронних компонентів, які дозволяють мінімізувати апаратні затрати і водночас досягти високих метрологічних характеристик. Пристрої такого типу доцільно будувати на мікроконтролерах сімейства PSoC [278], які володіють гнучкою архітектурою та дають змогу проводити аналіз та обробку вхідних сигналів з мінімальними апаратними затратами. Для побудови даного сенсора необхідне лише одне джерело випромінювання яке реалізоване з допомогою світлодіода білого світла. Реєстрація оптичного потоку здійснюється з допомогою інтегрованого

напівпровідникового фотоприймача (RGB сенсора). Сформований електричний сигнал, після попереднього підсилення, надходить на порти вводу мікроконтролера, який здійснює попередню обробку та аналіз. Вбудоване програмне забезпечення мікроконтролера дає можливість реалізувати заданий алгоритм відповідно до вхідних параметрів сенсора. Функціональна схема пристрою наведена на рис. 6.9.

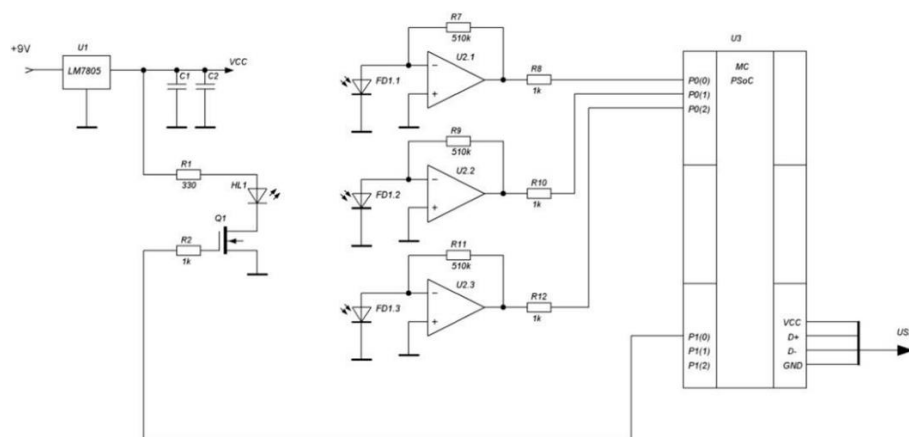


Рис. 6.9. Функціональна схема пристрою

Отримана залежність селективного відбивання від температури представлена на рис. 6.10.

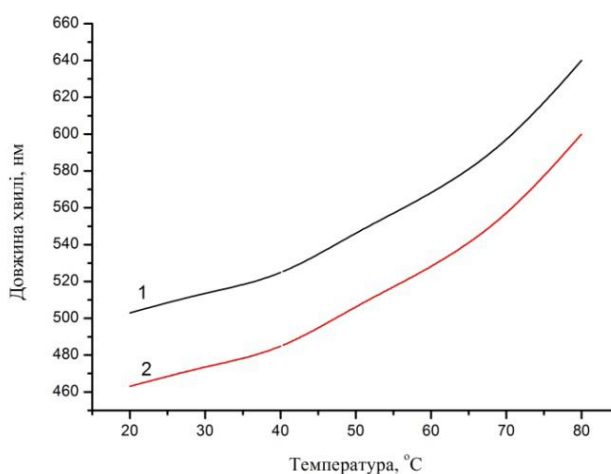


Рис. 6.10. Залежність максимуму селективного відбивання від температури для КЕТ90700: 1 – чистий ХРК; 2 – ПДРК

Кінцеві результати вимірювань відображаються на РК дисплеї через вихідний порт мікроконтролера та можуть бути передані на ПК через USB інтерфейс. Такий підхід для реалізації сенсора забезпечує формування масиву даних із відповідними поправками для вимірювання різних температур та зменшити вплив перехідних характеристик фотоперетворювача на результати вимірювання.

Поєднання декількох первинних сенсорів в одній мікропроцесорній системі дозволяє створювати складні багатопараметричні системи контролю температури.

6.2. Модифікація і розроблення конвертерів імпедансу для медичних засобів неінвазивної медицини

Під час проведення терапевтичних сеансів або лікування фармацевтичними препаратами лікареві необхідно неперервно одержувати оперативну інформацію про відгук організму пацієнта на вплив лікувальних засобів та препаратів. Ця інформація необхідна для прийняття рішення щодо ефективності лікувального сеансу, з можливими висновками про його дострокове завершення, недостатність тривалості або недоцільність подальшого проведення. Такий підхід [247,259,261,262,264-268] реалізовано на неінвазивній методиці в розробленому пристрої на основі оптико-електронної системи з активним зворотнім зв'язком із пацієнтом [276,277,279-280,283,284,286-288,290,291]. Для реалізації оптичного блоку використано СПП, який використовують потенціостатичний метод вимірювання. Інформаційні сигнали в такій системі формуються на основі імпедансних характеристик фотовольтаїчних перетворювачів. Запропонована система побудована на основі аналізу оптичних параметрів, який здійснюється персональним комп'ютером (ПК) за допомогою прикладного програмного забезпечення.

На основі розробленої оптико-електронної системи та алгоритму контролю за перебігом процесу лікувального сеансу, реалізовано програмно-апаратний комплекс, функціональна схема якого представлена на рис. 6.11.

Оптичне випромінювання від світлодіодної матриці сенсорного актюаторного блоку після взаємодії із м'якими тканинами ПО потрапляє на вхідне вікно фотоперетворювача, розташованого на спільній осі відбитого та пройденого через ПО променів.

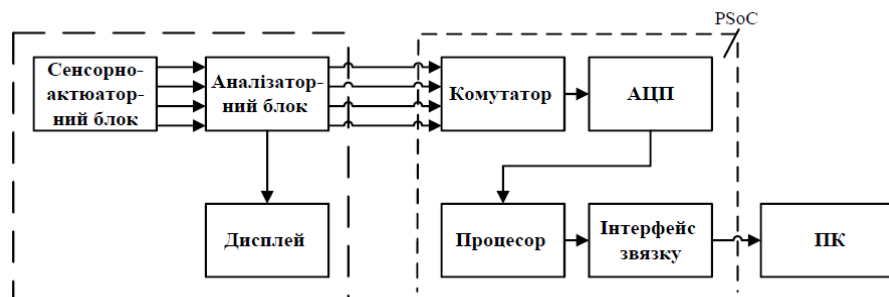


Рис. 6.11. Функціональна схема оптико-електронної системи

Управління процесом здійснюється за допомогою ПК через інформативний інтерфейс користувача. Перед початком роботи, в автоматичному або ручному режимі, задаються параметри світлодіодної матриці: тривалість, світлових сигналів амплітуда а також границі ділянки спектру тестових сигналів. Після запуску процесу здійснюється неперервний контроль значень кожного із вхідних параметрів $I_1 - I_4$, які відповідають заданим частотам модулюючого сигналу. Значення цих параметрів формується на основі імпедансних характеристик фотоелектронного перетворювача при заданих частотах модуляції оптичного випромінювання.

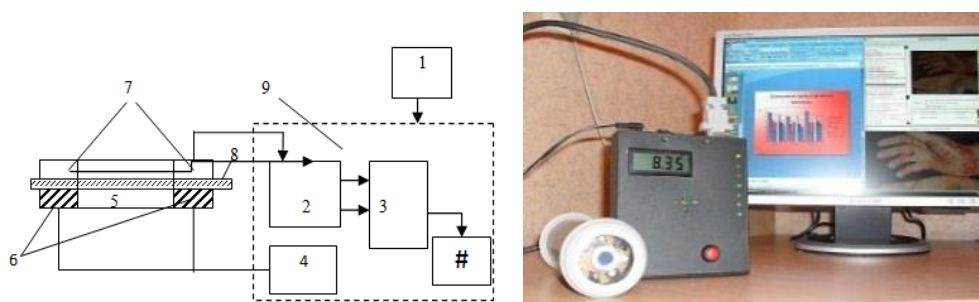


Рис. 6.12. Структурна схема пристрою дослідження параметрів біоматеріалів та його зовнішній вигляд

Пристрій побудований на основі мікроконтролера сімейства PSoC (програмована система на кристалі) типу CY8C24X94 [289] і складається з наступних блоків: блоку живлення (1), підсилювача (2), синхродетектора (3),

драйвер світлодіода (4), досліджуваного взірця (5), світлодіодів (6), фотоперетворювача (7), лінзи (8), вимірювального блоку(9), дисплея(#). Для визначення імпедансних характеристик використовується оптичний метод, який ґрунтується на аналізі зміни параметрів оптичного потоку від впливу досліджуваного середовища та реєструється за допомогою фотоелектронного перетворювача. На основі отриманих результатів формуються відповідні біологічні параметри, значення яких відображається на дисплеї.

СПІ розробленого пристрою реалізовано на основі базових елементів внутрішньої архітектури мікроконтролера PSoC. На рис. 6.13 представлено внутрішню структуру елементів даного мікроконтролера, які здійснюють функцію синального перетворення. Для побудови СПІ використано наступні елементи: 16-розрядний таймер (timer_1) з регістром TFF, вхідний регістр керування, ЦАП (DAC8), регістр послідовного наближення (ADC_SAR), мультиплексом (AMux), дельта сигма АЦП(ADC_DelSig), послідовний інтерфейс (UART) та частотний подільник(FreqDiv). Таймер забезпечує синхронізацію роботи всіх вузлів пристрою та використовується для реалізації синхронного детектора побудованого на основі аналогового комутатора. Активуючий сигнал формується ЦАП з відповідним регістром послідовного наближення.

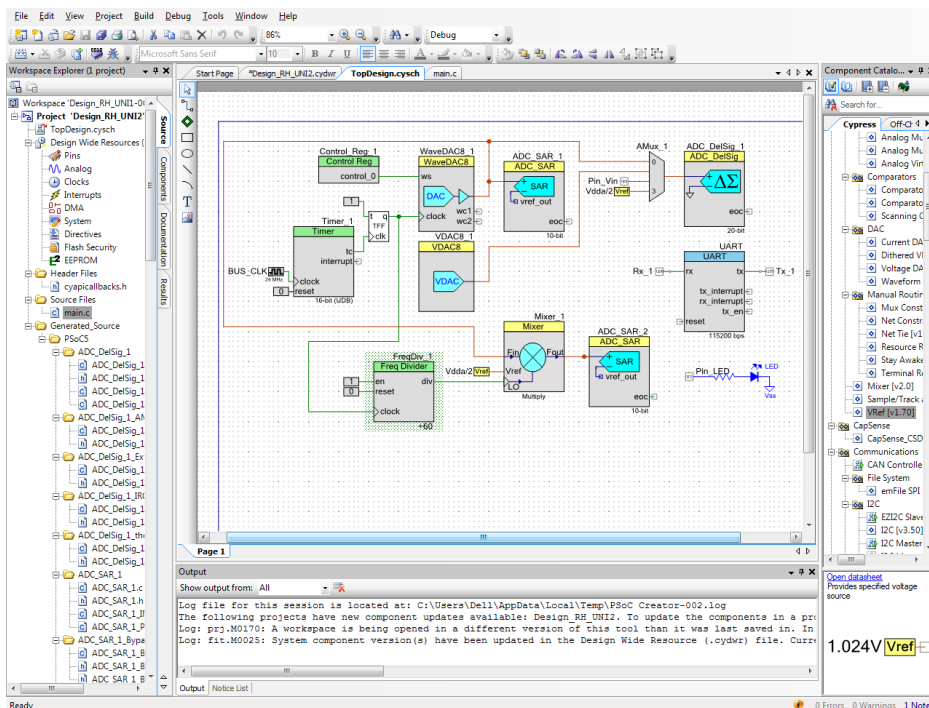


Рис. 6.13. Реалізація СПІ на основі мікроконтролера PSoC

На рис. 6.14 показано конфігурацію аналогового блоку архітектури мікроконтролера який реалізовує функцію перетворення СПІ.

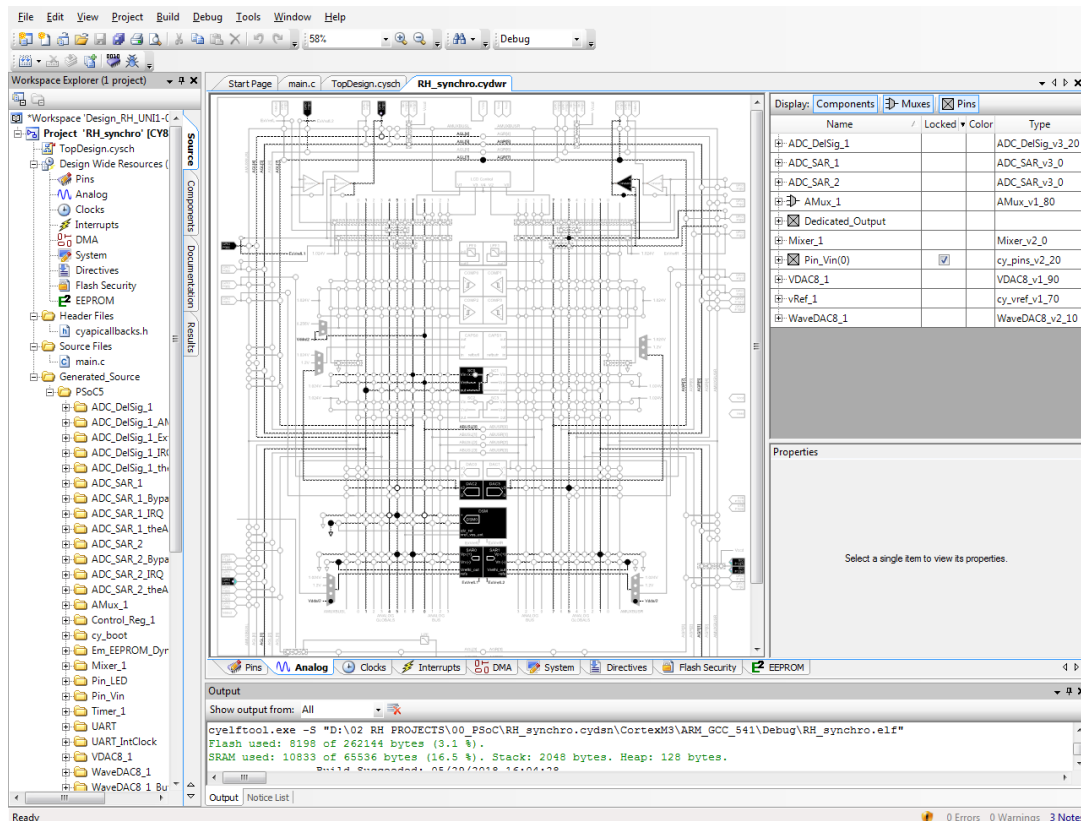


Рис. 6.14. Аналогова частина мікроконтролера PSoC

Відповідно до розробленої структури та алгоритму функціонування СПІ проведено конфігурування виводів мікроконтролера. Зовнішній вигляд мікроконтролера та відповідні порти вводу/виводу зображено на рис. 6.15.

Значною перевагою мікроконтролерів даного класу є можливість використання інструментального програмного забезпечення для їх програмування. Надане виробником програмне забезпечення PSoC Creator дає можливість створити необхідний алгоритм функціонування з мінімальними затратами. Фрагмент кодів прошивки розробленого СПІ представлено на рис. 6.16.

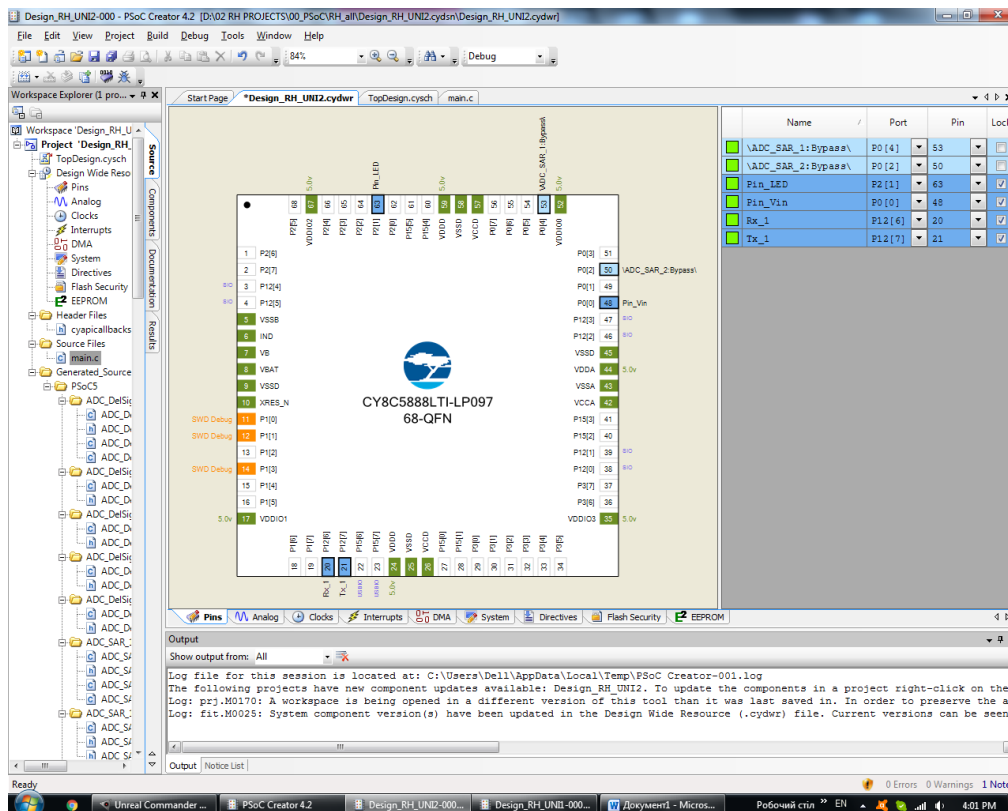


Рис. 6.15. Зовнішній вигляд мікроконтролера та відповідні порти вводу/виводу

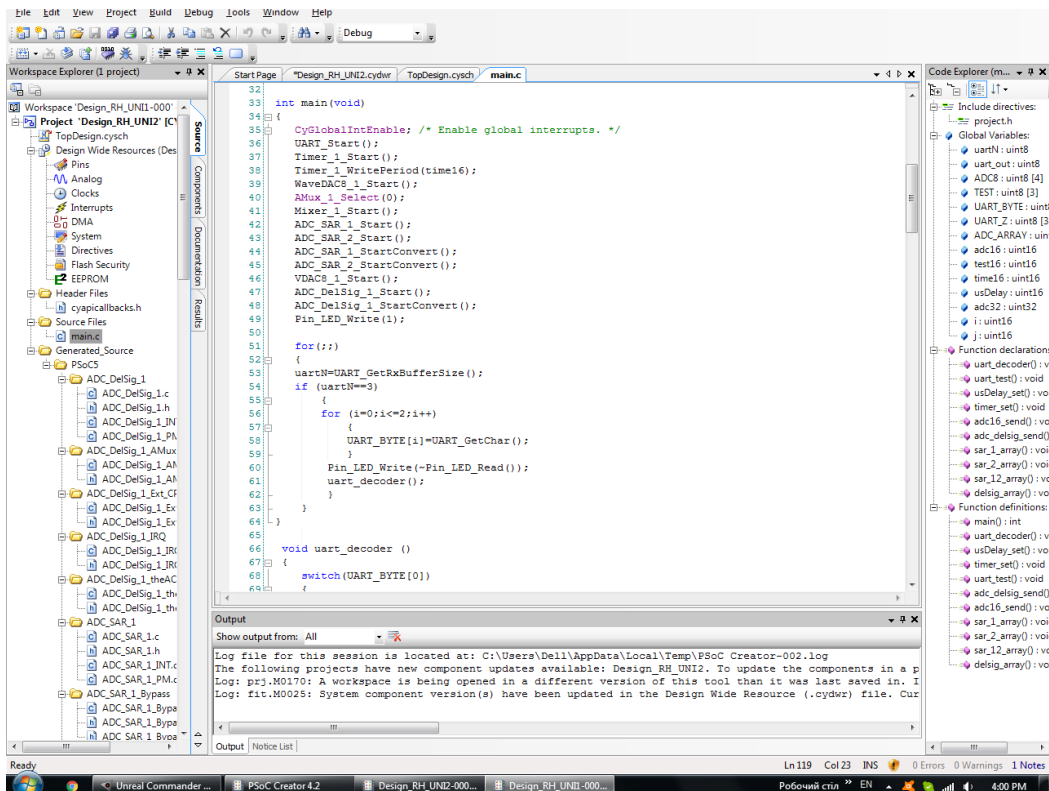


Рис. 6.16. Код прошивки мікроконтролера

Графічні залежності отриманих результатів для трьох значень частот представлені на рис. 6.17.

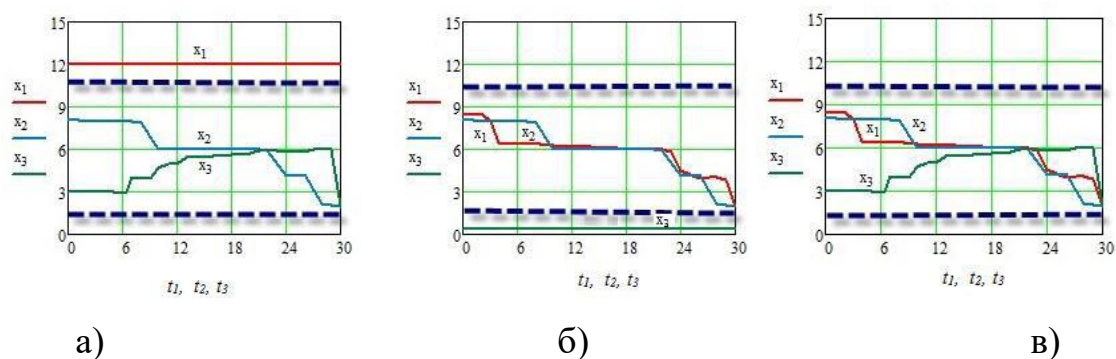
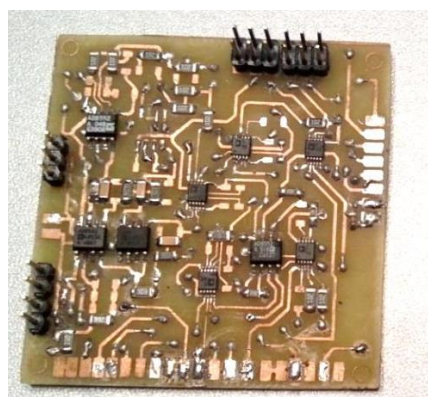
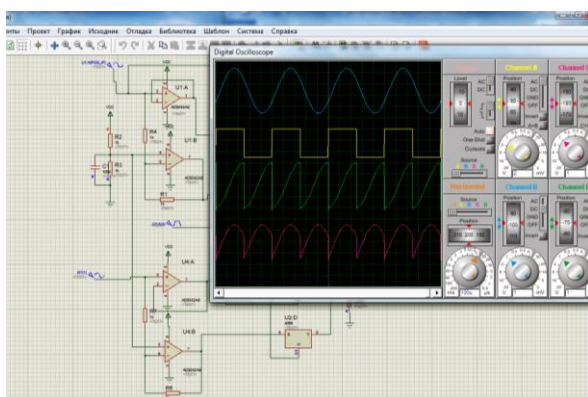


Рис. 6.17. Графічні залежності імпедансу фотоперетворювача: а) в режимі перевищення допустимих параметрів; б) в режимі вимірювання імпедансу двох частот; в) в режимі вимірювання трьох частот

Після закінчення вимірювань, на основі отриманих результатів, формується діагностичне повідомлення, відповідно до комбінації оптичних параметрів I_n , які задані в базі даних системи. Прикладне програмне забезпечення дозволяє проводити також калібрування параметрів оптичних сигналів за результатами аналізу сигналу кола зворотнього зв'язку. Отримані масиви значень чотирьох параметрів можуть бути використані для формування та розширення баз даних.

Практична реалізація СПІ оптико-електронної системи проведена з використанням програмного забезпечення Proteus, епюри сигналів та вигляд розробленої плати представлено на рис. 6.18.



а)

б)

Рис. 6.18. Епюри сигналів розробленого СПІ (а) та його зовнішній вигляд (б)

Використання розробленого СПІ оптико-електронної системи значно розширює можливості сенсорних пристроїв неінвазивної медицини та дає можливість створювати ефективні засоби підтримки прийняття рішень в процесі лікувальної процедури.

Використання неінвазивних методів діагностики обумовлює необхідність створення керованих (за певними лікувальними програмами) програмованих приладів, які застосовують програмований низькоенергетичний вплив на біомедичний об'єкт електромагнітних хвиль, створюваних світлодіодами потужністю від 1 до 50 мВт. Розроблений сигнальний перетворювач (рис. 6.19) відповідно до вимог проведення лікувальних процедур забезпечує наступні характеристики: частота модульованих коливань активуючого сигналу в діапазоні 0,5 – 150 Гц; тривалість модульованих імпульсів в межах від 10 – 50 мс; амплітуда вихідного сигналу в межах від -2 до +2 В.

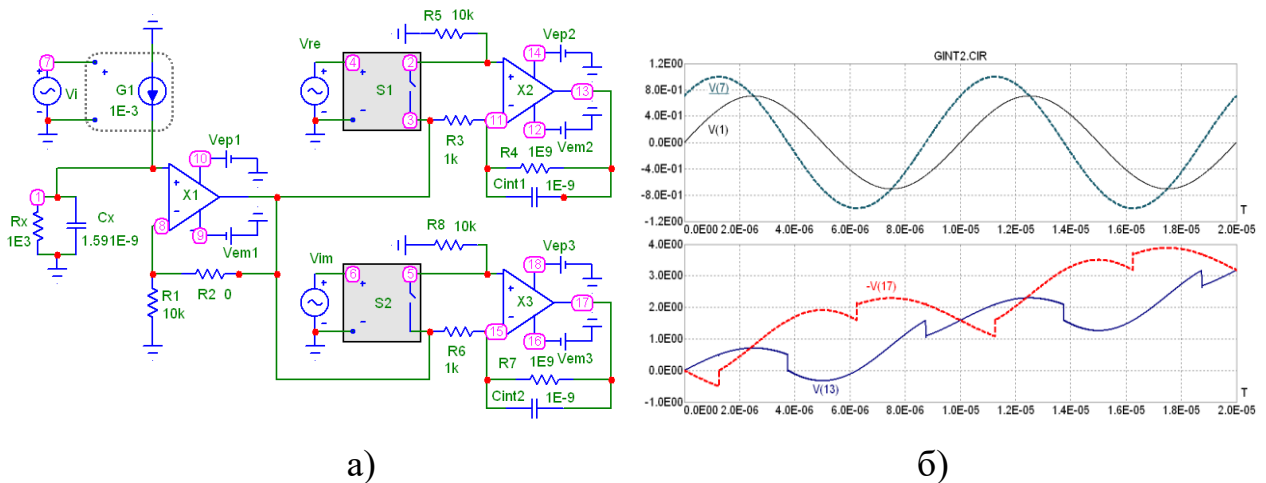


Рис. 6.19. Схема модифікованого вимірювального перетворювача імпедансу оптичного сенсора для медичних досліджень (а) та епюри вихідних сигналів (б)

Аналогічний підхід реалізації СПІ використано в процесі побудови сенсора для високотемпературної коагуляції [247,285] на основі некогерентних випромінювань. Структурну схему розробленого оптичного сенсора на основі модифікованого перетворювача імпедансу потенціостатичного типу представлено на рис. 6.20.

Дана структурна схема складається з наступних елементів: джерела світла, фотоперетворювача, сигнального перетворювача який включає в себе вхідний підсилювач, синхронний детектор, інтегратор, мікроконтролера, блоку керування, блоку відображення інформації (дисплей). Даний сенсорний пристрій використовується для контролю температурних показників досліджуваних тканин під час проведення високотемпературної коагуляції з використанням оптичного випромінювання. Функціонування пристрою здійснюється відповідно до закладеного алгоритму у внутрішню пам'ять мікроконтролера. Керування роботою здійснюється з допомогою мікроконтролера відповідно до алгоритму закладеного в програму кодів, яка зберігається в енергонезалежній пам'яті.

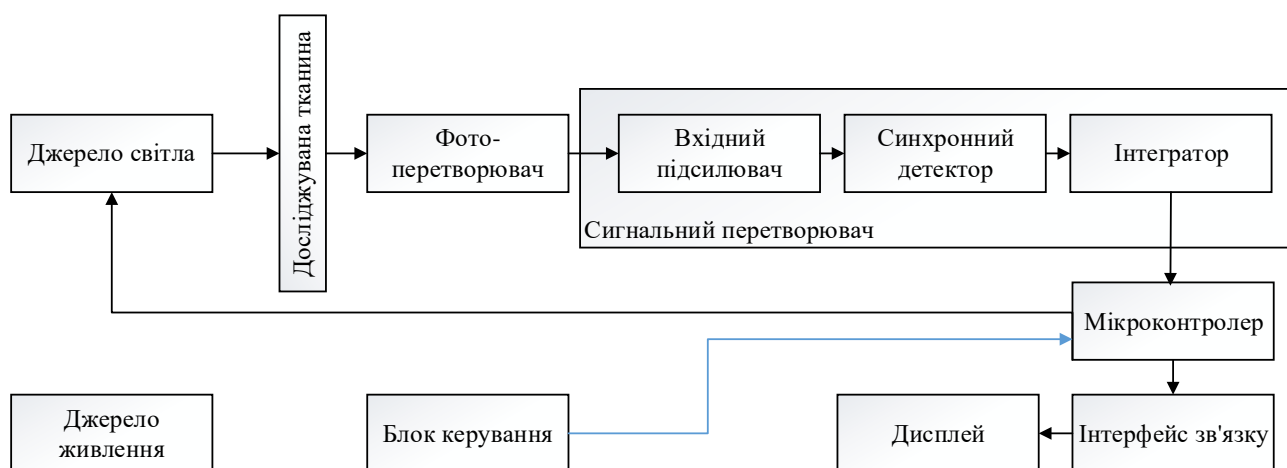


Рис. 6.20. Структурна схема оптичного сенсора поліхромотерапії

Відповідно до вимог сигнального перетворення, в даному оптичному сенсори використано модифікований сигнальний перетворювач потенціостатичного типу схему якого представлено на рис. 6.21. Перетворювач реалізовано на основі операційних підсилювачів AD8544 та аналогових ключів ADG736, які виконують функцію синхронного детектування.

Визначення температури здійснюється за допомогою аналізу імпедансних характеристик фотоелектронного перетворювача. Вхідним інформаційним сигналом в такому перетворювачі є модульований оптичний промінь, відбитий від досліджуваного матеріалу.

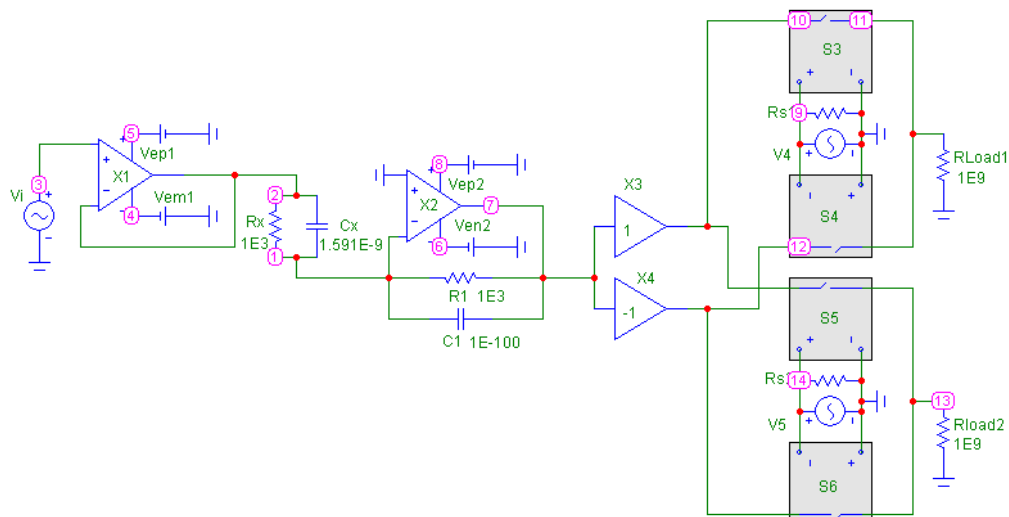
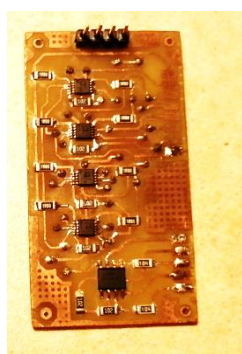
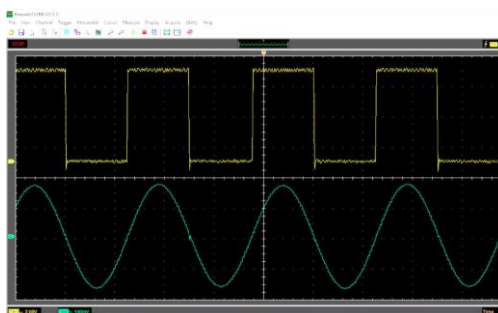


Рис. 6.21. Схема СПІ оптичного сенсора потенціостатичного типу

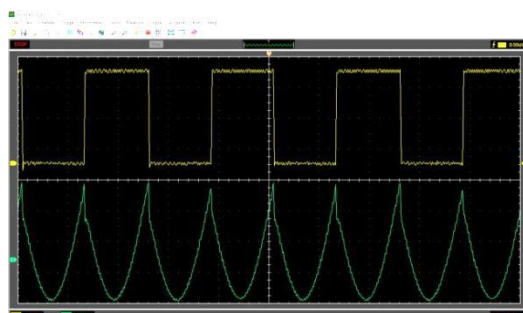
В процесі відлагодження та побудови перетворювача імпедансу використано програмне середовище Proteus, з допомогою якого розроблено електричну схему та виготовлено друковану плату. Зовнішній вигляд та діаграми сигналів розробленого СПІ представлено на рис. 6.22.



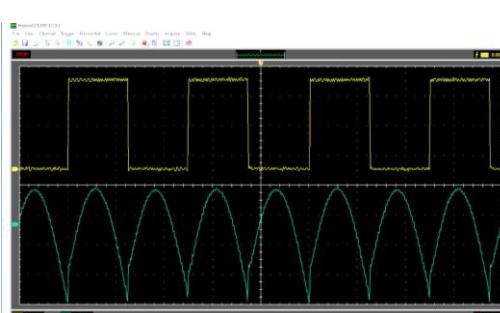
а)



б)



в)



г)

Рис. 6.22. Зовнішній вигляд друкованої плати (а) та осцилограми вхідного сигналу (б); вихідні сигнали активної (в) та реактивної складової (г)

В процесі дослідження проведено вимірювання теплових характеристик та встановлено просторовий розподіл температури на поверхні тканин. Відповідно до одержаних результатів побудовано залежності температури від місця розташування оптико електронного сенсора на основі СПІ (рис. 6.23).

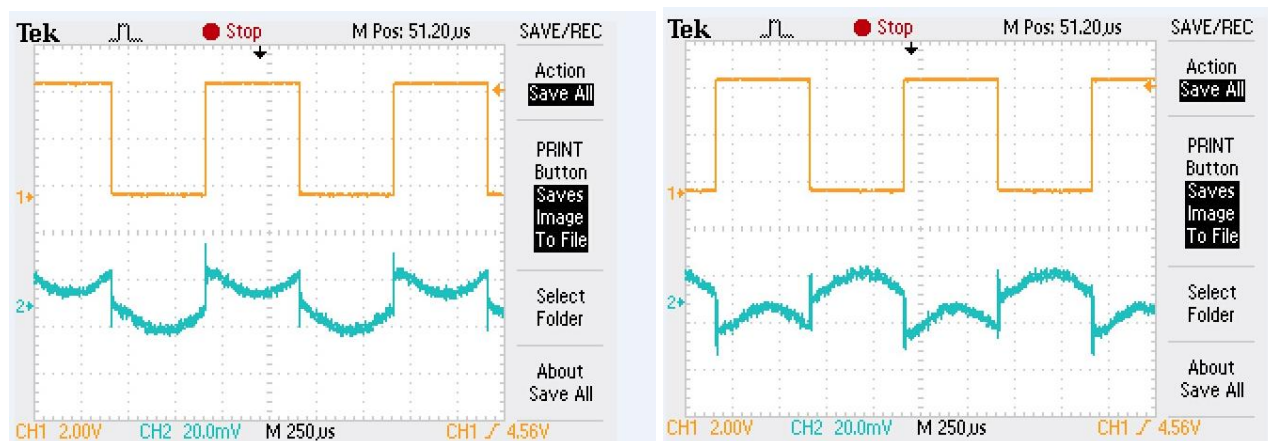


Рис. 6.23. Осцилограми синхронізуючого та вихідних сигналів а) – активної складової, б) – реактивної складової

Дослідження проведено при трьох значеннях напруги живлення джерела світла - 6, 8 і 12 В, шляхом вимірювання значень імпедансу фотоперетворювача та перетворення цих значень в температурні показники через функцію перетворення алгоритм якої закладено у вбудоване програмне забезпечення мікроконтролера. Результати вимірювання представлено на рис. 6.24.

Дані криві дозволили провести аналіз розподілу температури на поверхні досліджуваної тканини в площині опромінення при різних значеннях вхідної напруги. Для дослідження залежності зміни температури і інтенсивності оптичного випромінювання типу і товщини досліджуваної тканини використано оптико електронний сенсор побудований на основі СПІ потенціостатичного типу.

Дані експерименти проводилися для чотирьох типів тканин при трьох значеннях вхідної напруги (6, 8 і 12 В), яка формується за допомогою керуючих сигналів, що надходять на силовий ключ з широтно-імпульсного модулятора мікроконтролера.

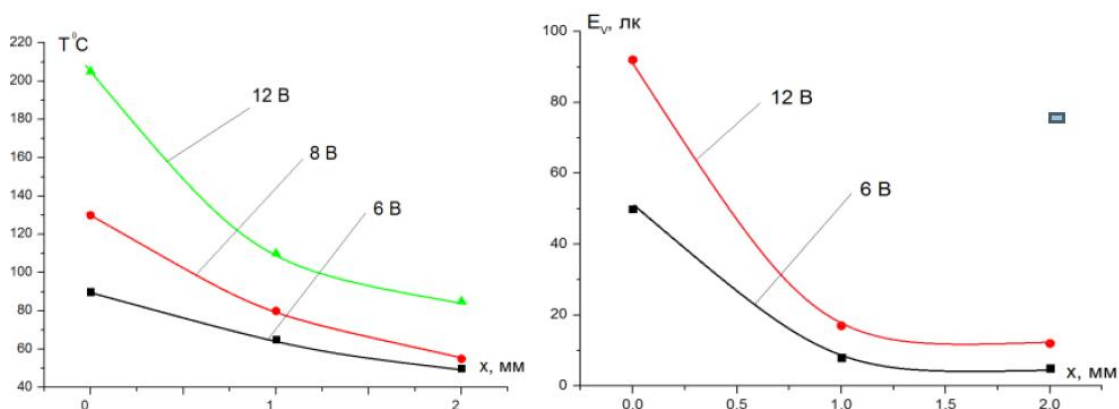


Рис. 6.24. Залежність температури отримані на основі імпедансних характеристик

Результати досліджень можуть бути використані для оптимального налаштування параметрів оптико-електронної системи для дослідження інших тканин та біологічних матеріалів, а використання сигнальних перетворювачів імпедансу забезпечують високу точність та багатопараметричність системи в цілому.

6.3. Конвертори імпедансу для сенсорів органічної електроніки

Одним із найбільш інформаційних способів отримання технічних характеристик досліджуваних органічних матеріалів [248,250,269-275] є імпедансна спектроскопія. З допомогою імпедансних характеристик визначаються основні показники органічних матеріалів та встановлюються залежності впливу цих показників від зовнішніх факторів.

Нами проведено комплексний аналіз структурних рішень та розроблено ряд сигнальних перетворювачів імпедансу для дослідження фотовольтаїчних, сенсорних та світловипромінюючих структур напівпровідникової органічної електроніки. Основним параметром, який визначає провідні властивості напівпровідника є рухливість носіїв заряду. На сьогодні існує багато методик визначення рухливості носіїв але найбільш ефективним є метод визначення, який ґрунтується на аналізі імпедансних характеристик. Для дослідження органічних матеріалів використовується активуючий сигнал в діапазоні від

0,01Гц до 100кГц. Відповідно цих вимог розроблено сигнальний перетворювач, який дає можливість визначати активну та реактивну складову комплексного опору в цьому діапазоні та забезпечує формування інформаційного сигналу для цифрової обробки мікроконтролером. Розроблений сигнальний перетворювач використано для реалізації пристрою для дослідження яскравісних характеристик органічних світловипромінюючих структур (ОСВС).

Структурна схема розробленого пристрою представлена на рис. 6.25.

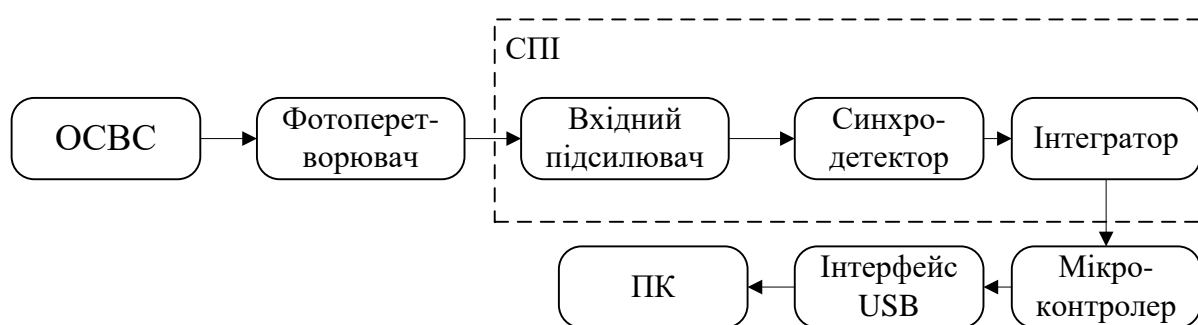


Рис. 6.25. Блок-схема сенсорного пристрою для керування яскравістю

Вимірювальний пристрій складається із блоку живлення, органічної світловипромінюючої структури, фотоперетворювача, підсилювача, синхронного детектора, інтегратора, мікроконтролера та інтерфейсного блоку. Алгоритм роботи пристрою полягає у встановленні залежності між інтенсивністю світлового потоку та параметрами ОСВС, які дають можливість оптимізувати величину струму споживання. Схема вимірювального пристрою характеризується високою чутливістю, на рівні кілька десятків нА струму фотодіода при малій інтенсивності світловипромінювання, має дуже високий опір з вхідним струмом зміщення близько 4пА. Сигнальний перетворювач побудований на основі операційного підсилювача типу Rail to Rail AD8544, яка характеризується низький струм живлення -45 мкА, широкою смугою пропускання порядку 1 МГц, низькою температурною залежністю вихідного струму.

В розробленому пристрої використано СПІ потенціостатичного типу аналогічно як в оптичному сенсорі представленому на рис. 6.21. Осцилограми

вхідних та вихідних сигналів під час вимірювання представлено сигналів на рис. 6.26.

Живлення ОСВС здійснюється постійною складовою напруги від 1 до 15В. Режим керування визначаються відповідно до характеристик досліджуваної структури. При подачі напруги на ОСВС світловий потік генерує напругу на фотодіоді, що спричиняє зростання фотоструму. Після попереднього підсилення (прямолінійного) значення передаються на ПК для подальшого аналізу.

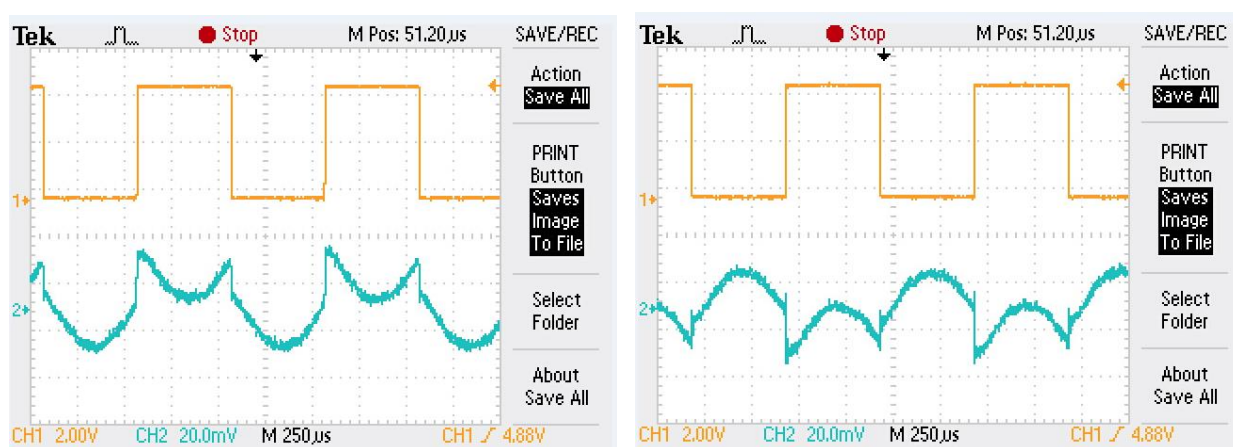


Рис. 6.26. Осцилограми сигналів розробленого СП: вхідного сигналу(а) синхронізуючого імпульсу (б), вихідного сигналу(в)

Відповідно до вольт – ватної характеристики фотодіода отримані значення напруг переводяться у потужність світлового потоку для подальших розрахунків яскравості.

На рис 6.27 показана залежність яскравості випромінювання від напруги живлення. Як видно з графіку при деякому значенні порогової напруги з'являється світіння, потім спостерігається нелінійний ріст (на кілька порядків) інтенсивності, після чого відбувається насичення і при відносно малих напругах спостерігається велика яскравість свічення.

Вимірювання проводилося на базі ОСВС, структури ІТО/CuI/світловипромінюючий шар/TCz1/Ca/Al, яка характеризується максимальною яскравістю 4032 кд/м² при напрузі живлення 11В. Запропонована схема дозволяє оптимізувати роботу світловипромінюючої

структури та забезпечує енергоощадний режим роботи, який значно збільшує термін експлуатації ОСВС.

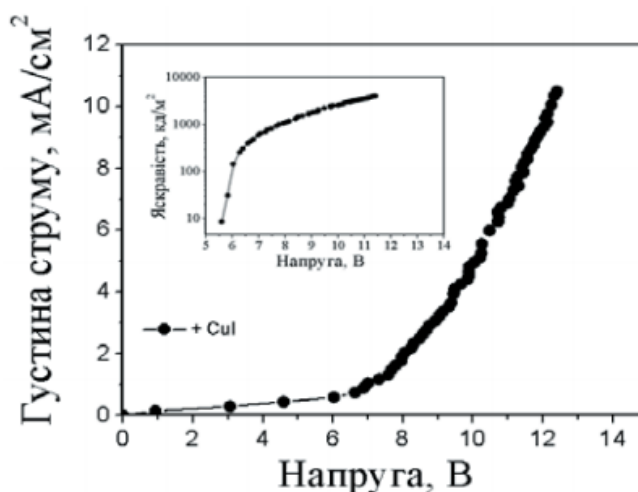


Рис. 6.27. Типова багатошарова ОСВС структура (а) та її ВАХ та ВЯХ характеристика (б)

В процесі досліджень органічних матеріалів встановлено залежність їх електричних параметрів до впливу зовнішніх факторів. Ґрунтовний аналіз таких залежностей дає можливість використовувати їх в ролі чутливих елементів для побудови сенсорних пристроїв. Такий підхід, у сукупності з використанням сучасних методів імпедансної спектроскопії, які реалізуються на основі сигнальних перетворювачів імпедансу дав можливість розробити оптичний сенсор для вимірювання рН рівня. Для чутливого елемента сенсора рН з оптичним каналом зв'язку використана тонка полімерна плівка поліаніліну (ПАН), сформована на поверхні скляної підкладки термовакuumним напиленням. Вихідний сигнал такого сенсора визначається зміною оптичного відгуку в середовищі з різним рівнем рН. Цей процес ґрунтується на зміні хімічної структури та відповідно оптичних властивостей ПАН. Ці зміни реєструються з допомогою фотоперетворювача та відображаються інформаційним сигналом СП. Сформований інформаційний сигнал надходить на вбудований АЦП і після перетворення використовується підпрограмою оброблення та аналізу для виділення цифрових значень рівня кислотності.

Для практичної реалізації розроблено сигнальний перетворювач для оптичного сенсора рН на основі потенціостатичного методу вимірювання. На рис. 6.28 представлена схема сигнального перетворювача в якій використано синхронне детектування інформаційного сигналу.

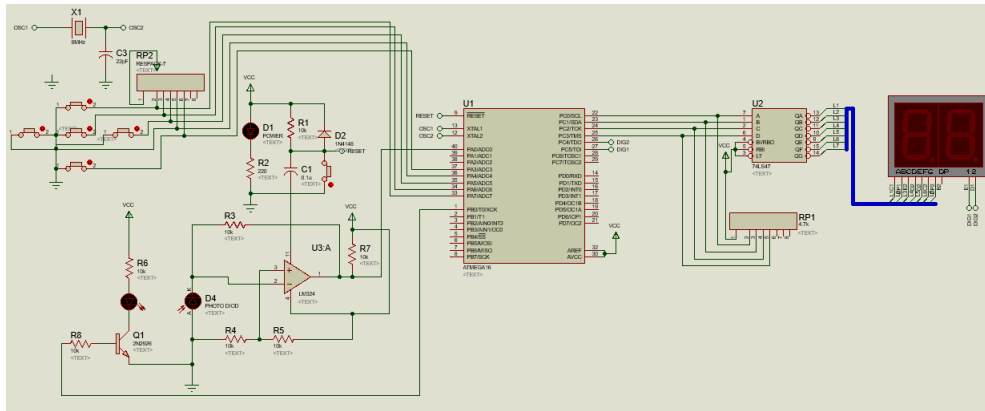


Рис. 6.28. Схема електрична рН метра на основі потенцістатичного типу

В процесі вимірювання використовується півперіодичне синхронне детектування інформаційного сигналу, для реалізації якого використано внутрішні ресурси мікроконтролера та розроблений алгоритм аналізу інформаційного сигналу. Осцилограми сигналів перетворювача в процесі вимірювання представлено на рис. 6.29.

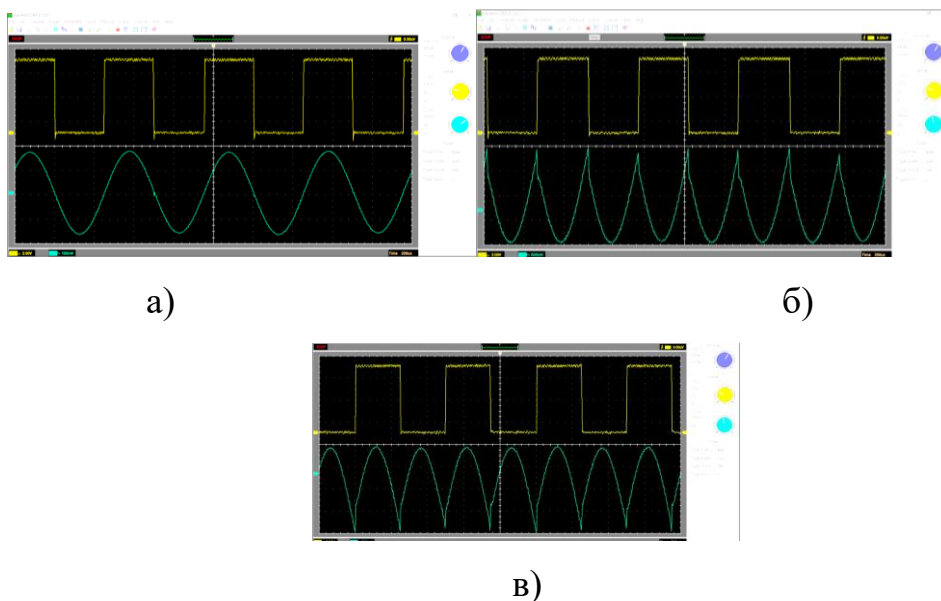


Рис. 6.29. Осцилограми входного (а), активної (б) та реактивної (в) складової

За результатами моделювання встановлено (рис. 6.30), що найбільш ефективний оптичний відгук досягається при використанні джерела випромінювання з довжиною хвилі 900 нм

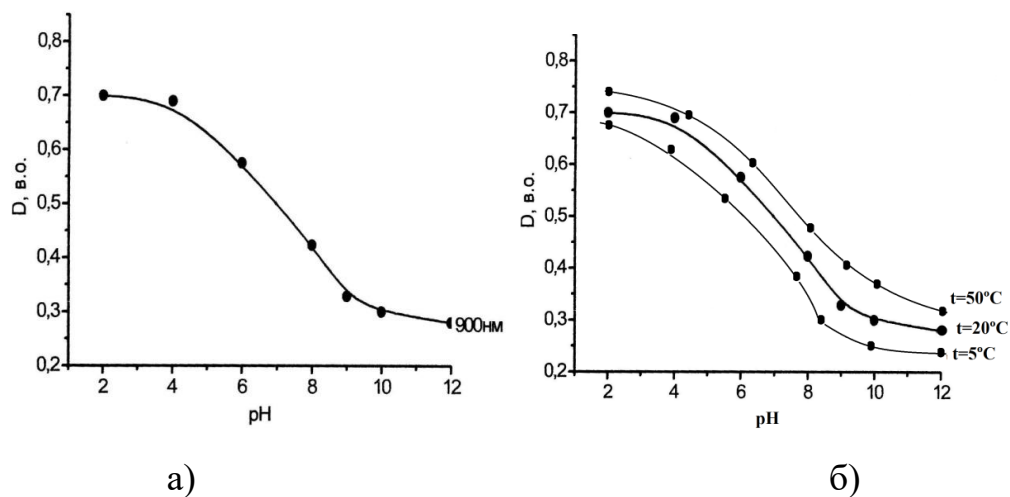


Рис.6. 30. Залежності оптичного відгуку сигналу від рівня рН (а) та від температури (б)

Для дослідження електричних параметрів органічних напівпровідникових матеріалів та структур на їх основі розроблено інформаційно-вимірвальну систему, структурну схему якого зображено на рис. 6.31.

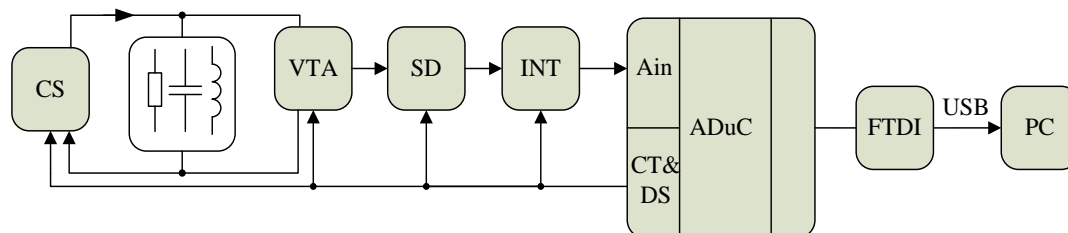


Рис. 6.31. Структурна схема інформаційно-вимірвальної системи.

Основними елементами є джерело активуючого сигналу **CS**, перетворювач **VTA**, синхродетектор **SD** з інтегруючою ланкою **INT**,

мікроконтролер ADuC834, перетворювач інтерфейсу FTDI, та персональний комп'ютер PC.

Відповідно до структурної схеми реалізовано електричну схему СПІ в програмному середовищі Proteus, яку зображено на рис. 6.32.

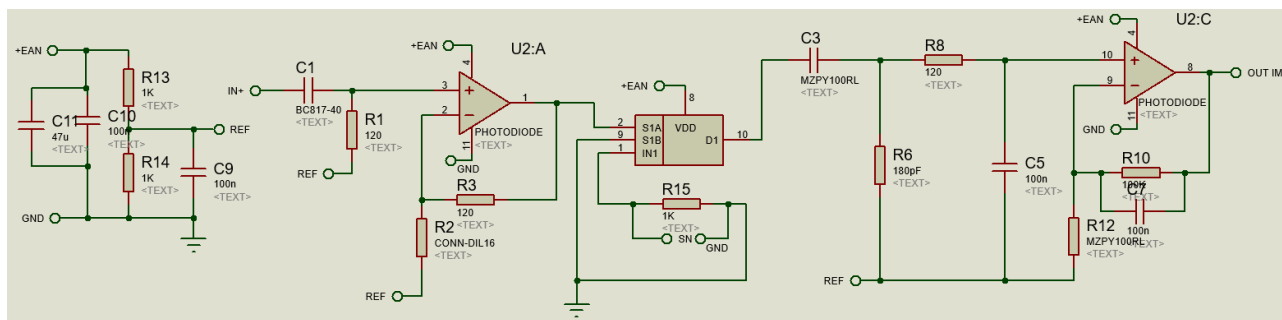


Рис. 6.32. Структурна схема інформаційно-вимірювальної системи

Розроблена інформаційно-вимірювальної система здійснює контроль імпедансних характеристик в процесі ступінчатої зміни активуючого сигналу в заданому діапазоні. В процесі моделювання досліджено вибір чутливості вхідного сигналу для подальшої його обробки АЦП. Осцилограми вхідного та вихідних сигналів СПІ представлено на рис. 6.33.

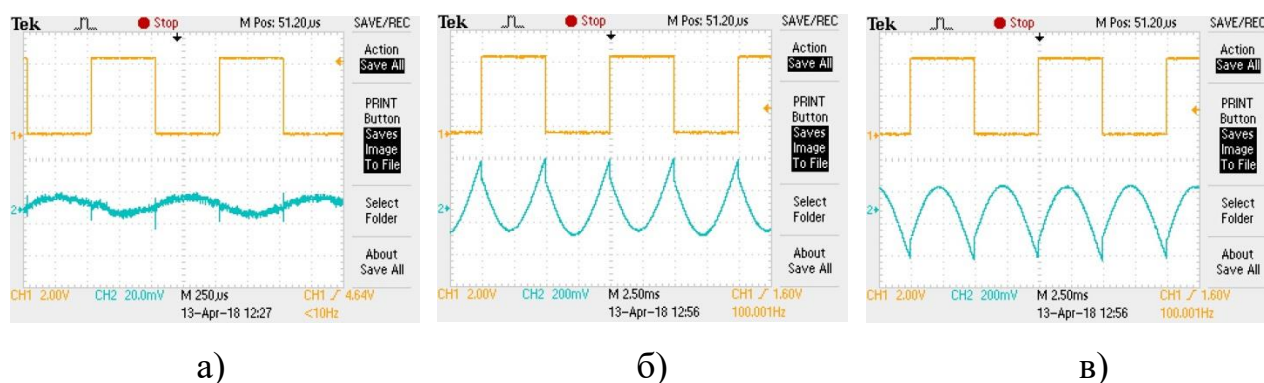


Рис. 6.33. Осцилограми сигналів при дослідженні органічних матеріалів: вхідний сигнал (а), реактивна складова імпедансу(б), активна складова імпедансу (в)

Для забезпечення вимірювань в діапазоні від 1мкА...30мА використано ступінчата регулювання значень вхідної напруги в межах п'яти піддіапазонів. для максимального забезпечення необхідної точності вимірювань. Для відображення вихідної інформації використовується розроблене програмне забезпечення, яке також використовується для калібрування та перевірки функціонування системи в цілому. На рис. 6.34 представлено інтерактивний режим роботи під час проведення калібрування та визначення рівня власного шуму системи.

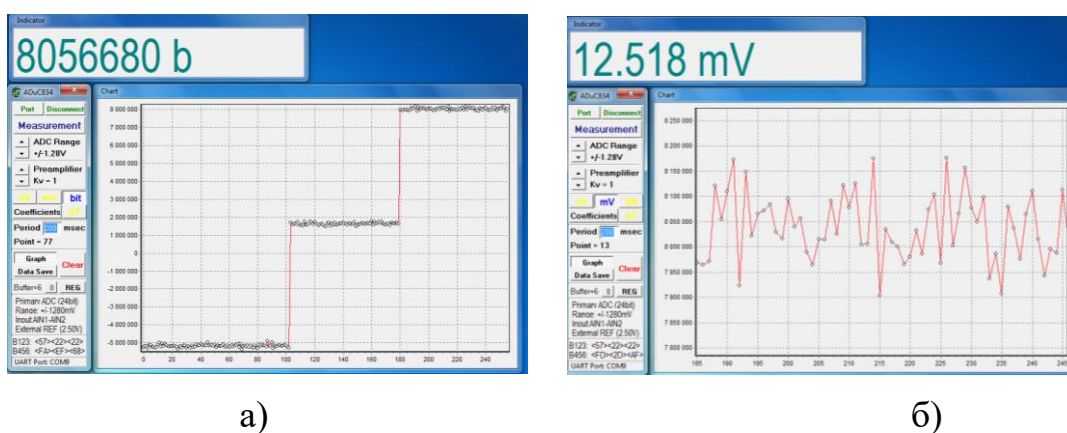


Рис. 6.34. Результати калібрування: а) – в межах АЦП; б) – рівень шуму

Зовнішній вигляд розробленого СПІ та мікропроцесорного блоку представлено на рис. 6.35.

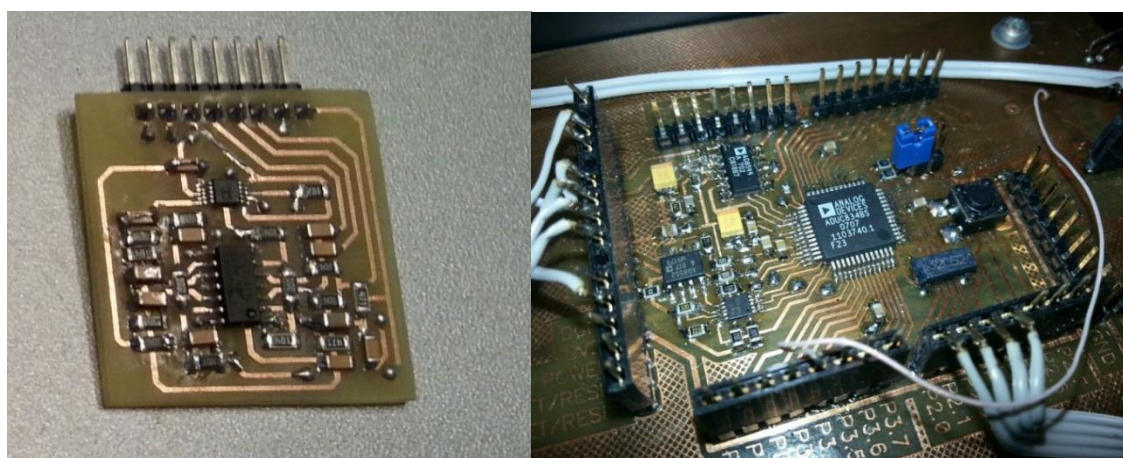


Рис. 6.31. Структурні елементи апаратної частини інформаційно-вимірювальної системивимірювальної системи: сигнальний перетворювач (а); мікропроцесорний блок (б)

Проведено дослідження фотогенераційної комірки ближнього інфрачервоного випромінювання органічних напівпровідникових низькомолекулярних матеріалів на основі фталоціанін ванаділу (VOPc)-представника групи фталоціанінів металів. Даний органічний напівпровідник в порівнянні із іншими низькомолекулярними матеріалами характеризується високою термічною та хімічною стабільністю. Крім того при формуванні тонких плівок VOPc методом термовакuumного нанесення забезпечується збереження молекулярного складу матеріалу та рівномірність і впорядкованість. Також термовакuumно нанесенні плівки VOPc характеризуються відносно високою рухливістю носіїв заряду), що забезпечує ефективний перерозподіл струму в структурах на його основі, значним оптичним поглинанням та високою fotocутливістю в ІЧ області (650–900 nm) [282,292].

Розроблена інформаційно-вимірювальна система дозволяє отримати імпедансні характеристики (рис. 6.36) структури ITO/ VOPc /Al, які дають підстави вважати, що алюміній, як і для більшості фталоціанінів, [158, 203] формує блокувально випрямляючий бар'єр до VOPc.

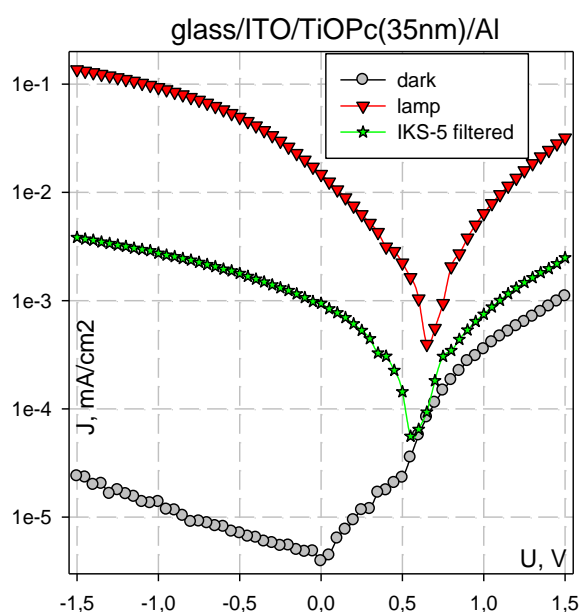


Рис. 6.36. Темнові та світлові ВАХ структури ITO/ VOPc /Al

При опроміненні структури ITO/ VOPc /Al які опромінюються лампою IKS-5 filtered Значення напруги холостого ходу та струму короткого замикання структури відповідно складають 0.65 В та 3 мА/м². Отже чутливість структури ITO/ VOPc /Al в ближній ІЧ області є задовільною для використання в процесі побудови сенсорного елемента ІЧ випромінювання.

Еквівалентна схема вертикальної органічної структури наведена на рис. 6.37

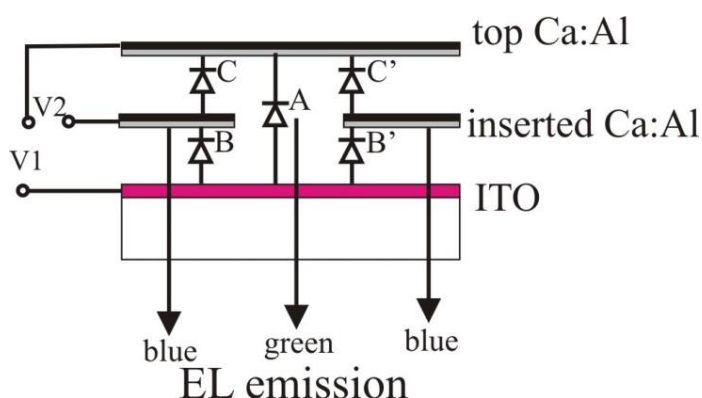


Рис.6.37. Еквівалентна схема вертикальної органічної структури

Згідно з послідовністю виготовлення трьох-електродної ОСВС, схема складається з двох джерел живлення, двох характерографів та трьох типів органічних діодів:

- діод А (ITO/CuI/m-MTDATA/PPT/Ca:Al) – високоефективний ексиплексного типу зеленого кольору свічення, енергетична діаграма даної структури зображена на рис.6.38, а;
- діоди В,В' (ITO/CuI/m-MTDATA/ Ca:Al) – флуоресцентні діоди синього кольору свічення, енергетична діаграма зображена на рис.6.38, б;
- діоди С,С' (Ca:Al/PPT/Ca:Al) – виконують функцію не омичних, не випромінюючих електронних приладів, енергетична діаграма зображена на рис.6.38, в.

Одним з найбільш інформативним методом вивчення транспортних властивостей органічних напівпровідників та гетероструктур на їх основі є

проведення електричних вимірювань при змінному струмі. Такий підхід дозволяють одночасно визначати як опір так і ємність дослідного об'єкта.

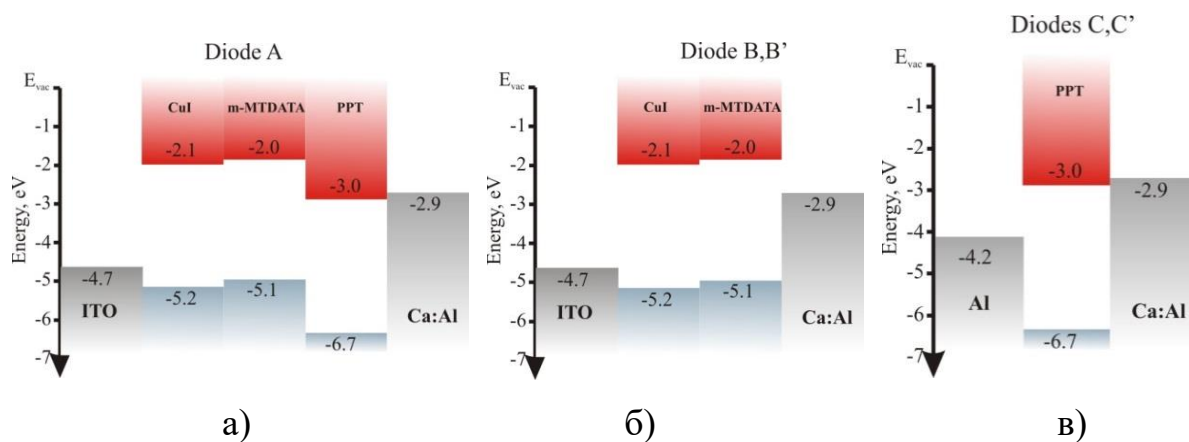


Рис.6.38. Енергетичні діаграми компонентів органічної структури: а – діода зеленого кольору; б – діода синього кольору; в – не випромінюючий діод

Однак, використання техніки імпедансної спектроскопії для діагностики приладів органічної електроніки не набув необхідного застосування. Беручи до уваги що вимірювання імпедансу в діапазоні частот від одиниць герц до мегагерц можуть надати інформацію про будь-яку органічну гетеросистему, яка складається з комбінації міжфазних і об'ємних процесів перенесення заряду, особливо щодо транспортних коефіцієнтів, параметрів випромінювальної та не випромінювальної рекомбінації, і міжфазних станів у гетеро структурах імпедансна спектроскопія є потужним інструментом для характеристики органічних приладів з метою знаходження способів покращення їх роботи та стабільності.

Для формування гетероструктури використанно наступні органічні напівпровідникові матеріали а) зіркоподібна похідна карбазолу три (9-гексилкарбазол-3-іл) аміну (ТНСЕ) (рис.6.39, а) та б) електронно-транспортна сполука 3,6-ди (9-карбазоліл) - 9- (2-етилгексил) карбазол (ТСz1) (рис.6.39, б),

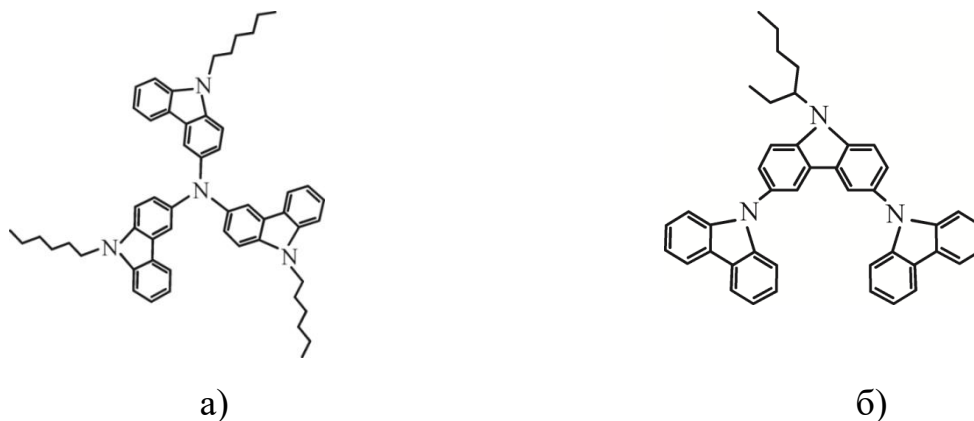


Рис. 6.39. Молекулярна структура матеріалів THCA (а) і TCz1 (б)

Плівки THCA (Sigma Aldrich ltd.) та TCz1 поетапно наносили на скляні підкладки (при кімнатній температурі) з прозорим провідним покриттям ІТО ($R=40$ Ом) методом вакуумного нанесення при залишковому тиску в камері, що не перевищував 10^{-3} Па. Товщини плівок контролювались за допомогою кварцового резонатору. Катодний електрод (Ca/Al) формувався також методом термовакuumного нанесення.

В результаті отримано зразки світловипромінюючих гетероструктур структур еквівалентні схеми яких представлено на рис. 6.40. За результатами моделювання вибрано параметри джерела зовнішнього впливу та проведено вимірювання імпедансних характеристик гетероструктури ІТО/THCA(50 nm)/TCz1(10nm)/Ca(10 nm)/Al(200 nm) які показані на рис. 6.41.

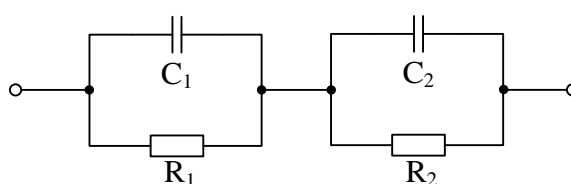


Рис. 6.40. Еквівалентна схема світловипромінюючої структури на основі ІТО/THCA/TCz1/Ca/Al та відповідної еквівалентної схеми .

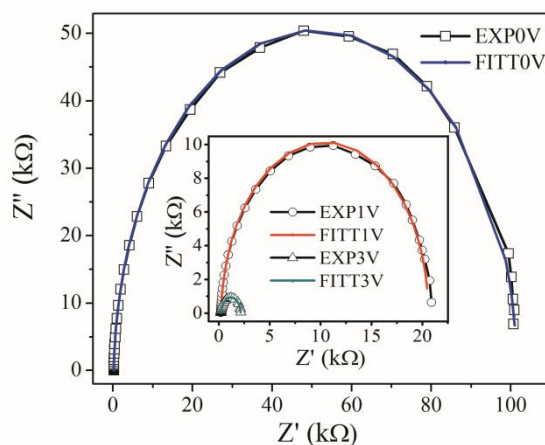


Рис. 6.41. Діаграма Найквіста

Діаграми Найквіста відображає результати вимірювання дослідної гетероструктури в діапазоні частот від 10 Гц до 1 МГц, при зміщенні 1 і 3 (В). Можна зауважити, що залежність має вигляд двох слабо виражених півкіл, що дає змогу змодельовати гетероперехід за допомогою еквівалентної схеми діодної структури, що складається з двох послідовно ввімкнених RC ланок, що є характерним для більшості світлодіодів та фотоелектричних структур на основі органічних гетероструктур та діодів Шоткі. В еквівалентній схемі збіднений шар представлений ємністю переходу $C1$ та опором переходу $R1$. Між збідненим шаром та електродами (Al/Ca та ITO) існує об'ємна область, яка представлена в еквівалентній схемі ємністю $C2$ та опором $R2$. На високих частотах домінуючу роль у струмопроходженні відіграє $R2C2$ -ланка, що дає змогу визначити значення об'ємної ємності $C2=10,129$ пФ, при опорі $R2=10.08$ кОм. Низка провідність гетеро шару зумовлена наявністю у структурі високоокоомних складової та частотною залежністю електропровідності органічних напівпровідників. В низькочастотній області в імпеданс гетероструктури основний вклад вносить $R1C1$ ланка. Якщо частота зростає, ємності $C1$ та $C2$ починають вносити вклад у процеси струмопроходження в гетероструктурі. Результати аналітичних розрахунків параметрів елементів схеми заміщення представлено в табл..6.1.

Результати досліджень гетероструктури

Елемент, одиниця вимірювань	Параметр, відповідно до напруги зміщення		
	U =0 В	U =1 В	U =3 В
R1, Ом	193,6	197,8	95.96
C1, пФ	61,241	92,425	4966,9
R2, кОм	100,8	20,245	0,1978
C2, нФ	10,129	10,841	0,62801

З допомогою методу імпедансної спектроскопії проведено дослідження об'ємних та інтерфейсних параметрів гетероструктури ІТО/CuI(8nm)/m-MTDATA(30nm)/Vphen(30nm)/Ca(50nm))/Al(200nm).

Технологія формування даної структури аналогічна технології створення гетероструктури ІТО/ТНСА/TCz1/Ca/Al і здійснюється з допомогою термовакuumного напилення.

Еквівалентні електричні схеми досліджуваних зрізів представлено на рис. 6.42: без індуктивної складової (а); з індуктивної складовою (б). Як видно з рис. 6.43 при напругах зміщення до 2 В, діаграма Найквіста має вигляд півкола, що дає змогу змодельювати гетероперехід за допомогою еквівалентної схеми діода Шоткі, що складається з RC ланки та послідовного опору RC рис. 6.42, а. В ній R і C характеризує об'ємні та бар'єрні параметри гетероструктури. При прямому зміщенні 1В Результати розрахунків еквівалентної схеми показали, що опір контакту складає $R_s=285$ Ом, опір бар'єру та об'єму становить $R=31,8$ кОм При збільшенні напруги до 3В на діаграмі Найквіста в четвертому квадранті комплексного опору (рис. 6.42, б.) з'являється індуктивна складова, або «негативна ємність». Еквівалентна схема такої структури представлена на рис. 6.42, б

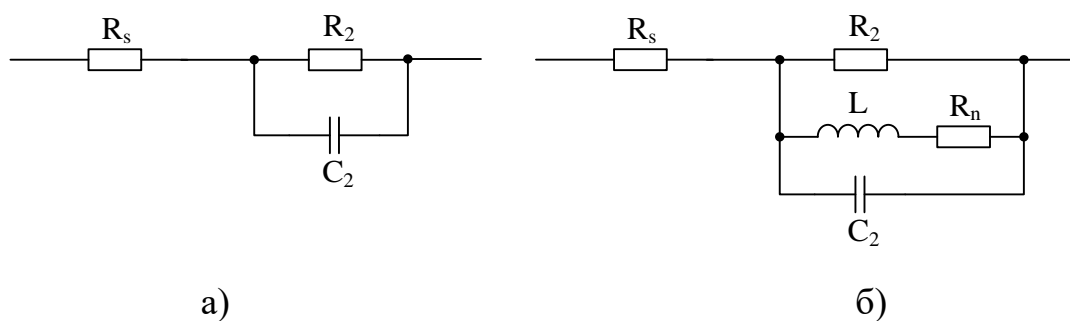


Рис. 6.42. Еквівалентні схеми досліджуваних зразків

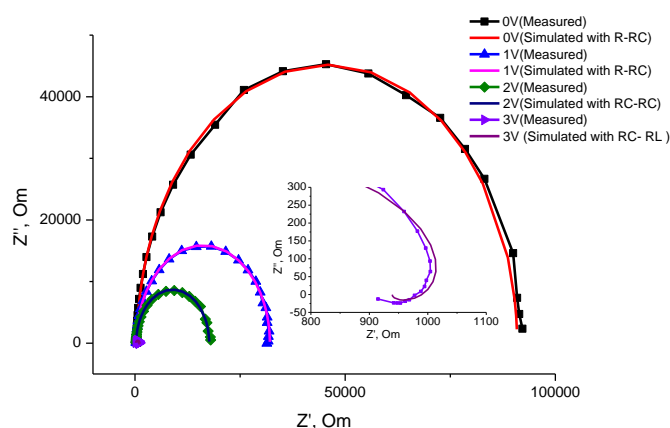


Рис. 6.43. Діаграма Найквіста

Як видно з представленого графіка значення об'ємного опору ϵ на порядок менше від величини диференційного опору приладу, який визначається з ВАХ рис. 6.44, ця невідповідність пов'язана з частотною залежністю електропровідності органічних складових структури.

Поява індуктивної складової (в структурі найбільш ймовірно має наступне пояснення: під дією інжекції електронів з електроно інжекційного шару та дірок анодного електрода та в результаті відсутності інжекційних бар'єрів для обох типів носіїв зарядів що зумовлено узгодженням НОМО і LUMO рівнів в структурі в органічному світловипромінювальному шарі формуються збуджені стани з подальшою анігіляцією екситонів та виникненням рекомбінаційного дрейфового струму.

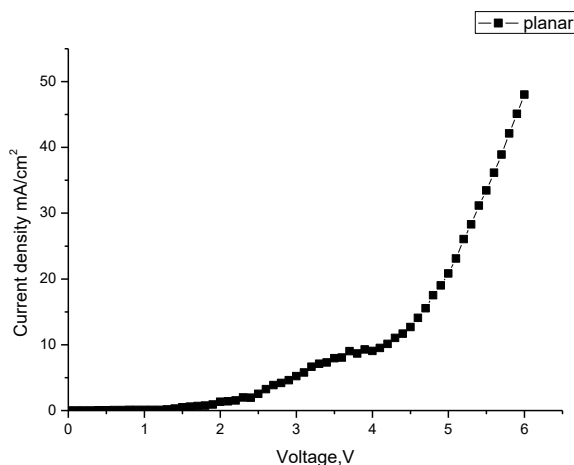


Рис. 6.44. ВАХ гетероструктури ІТО/CuI/m-MTDATA/Vphen/Ca)/Al

При досягненні напруг зміщення вище деякої порогової спостерігається рекомбінація акумульованих зарядів і як наслідок відбувається зменшення ємності від $C=3.46$ нФ при 1В до $R=17,4$ кОм при 2В гетероструктури та різке падіння опору 792 Ом вище напруги включення(при 3 В), що добре узгоджується з ВАХ на рис. 6.44.

Висновки до розділу 6

1. На основі результатів моделювання структурних елементів сигнальних перетворювачів виявлено ефект додаткової резонансної режекції на межі переходу імпедансу з низького до високого рівня під час якого досягається послаблення впливу сторонніх завад на 30 дБ, що дало можливість створити сигнальний перетворювач оптичного сенсора температури на основі холестеричного рідкого кристалу КЕТ90700, який забезпечує вимірювання температури в діапазоні від 283 до 353 К, з чутливістю перетворення $0,25$ °/нм та точністю вимірювання на рівні 0,01 К (при використанні 14-розрядного конвертера).

2. Створено сигнальний перетворювач для безпроводного інфрачервоного сенсора температури який забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення вхідного кола сигнального перетворювача зі

спотворенням АЧХ та ФЧХ не більше 3дБ від рівня вихідного сигналу при лінійності функції перетворення для напруги керування в межах 3,5 В – 4,5 В, що забезпечило вимірювання температури від 100°C до 240°C з точністю до 1,5°C.

3. Розроблено сигнальний перетворювач оптичного сенсора температури на основі фотоперетворювача RL-81-S3B7G746/I6 з піками інтенсивності випромінювання відповідно 645 нм, 520 нм, 465 нм, в якому використано метод квадратурного детектування відповідно до розробленої методики виділення інформаційного сигналу. Його побудову здійснено на основі базових елементів із внутрішньої архітектури мікроконтролера PSoC, що дало можливість отримати багато параметричний сенсор високоточного вимірювання температури в межах від 20°C до 80°C .

4. Розроблено сигнальні перетворювачі імпедансу оптичних сенсорів неінвазивної медицини для реєстрації зміни параметрів біомедичних матеріалів в системах підтримки прийняття рішень. В процесі побудови використано результати схемо-технічного моделювання сигнальних перетворювачів з інтеграторами, в яких враховано паразитні струми інтегруючих кіл та частотні характеристики операційних підсилювачів ... Отримані сигнальні перетворювачі забезпечують високу стабільність модульованих коливань активуючого сигналу в діапазоні 0,5 – 150 Гц з тривалістю модульованих імпульсів в межах від 10 – 50 мс та амплітудою вихідного сигналу в межах від -2 до +2 В.

5. Розроблено сигнальний перетворювач оптичного сенсора температури, який використовується під час проведення коагуляції. Для забезпечення точності вимірювань використано результати параметричного аналізу кола синхронізації сигнального перетворення, в процесі якого встановлено тривалості фронту та спаду активуючого сигналу $dt=10$ мкс для сигналу напругою ± 1 В частотою 1 кГц. Розроблений сенсор дозволяє вимірювати температуру в межах від 30°C до 250°C з точністю до 5°C.

6. Розроблено сигнальний перетворювач оптичного сенсора для дослідження параметрів органічної світловипромінюючої структури, на основі

результатів моделювання згідно запропонованої методики усунення впливу перехідного процесу при активації імпульсами струму прямокутної форми. Створений перетворювач дав можливість оптимізувати робочий режим структури TCz1/Ca/Al та досягти її яскравості 4032 кд/м^2 при напрузі живлення 11 В із збільшенням вдвічі ресурсу роботи.

7. Розроблено сигнальний перетворювач оптичного сенсора кислотності на основі полімерних плівок поліаніліну, який побудовано за модифікованою схемою сигнального перетворювача гальваностатичного типу. На основі результатів моделювання встановлено залежності впливу зовнішніх джерел випромінювання з довжиною хвилі 900 нм, що відповідає робочій частоті сенсора та враховано цей вплив у функції перетворення. Розроблений сенсор забезпечує вимірювання рівня кислотності в межах 0-12 рН при температурі 5°C – 50°C .

8. Розроблено сигнальний перетворювач гальваностатичного типу інформаційно-вимірювальної системи для дослідження параметрів органічних напівпровідникових матеріалів на основі мікроконтролера ADuC834. В процесі реалізації перетворювача, відповідно до запропонованої методики, використано квадратурне детектування та інтегрування інформаційного сигналу, з мінімізацією спотворень в межах 5 дБ для частотного діапазону 0,01 Гц – 100 кГц та вихідною напругою -2 – 2 В, що дало можливість використати 24-розрядний конвертор.

ВИСНОВКИ

1. Вперше, на основі розробленої концепції побудови та структурно-параметричної модифікації сигнальних перетворювачів імпедансу, створено ряд нових мікроелектронних сенсорних пристроїв для дослідження параметрів матеріалів, структур електронної техніки в розширеному діапазоні імпедансних характеристик (від одиниць мГц до МГц) з мінімізацією похибок сигнальних перетворень, які забезпечили застосування 24-х бітних конверторів для формування інформаційного сигналу.

2. Встановлено, що основними проблемами в процесі побудови сигнальних перетворювачів імпедансу є забезпечення лінійності АЧХ та ФЧХ активуючого сигналу в межах діапазону вимірювання та мінімізація спотворень до 0,1%, які виникають внаслідок паразитного впливу та зумовлені неідеальними характеристиками елементів перетворювача.

3. Встановлено, що структурно–параметричну модифікацію необхідно проводити на основі результатів математичного моделювання, які отримані з допомогою симулятора електронних схем з відкритим програмним кодом – SPICE, на основі готових моделей компонентів, наданих виробниками цих компонентів.

4. Встановлено, що для проведення моделювання вузлів сигнальних перетворювачів необхідно використовувати поєднання двох типів аналізу - АС та Transient. На основі даного підходу розроблено методику проведення досліджень, яка базується на використанні реальних сигналів перетворення з врахуванням їх відхилень.

5. Встановлено, що для виділення інформаційного сигналу імпедансних перетворювачів необхідно використовувати синхронне детектування та подальше інтегрування, при цьому активна складова вихідного сигналу детектується та інтегрується синфазно із задавальним вхідним сигналом, а реактивна складова – з фазовим зміщенням на $\pi/2$.

6. На основі модельних досліджень встановлено, вплив гармонік активуючого сигналу на похибку інформаційного сигналу. Розрахунок цієї

похибки проводиться математичним моделюванням з використанням функціональних джерел: напруги – NFV, струму – NFI, залежних джерел – напруга від напруги VofV, струм від напруги – IofV, шляхом динамічної покрокової зміни (Stepping: Step all variables simultaneously або Step variables in nested loops).

7. Встановлено механізм модуляції ємності двополюсників із діодними структурами (бар'єрної та дифузійної ємностей) який вимагає багатопараметричного представлення. Показано, що зміна постійної складової в джерелі гармонічної напруги від 0 В до 0,5 В призводить до зменшення модуля імпедансу діода від 140 dB до 60 dB.

8. Розроблено нову методику комплексного модельного параметричного дослідження сигнальних перетворювачів імпедансу, яка ґрунтується синхронному квадратурного детектуванні та інтегруванні вихідних напруг сигнального перетворювача відповідно до виразів:

$$V_{SRE} = K_{RE} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)) dt,$$

$$V_{SIM} = K_{IM} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{IM}(t)) dt,$$

де V_{SRE} та V_{SIM} – напруги, що є інформативними сигналами дійсної та уявної складових імпедансу; K_{RE} та K_{IM} – коефіцієнти пропорційності функції перетворення; $V_Z(t)$ – напруга на досліджуваному двополюснику (гальваностатичний метод вимірювання); $A_{RE}(t)$, $A_{IM}(t)$ – знакові функції, що, в залежності від фази, набувають значення +1 чи -1; t_1 , t_2 – часові інтервали інтегрування.

9. Встановлено, що для усунення впливу перехідного процесу спричиненого активуючими коливаннями, в гальваностатичному методі вимірювань, необхідно змістити активуючий сигнал на $\pi/2$ - для гармонічних сигналів або скоротити вдвічі тривалість першого імпульсу – для імпульсних сигналів.

10. Розроблено новий метод аналізу інформативного сигналу SPICE моделей сигнальних перетворювачів імпедансу, у відповідності до якого активна Z_{RE} та

реактивна Z_{IM} складові імпедансу корегуються отриманими в ході Transient аналізу коефіцієнтами $K_{CRE} = \frac{SDT_{RE}}{Z_{RE}}$, $K_{CIM} = \frac{SDT_{IM}}{Z_{IM}}$, які враховують реальні параметри елементів.

11. Встановлено залежність величини інформативної напруги імпедансних характеристик від ширини смуги пропускання вхідного кола операційного підсилювача, зокрема показано що для сигналу частотою $f_0 = 0,1$ МГц необхідно забезпечити ширину смуги пропускання не менше $GBW = 10$ МГц

12. Встановлено, що мінімізація частотних спотворень вхідних колах сигнального перетворювача гальваностатичного типу досягається шляхом використання двох ідентичних повторювачів, що в свою чергу запобігає ефекту шунтування високоомного вузла струмозадаючого резистора.

13. Вперше виявлено невідповідності малосигнального моделювання при активації імпульсним сигналом, які спостерігаються на нижніх частотах, зокрема на частоті $f = 1$ Е2 ця розбіжність становить приблизно 20 %.

14. Вперше виявлено закономірності впливу вищих гармонік активуючого імпульсного сигналу на результати сигнального перетворення та створено модель для дослідження цього впливу на інформаційний сигнал кожної з них, яка дозволяє отримати параметричні залежності величини рівня завади на результат вимірювання.

15. Розроблено методику для аналізу паразитного впливу вищих гармонік імпульсного сигналу на точність сигнального перетворення відповідно до якої корекція результатів вимірювання проводиться за формулами:

$$\operatorname{Re} Z_{COR}(f) = \operatorname{Re} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{RE}(k) \operatorname{Re} Z_{PLS}(kf),$$

$$\operatorname{Im} Z_{COR}(f) = \operatorname{Im} Z_{PLS}(f) - \sum_{k=3}^m K_{IM}(k) \operatorname{Im} Z_{PLS}(kf),$$

де $k = 3, 5, \dots, m$, f – основна частота; kf – частоти гармонік імпульсного сигналу; $\operatorname{Re} Z_{PLS}(f)$, $\operatorname{Im} Z_{PLS}(f)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної складових на основній частоті f імпульсного сигналу; $\operatorname{Re} Z_{PLS}(kf)$, $\operatorname{Im} Z_{PLS}(kf)$ – результати вимірювання, відповідно, активної та реактивної

складових на частотах kf гармонік $H_3, H_5, H_7\dots$; $\text{Im}Z_{COR}(f)$, $\text{Re}Z_{COR}(f)$ - результати корекції, відповідно, активної та реактивної складових; $K_{RE}(k)$, $K_{IM}(k)$ - коефіцієнти корекції, відповідно, активної та реактивної складових імпедансу.

Використання вказаної методики дозволяє зменшити похибку сигнального перетворення до 0,1% та підтверджує ефективність використання імпульсних активуючих сигналів.

16. Встановлено, що використання чотиритактного інтегрування інформаційного сигналу, дозволяє реалізувати принцип надлишковості сигналів, який забезпечує перевірку калібрування сигнальних трактів та компенсацію їх дрейфу нуля. Інтегрування проводилося на протязі двох періодів. Підтвердженням результативності методу чотиритактного інтегрування та алгоритму розрахунку інформативних сигналів є рівність напруг $V_{RE} = V_{IM}$ наприкінці кожного з періодів сигналу активації двополюсника, характерна частота якого f_0 співпадає з частотою сигналу активації. Така рівність має місце при $GBW = 1E12$, тобто, без врахування частотних характеристик операційних підсилювачів. Такий підхід особливо актуальний для реалізації сенсорних пристроїв з використанням багато розрядних АЦП в процесі програмного аналізу інформаційного сигналу.

17. Вперше встановлено, що представлення миттєвих значень гармонічного сигналу на кожному кроці апроксимації числом обмеженого формату приводить до виникнення нових гармонік спектру апроксимованого сигналу. Рівень гармонік, які виникають не перевищує амплітуд гармонік $d-1$ і $d+1$ сходиноквої апроксимації, проте їх наближення до основної гармоніки вдвічі знижує точність вимірювання.

18. Вперше виявлено, що фазовий зсув на вибраній частоті вимірювання, зумовлений інерційністю елементів, що беруть участь у цифровому синтезі гармонічних напруг, є сталим, тому його вплив можна компенсувати. Похибки відтворення амплітуди основної гармоніки на заданій частоті мають мультиплікативний характер, і в принципі їх вплив можна усунути калібруванням вимірювального каналу.

19. Розроблено конвертери імпедансу для оптичних сенсорів в яких використано ефект додаткової резонансної режекції на межі переходу імпедансу з низького до високого рівня в результаті чого різниця між коефіцієнтами перетворення на робочій частоті $\gamma = 2,0$ кГц та частоті електромагнітної завади $F = 50$ Гц перевищує 85 дБ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. І.І. Григорчак, Г.В. Понеділок. Імпедансна спектроскопія: навч. посібник. – Львів. Видавництво Львівської політехніки, – 2011. – 352 с.
2. Сигнальні перетворювачі мікроелектронних сенсорів імпедансного типу : монографія / [Г.І. Барило, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра] // За редакцією проф. З.Ю. Готри. – Львів: Видавництво «Ліга - Прес», 2017. – 185 с.
3. Вимірювачі CLR з перетворенням «імітанс – напруга»: монографія / Є. В. Походило, В. В. Хома ; Нац. ун-т «Львів. політехніка». – Львів : Львівська політехніка, 2011. – 292 с. : іл. – Бібліогр. ISBN 978-617-607-079-5
4. Проблемно-орієнтовані засоби вимірювання імітансу. Теорія і практика: монографія / В. В. Хома, Є. В. Походило ; Нац. ун-т «Львів.політехніка». – Львів : Львівська політехніка, 2013. – 260 с. – ISBN 978-617-607-433-5
5. Імітансний контроль якості: монографія / Є.В. Походило, П.Г. Столярчук; Нац. ун-т «Львів. політехніка». – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2012. – 164 с. – ISBN 978-617-607-222-5
6. Методи та засоби визначення показників якості продукції навч. посіб. / [Т. З. Бубела, П. Г. Столярчук, Є. В. Походило та ін.]; Нац. ун-т «Львів. політехніка». – Львів : Львівська політехніка, 2012. – 289 с.: – ISBN 978-617-607-263-8
7. Zhang Jun-Rui, Ionescu A. M. Nanolab, M. Mazza. Low-energy biomarker detection through charge-based impedance measurements // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808744. – ISBN: 978-1-4799-8287-5
8. A. S. Eeles, R. Gottschalg, T. R. Betts. Optimising I-V measurements of high capacitance modules using dark impedance measurements // IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC) 2016. – P. 3693–3697. – DOI: 10.1109/PVSC.2016.7750366. – ISBN: 978-1-5090-2724-8
9. Thanh Trung Do, Michael Jordan, Hauke Langkowski, Detlef Schulz. Novel grid impedance measurement setups in electrical power systems // IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS) 2016. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/AMPS.2016.7602808. – ISBN: 978-1-5090-2373-8

10. M. Flatscher, M. Neumayer, T. Bretterkieber, B. Schweighofer. Measurement of complex dielectric material properties of ice using electrical impedance spectroscopy // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808533. – ISBN: 978-1-4799-8287-5
11. Hotra Z., Holyaka R.. Structural and circuit design for enhancement of thermal flow sensors effectiveness // Advanced Numerical Modeling. IPhDW. Zielona Gora. Poland. – 2011. – P. 129-130.
12. Holyaka Roman, Kostiv Natalya. Energy-efficient signal converter of thermocouple, temperature sensors. Informatyka, Automatyka, Pomiary. –№ 4. – 2011. – P. 26-28.
13. Yung-Hua Kao, Paul C.-P. Chao, Tse-Yi Tu, Keng-Yueh Chiang, Chin-Long Wey. A new cuffless optical sensor for blood pressure measuring with self-adaptive signal processing // SENSORS, 2016 IEEE. P. 1-3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808775. – ISBN: 978-1-4799-8287-5
14. Takeshi Yoshimatsu, Norio Tsuda, Jun Yamada. Signal processing for distance measurement using laser voltage fluctuation due to self-coupling effect // Sensing Technology (ICST), 2016 10th International Conference. – 2016. P. 1-4. – DOI: 10.1109/ICSensT.2016.7796306. – ISBN: 978-1-5090-0796-7
15. Готра Зенон, Барило Григорій, Бойко Оксана, Вістак Марія, Матвіїв Роман. Мікропроцесорна система температурної стабілізації групової міри електрорушійної сили // Вимірювальна техніка та метрологія: міжвідомчий науково-технічний збірник / Національний університет "Львівська політехніка" ; відповідальний редактор Б. І. Стадник. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2014. – Випуск 75. – С. 13-19.
16. A. Carlosena, D. Muller, G.S. Moschytz. Resistively variable capacitors using general impedance convertors // IEE Proceedings G - Circuits, Devices and Systems. – Vol.: 139, Issue: 4, Aug. 1992. – P. 507-516. – DOI: 10.1049/ip-g-2.1992.0080. – ISSN: 0956-3768
17. Brian Berger, Katsuo Kurabayashi, Mansoor Nasir. Investigation into the use of electrochemical impedance spectroscopy for cellular functional

immunophenotyping // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808678. – ISBN: 978-1-4799-8287-5

18. Haowei Jiang, Alexander Sun, Alagarwamy G. Venkatesh, Drew A. Hall. An Audio Jack-Based Electrochemical Impedance Spectroscopy Sensor for Point-of-Care Diagnostics // IEEE Sensors Journal. Vol.: 17, Issue: 3, Feb.1, 2017. – P. 589 - 597. – DOI: 10.1109/JSEN.2016.2634530. – ISSN: 1530-437X

19. D. Curtis Deno, Haris J. Sih, Stephan P. Miller, Liane R. Teplitsky, Russ Kuenzi. Measurement of Electrical Coupling Between Cardiac Ablation Catheters and Tissue // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – Vol.: 61, Issue: 3, March 2014. – P. 765-774. – DOI: 10.1109/TBME.2013.2289328. – ISSN: 0018-9294.

20. Hyunglae Lee, Hermano Igo Krebs, Neville Hogan. Multivariable Dynamic Ankle Mechanical Impedance With Relaxed Muscles // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. – Vol.: 22, Issue: 6, Nov. 2014. – P. 1104-1114. – DOI: 10.1109/TNSRE.2014.2313838. – ISSN: 1534-4320

21. Hyunglae Lee, Hermano Igo Krebs, Neville Hogan. Multivariable Dynamic Ankle Mechanical Impedance With Active Muscles // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. – Vol.: 22, Issue: 5, Sept. 2014. – P. 971-981 – DOI: 10.1109/TNSRE.2014.2328235. – ISSN: 1534-4320

22. Z. Hotra, N. Kus, P. Stakhira, D. Volyniuk, V. Cherpak, J.V. Grazulevicius, N.A. Kukhta, G. Barylo Investigation of electro-acoustic effects in organic structure // International Conference Baltic Polymer Symposium 2013, BPS-2013, Trakai, Lithuania, September 18-21, 2013. – P. 172

23. Z. Hotra, D. Volyniuk, V. Cherpak, P. Stakhira, I. Grygorchak, J. V. Grazulevicius, A. Michaleviciute, A. Tomkeviciene, G. Barylo, N. Kus & M. Hladun Electro-Acoustic Effect in Organic Structure Based on Star-Shaped Carbazole Derivatives // Molecular Crystals and Liquid Crystals, 589:1, 2014. – P. 67-73. – DOI: 10.1080/15421406.2013.871918

24. Ivaniuk K., Chapran M., Cherpak V., Barylo G., Stakhira P., Hotra Z., Hladun M. and Dudok T. Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer

preparation // Ukrainian Journal of Physical Optics, Vol. 16, Issue 2. – 2015. – P. 95-102. – DOI: 10.3116/16091833/16/2/95/2015

25. K. Ivaniuk, V. Cherpak, P. Stakhira, G. Baryshnikov, B. Minaev, Z. Hotra, P. Turyk, Ya. Zhydachevskii, D. Volyniuk, O. Aksimentyeva, B. Penyukh, A. Lazauskas, S. Tamulevičius, J.V. Grazulevicius, H. Agren. BaZrO₃ perovskite nanoparticles as emissive material for organic/inorganic hybrid light-emitting diodes / Elsevier, Dyes and Pigments. – Vol. 145, October 2017. – P. 399-403. – DOI.org/10.1016/j.dyepig.2017.06.020.

26. S. Vāth, K. Tvingstedt, M. Auth, A. Sperlich, A. Dabulienė, J. V. Grazulevicius, P. Stakhira, V. Cherpak, V. Dyakonov. Direct Observation of Spin States Involved in Organic Electroluminescence Based on Thermally Activated Delayed Fluorescence / Advanced Optical Materials. – Vol. 5. – № 3. – 2017. – DOI: 10.1002/adom.201600926

27. Stakhira P., Cherpak V., Volyniuk D., Ivastchyshyn F., Hotra Z., Tataryn V., Luka G., Characteristics of organic light emitting diodes with copper iodide as injection layer, Thin Solid Films (2010), 518(23), 7016-7018.

28. Luka G., Stakhira P., Cherpak V., Volyniuk D., Hotra Z., Godlewski M., Kostruba A., The properties of tris (8-hydroxyquinoline) aluminum organic light emitting diode with undoped zinc oxide anode layer, Journal of Applied Physics (2010), 108(6), 064518.

29. L. S. Monastyrskii, O. I. Petryshyn, B. P. Koman, R. J. Gas identification on the basis of microcomputer analysis of porous silicon sensor data / Yaremyk Sensor Electronics and Microsystem Technologies 2016 – T. 13, № 3

30. A. Pipino; A. Pezzotta; F. Resta; M. De Matteis; A. Baschiroto. A rail-to-rail-input chopper instrumentation amplifier in 28nm CMOS // IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS). – 2015. – P. 73–76. – DOI: 10.1109/ICECS.2015.7440252. – ISBN: 978-1-5090-0246-7

31. Xiaofang Zha; Yongsheng Yin. The design rail-to-rail operational amplifier used in PGA // IEEE 9th International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification (ASID). – 2015. – P. 61–65. – DOI: 10.1109/ICASID.2015.7405662. – ISBN: 978-1-4673-7140-7

32. Готра З.Ю., Фечан А.В., Сушинський О.Є., Барило Г.І., Левенець В.В., Рудий А.М. Застосування електрокерованого світлорозсіювання в нематико-холестеричних сумішах для засобів відображення інформації // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – № 2. – 2010. – С. 84-89. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/oeiet_2010_2_15

33. Барило Г.І., Кус Н.І., Грицик Р.І. Система передачі даних для моніторингу технологічних процесів // Чотирнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету "Львівська політехніка" з проблем електроніки: тези доповідей, 5–7 квітня 2011 р., Львів / Національний університет "Львівська політехніка". – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – С. 5.

34. Барило Г., Грицик Р., Кус Н. Передача даних в системах моніторингу технологічних процесів // Комп'ютерні науки та інженерія: матеріали V Міжнародної конференції молодих вчених CSE-2011, 24–26 листопада 2011 р., Україна, Львів / Національний університет "Львівська політехніка". – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – С. 276–277. – (3-й Міжнародний молодіжний фестиваль науки "Litteris et Artibus"). – Титульний аркуш та текст паралельно англійською.

35. . Барило Г.І., Кус Н.І., Грицик Р.І. Активна система передачі даних на основі вільно програмованих мікроконтролерів // 15-й Міжнародний форум "Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті", 18-20 квітня 2011 р. – Харків. – 2011. (форум)

36. Кус Н.І., Барило Г.І., Грицик Р.І. Пристрої та методи аналізу нафтопродуктового забруднення навколишнього середовища // Современные информационные и электронные технологии: тр. XII Междунар. науч.-практ. конф., 23-27 мая 2011 г., Украина, Одесса. – Одесса, 2011. – С. 329.

37. Барило Г.І., Кус Н.І., Грицик Р.І. Моделювання системи моніторингу на основі Хвее-модулів // «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я»: XX Міжнародна науково-практична конференція. 15-17

травня 2012р.: Тези доповідей у IV частинах. Ч. IV – Харків: НТУ «ХПІ», 2012. – С. 5.

38. Barylo Grygoriy, Kus Natalija, Grycyk Rostyslav. Telemetry environment monitoring system based on smart wireless interface // Perspective technologies and methods in MEMS Design: pros. of VIII-th Intern. conf. MEMSTECH'2012, 18-21 april 2012, Polyana, Ukraine / Min. of education and science, youth and sport of Ukraine, Lviv Polytechnic Nat. Univ. — Lviv: Publ. Lviv Polytechnic, 2012. – С. 48-52.

39. Барило Г.І., Гельжинський І.І., Грицик Р.І., Іванюк Х.Б., Кус Н.І. Моделювання керуючих пристроїв для сенсорних безпроводних мереж ZIGBEE // Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки: матеріали II Міжнар. наук.-практ. конф., 25-27 жовт. 2012 р., Чернівці, Україна / М-во освіти і науки, молоді та спорту України, Чернівець. нац. ун-т ім. Ю. Федьковича. – Чернівці: [б. в.], 2012. – С. 129-130.

40. Барило Г.І., Гельжинський І.І., Грицик Р.І., Іванюк Х.Б., Кус Н.І. Моделювання керуючих пристроїв для сенсорних безпроводних мереж ZIGBEE. // Східно-європейський журнал передових технологій №6/12(60). – 2012. – С.53-56.

41. Барило Г.І., Бойко О.В., Чабан О.П., Матвіїв Р.О., Кус Н.І. Мікропроцесорна корекція значення електрорушійної сили насичених нормальних елементів // Методи та прилади контролю якості. – № 1. – 2012. – С. 142-147.

42. Барило Г.И., Зазуляк А.М., Кожухар А.Т., Иванюк Х.Б., Шуфан М.М. Электронные системы для светолечения отозаболеваний / // Биомедицинская инженерия и электроника. – № 2. – 2012. – 5 с.

43. Барило Г.І., Готра З.Ю., Зазуляк А.М., Кіцера О.О., Кус Н.І. Апаратурно-програмне забезпечення лікувального процесу в оториноларингології з неперевним оптико-електронним тестуванням біоб'єкта // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2(24). – 2012. – С. 81-85.

44. Furmanov U., Suchin I., Bilylovets O., Kachan S., Barylo H., Kozhukhar O., Kus N. Experience with the use of optical devices for hemostasis // 6th International Forum on Innovative Technologies for Medicine (ITMED 2012), 21–23 November 2012: Forum catalogue. – Bialystok: Innovative Eastern Poland Association, 2012. – P. 21.

45. Barylo G.I., Gotra Z. Yu, Zazulyak A.M., Kozhuhar O.T., Kus N.I. Stimulating Light System to Create a Controlled Effect Relaxation // 2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2013. – P. 302-304. – DOI: 10.1109/ELNANO.2013.6552067. – ISBN: 978-1-4673-4672-6

46. Kozhukhar Alexander, Barylo Hryhoriy, Ivakh Mariya. Automating analysis of peripheral parameters in patient // 7th International Forum Science and Technology Days Poland –East, 17-19 April, 2013: Catalogue. – Bialowieza; Innovative Eastern Poland Association, 2013. – P.14.

47. Барило Г.І., Готра З.Ю., Кожухар О.Т., Івах М.С., Полюхович М.М. Розроблення системи реєстрації частоти серцевих скорочень // Орган Українського інженерного товариства у Львові, Технічні вісті. – № 1(37), 2(38). – 2013. – С. 37-38.

48. Hotra Z., Volyniuk D., Cherpak V., Stakhira P., Grygorchak I., Grazulevicius J. V., Michaleviciute A., Tomkeviciene A., Barylo G., Kus N. & Hladun M. Electro-Acoustic Effect in Organic Structure Based on Star-Shaped Carbazole Derivatives / // Molecular Crystals and Liquid Crystals, 589:1, 2014. – P. 67-73. – DOI: 10.1080/15421406.2013.871918

49. Ivaniuk K., Chapran M., Cherpak V., Barylo G., Stakhira P., Hotra Z., Hladun M. and Dudok T. Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer preparation // Ukrainian Journal of Physical Optics, Vol. 16, Issue 2. – 2015. – P. 95-102. – DOI: 10.3116/16091833/16/2/95/2015

50. Барило Г.І., Вірт В.В., Готра З.Ю., Івах М.С., Кожухар О.Т. Створення моделі інформаційно-обчислювальної системи для пристроїв неінвазивної

діагностики // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія: Інформатика та моделювання. – № 32 (1141). – 2015. – С. 11-18.

51. Вірт В.В., Барило Г.І., Івах М.С., Кожухар О.Т. Застосування фотоінформаційних технологій в лікувальних засобах // «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки»: Праці IV міжнарод. наук.-практ. конф. (ПІКТ-2015), (26-29 травня 2015 р., м. Чернівці). – Чернівці: Видавничий дім «Родовід», 2015. – С. 169-171.

52. Barylo Hryhoriy I. A device for conducting a dynamic modes of UIAB therapy with automatic process testing / Hryhoriy I. Barylo, Zenon Yu. Hotra, Oleksandr T. Kozhukhar, Mariya S. Ivakh, Wojciech Surtel, Marcin Maciejewski // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, Vol. 10031. – 2016. – P. 1-9, – DOI: 10.1117/12.2249168

53. Markus Jehl, Andreas Dedner, Timo Betcke, Kirill Aristovich, Robert Klöfkom, David Holder. A Fast Parallel Solver for the Forward Problem in Electrical Impedance Tomography // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – Vol.: 62, Issue: 1, Jan. 2015. – P. 126-137. – DOI: 10.1109/TBME.2014.2342280. – ISSN: 0018-9294

54. Hyunglae Lee, Neville Hogan. Time-Varying Ankle Mechanical Impedance During Human Locomotion // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. – Vol.: 23, Issue: 5, Sept. 2015. – P. 755-764. – DOI: 10.1109/TNSRE.2014.2346927. – ISSN: 1534-4320

55. Chengyang Yao, Alexander Sun, Drew A. Hall. Efficient power harvesting from the mobile phone audio jack for mHealth peripherals // Global Humanitarian Technology Conference (GHTC), 2015 IEEE. – P. 219-225. – DOI: 10.1109/GHTC.2015.7343976. – ISBN: 978-1-4673-6561-1

56. Dong Liu, Ville Kolehmainen, Samuli Siltanen, Anne-Maria Laukkanen, Aku Seppänen. Nonlinear Difference Imaging Approach to Three-Dimensional Electrical Impedance Tomography in the Presence of Geometric Modeling Errors // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – Vol.: 63, Issue: 9, Sept. 2016. – P. 1956-1965. – DOI: 10.1109/TBME.2015.2509508. – ISSN: 0018-9294

57. Sardar Ansari, Kevin R. Ward, Kayvan Najarian. Motion Artifact Suppression in Impedance Pneumography Signal for Portable Monitoring of Respiration: An Adaptive Approach // IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics. – Vol.: 21, Issue: 2, March 2017. – P. 387-398. – DOI: 10.1109/JBHI.2016.2524646. – ISSN: 2168-2194

58. Evandro M. Ficanha, Guilherme A. Ribeiro, Mohammad Rastgaar. Design and Evaluation of a 2-DOF Instrumented Platform for Estimation of the Ankle Mechanical Impedance in the Sagittal and Frontal Planes // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. – Vol.: 21, Issue: 5, Oct. 2016. – P. 2531-2542. – DOI: 10.1109/TMECH.2016.2552406. – ISSN: 1083-4435

59. Hyunglae Lee, Elliott J. Rouse, Hermano Igo Krebs. Summary of Human Ankle Mechanical Impedance During Walking // IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine. – Vol.: 4. – 2016. – DOI: 10.1109/JTEHM.2016.2601613. – ISSN: 2168-2372

60. Hyungrak Kim, Young Joong Yoon. Wideband Design of the Fully Integrated Transmitter Front-End With High Power-Added Efficiency // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 55, Issue: 5, May 2007. – P. 916-924. – DOI: 10.1109/TMTT.2007.895165. – ISSN: 0018-9480

61. Steve C. Cripps. Inverted logic [Microwave Bytes] // IEEE Microwave Magazine. Vol.: 9, Issue: 5, Oct. 2008. – P. 30-38. – DOI: 10.1109/MMM.2008.927647. – ISSN: 1527-3342

62. Xiongfei Wang, Frede Blaabjerg, Marco Liserre, Zhe Chen, Jinwei He, Yunwei Li. An Active Damper for Stabilizing Power-Electronics-Based AC Systems // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 29, Issue: 7, July 2014. – P. 3318-3329. – DOI: 10.1109/TPEL.2013.2278716. –ISSN: 0885-8993

63. C. Rose, M. Sumner, D. W. P. Thomas, E. Christopher. Impedance sensitive STATCOM control for systems supported by renewable generation // Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 3rd, 2014. – P. 1-6. – DOI: 10.1049/cp.2014.0881. – ISBN: 978-1-84919-917-9

64. Muhammad Awais Bin Altaf, Chen Zhang, Jerald Yoo. A 16-Channel Patient-Specific Seizure Onset and Termination Detection SoC With Impedance-

Adaptive Transcranial Electrical Stimulator // IEEE Journal of Solid-State Circuit. – Vol.: 50, Issue: 11, Nov. 2015. – P. 2728-2740. – DOI: 10.1109/JSSC.2015.2482498. – ISSN: 0018-9200

65. Tara Yousefi, Chris B. Daniel, David T. Auckland, Rodolfo E. Diaz. A Wideband Multimode Permeable Conformal Antenna Thinner Than $\lambda/75$ Using Advanced Ferromagnetic Laminate Composite Materials // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – Vol.: 15. 2015. – P. 1931-1934. – DOI: 10.1109/LAWP.2015.2512229. – ISSN: 1536-1225

66. Xiao Xu, Burak Cizmeci, Clemens Schuwerk, Eckehard Steinbach. Model-Mediated Teleoperation: Toward Stable and Transparent Teleoperation Systems // IEEE Access. – Vol.: 4. – 2016. – P. 425-449. – DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2517926. – ISSN: 2169-3536

67. Qing-Chang Zhong, Yu Zeng. Universal Droop Control of Inverters With Different Types of Output Impedance // IEEE Access. – Vol.: 4. – 2016. – P. 702-712. – DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2526616. – ISSN: 2169-3536

68. Kyung-Hwan Lee, Euihoon Chung, Yongsu Han, Jung-Ik Ha. A Family of High-Frequency Single-Switch DC–DC Converters With Low Switch Voltage Stress Based on Impedance Networks // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 32, Issue: 4, April 2017. – P. 2913-2924. – DOI: 10.1109/TPEL.2016.2580154. – ISSN: 0885-8993

69. Taku Senoo, Masanori Koike, Kenichi Murakami, Masatoshi Ishikawa. Impedance Control Design Based on Plastic Deformation for a Robotic Arm // IEEE Robotics and Automation Letters. – Vol.: 2, Issue: 1, Jan. 2017. – P. 209-216. – DOI: 10.1109/LRA.2016.2587806. – ISSN: 2377-3766

70. Shihab Adnan, Kwang-Man Lee, Mohammad Tayeb Ghasr, Matthew J. O'Keefe, Delbert E. Day, Chang-Soo Kim. Water-Soluble Glass Substrate as a Platform for Biodegradable Solid-State Devices // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – Vol.: 4, Issue: 6, Nov. 2016. – P. 490-494. – DOI: 10.1109/JEDS.2016.2606340. – ISSN: 2168-6734

71. G. Ulisse, V. Krozer. W-Band Traveling Wave Tube Amplifier Based on Planar Slow Wave Structure // IEEE Electron Device Letters. – Vol.: 38, Issue: 1, Jan. 2017. – P. 126-129. – DOI: 10.1109/LED.2016.2627602. – ISSN: 0741-3106
72. Yongduan Xue, Xiaoru Chen, Huamao Song, Bingyin Xu. Resonance Analysis and Faulty Feeder Identification of High-Impedance Faults in a Resonant Grounding System // IEEE Transactions on Power Delivery. – Vol.: 32, Issue: 3, June 2017. – P. 1545-1555. – DOI: 10.1109/TPWRD.2016.2641045. – ISSN: 0885-8977
73. Joerg Illig. Physically based Impedance Modelling of Lithium-Ion Cells / Institut fuer Werkstoffe der Elektrotechnik. Karlsruhe Scientific Publishing (September 19, 2014). – 234 p. – ISBN: 978-3731502463
74. Leonardo Pires Carneiro. Development of an Electrochemical Biosensor Platform and a Suitable Low-Impedance Surface Modification Strategy / Karlsruhe Scientific Publishing (November 17, 2014). – 182 p. – ISBN: 978-3731502722
75. André Leonide. SOFC Modelling and Parameter Identification by means of Impedance Spectroscopy / KIT Scientific Publishing (August 13, 2010). – 166 p. – ISBN: 978-3866445383
76. Dino Klotz. Characterization and Modeling of Electrochemical Energy Conversion Systems by Impedance Techniques / KIT Scientific Publishing (October 24, 2012). – 190 p. – ISBN: 978-3866449039
77. Richard Jaeger, Travis Blalock. Microelectronic Circuit Design 4th Edition // McGraw-Hill Education; 4 edition. New York. March 1, 2010. – 1355 p. – ISBN 978-0-07-338045-2
78. Alessandro Bassi, Martin Bauer, Martin Fiedler, Thorsten Kramp, Rob van Kranenburg, Sebastian Lange, Stefan Meissner. Enabling Things to Talk: Designing IoT solutions with the IoT Architectural Reference Model // Springer. – 2013. 352 p. – ISBN: 978-3-642-40403-0
79. Ovidiu Vermesan, Peter Friess. Internet of Things: Converging Technologies for Smart Environments and Integrated Ecosystems // River Publishers Series in Communications. – 2013. – 364 p. – ISBN-13: 978-8792982735
80. Xin Zhang, Xinbo Ruan, Qing-Chang Zhong. Improving the Stability of Cascaded DC/DC Converter Systems via Shaping the Input Impedance of the Load

Converter With a Parallel or Series Virtual Impedance // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 62, Issue: 12, Dec. 2015. – P. 7499-7512. – DOI: 10.1109/TIE.2015.2459040. – ISSN: 0278-0046

81. Барило Г.І., Вірт В.В., Везир Ф.Ф., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Кучмій Г.Л. Методика підвищення точності вимірювального перетворення в імпедансній спектроскопії з врахуванням негармонічності сигналів // Матеріали сімнадцятої міжнародної науково-технічної конференції. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах / Міжнародний науково-технічний журнал. - Хмельницький, 2017. – №2 (58). – С. 73-75. – ISSN: 2219-9365

82. Барило Г.І., Голяка Р.Л., Прудіус І.Н., Фабіровський С.Є. Методика підвищення точності вимірювальних перетворювачів імпедансу з врахуванням негармонічності сигналів // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70 – С.30-36

83. Nahin Amin, Soumik Rayhan, Asif Ahmed Anik, Rayeesa Jameel. Modelling and characterization of cell abnormality using electrical impedance spectroscopy (EIS) system for the preliminary analysis to predict breast cancer // Research in Computational Intelligence and Communication Networks (ICRCICN), 2016 Second International Conference. – 2016. – P. 147-152. – DOI: 10.1109/ICRCICN.2016.7813647. – ISBN: 978-1-5090-1047-9

84. Loucas Constantinou, Richard Bayford, Andreas Demosthenous. A Wideband Low-Distortion CMOS Current Driver for Tissue Impedance Analysis // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – Vol.: 62, Issue: 2, Feb. 2015. – P. 154-158. – DOI: 10.1109/TCSII.2014.2387632. – ISSN: 1549-7747

85. Барило Г.І., Вірт В.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Кремер І.П. Параметрична оптимізація активних фільтрів другого порядку // Международная научная конференция MicroCAD: Інформаційні та управляючі системи - НТУ "ХПИ", 2016.

86. Барило Г.І., Вірт В.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. Методика модельних досліджень параметрів вимірювальних перетворювачів імпедансу // 2016 IEEE Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (УкрМі- Ко'2016/UkrMiCo'2016) / Збірник матеріалів

науково-технічної конференції. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського. – 2016. – С. 278-280.

87. Мікросхемотехніка. Підручник за редакцією З.Ю.Готри / Гельжинський І.І, Голяка Р.Л., Готра З.Ю, Марусенкова Т.А. – Львів: Ліга-Прес. – 2015. – 492 с.

88. Spartak Mankovskyy, Emilia Mankovska. Symbolic model of the quadrature detector // 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET) 2016. – P. 87-89. – DOI: 10.1109/TCSET.2016.7451978. – ISBN: 978-6-1760-7807-4

89. Z. Yigit, E. Basar. Low-complexity detection of quadrature spatial modulation // Electronics Letters 2016. Vol.: 52, Issue: 20. – 2016. – P. 1729-1731. – DOI: 10.1049/el.2016.1583. – ISSN: 0013-5194

90. Eugenio Culurciello, Hazael Montanaro, Dongsoo Kim. Ultralow Current Measurements With Silicon-on-Sapphire Integrator Circuits // IEEE Electron Device Letters. Vol.: 30, Issue: 3. – 2009. – P. 258-260. – DOI: 10.1109/LED.2008.2010564. – ISSN: 0741-3106

91. Steven Sandler, Charles Hymowitz. SPICE Circuit Handbook // The McGraw Hill Professional; 1 edition (July 11, 2006). – 2006. – 326 p. – ISBN-13: 978-0071468572

92. Robin B. Hunter, Richard H. Thayer, Mark C. Paulk. The SPICE Project // Software Process Improvement. – 2001. – P. 329-410.

93. Chika Tanaka, Kanna Adachi, Motohiko Fujimatsu, Akira Hokazono, Yoshiyuki Kondo, Shigeru Kawanaka. Implementation of TFET SPICE Model for Ultra-Low Power Circuit Analysis // IEEE Journal of the Electron Devices Society. Vol.: 4, Issue: 5. – 2016. – P. 273-277. – DOI: 10.1109/JEDS.2016.2550606. – ISSN: 2168-6734

94. Lidia Dobrescu, Raluca Smeu, Dragos Dobrescu. Load switch power MOSFET SPICE model // International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE) 2016. – P. 644-647. – DOI: 10.1109/ICEPE.2016.7781418. – ISBN: 978-1-5090-6129-7

95. Seniha Esen Yuksel, Sefa Kucuk, Paul D. Gader. SPICEE: An Extension of SPICE for Sparse Endmember Estimation in Hyperspectral Imagery // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. Vol.: 13, Issue: 12. – 2016. – P. 1910-1914. – DOI: 10.1109/LGRS.2016.2617316. – ISSN: 1545-598X

96. MICRO-CAP. Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software. – 2014. – 8 p. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.spectrum-soft.com>.

97. Arne Bröring, Stefan Schmid, Corina-Kim Schindhelm, Abdelmajid Khelil, Sebastian Käbisch, Denis Kramer, Danh Le Phuoc, Jelena Mitic, Darko Anicic, Ernest Teniente. Enabling IoT Ecosystems through Platform Interoperability // IEEE Software. Vol.: 34, Issue: 1. – 2017. – P. 54-61. – DOI: 10.1109/MS.2017.2. – ISSN: 0740-7459

98. A. Tamasevicius, G. Mykolaitis, A. Cenys. Chaos diode. IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems. – Vol.: 145, Issue: 5, Oct 1998. – P. 361-362. – DOI: 10.1049/ip-cds:19982274. – ISSN: 1350-2409

99. K.L. Wan, Y.L. Chow, K.M. Luk. Simple design of dual-frequency unequal power-divider // Electronics Letters. – Vol.: 37, Issue: 19, 13 Sep 2001. – P. 1171-1173. – DOI: 10.1049/el:20010810. – ISSN: 0013-5194

100. Diego Ramirez Munoz, Jaime Sanchez Moreno, CÀndid Reig Escriva, Silvia Casans Berga, A. Edith Navarro Anton. Constant Current Drive for Resistive Sensors Based on Generalized Impedance Converter // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – Vol.: 57, Issue: 10, Oct. 2008. – P. 2290-2296. – DOI: 10.1109/TIM.2008.919900. – ISSN: 0018-9456

101. R.L. Brennan, T.R. Viswanathan, J.V. Hanson. The CMOS negative impedance converter // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Vol.: 23, Issue: 5, Oct 1988. – P. 1272-1275. – DOI: 10.1109/4.5957. – ISSN: 0018-9200

102. E. Rotholz. Transmission-Line Transformers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol.: 29, Issue: 4, Apr 1981. – P. 327-331. – DOI: 10.1109/TMTT.1981.1130352. – ISSN: 0018-9480

103. M.H. Bakr, J.W. Bandler, K. Madsen, J.E. Rayas-Sanchez, J. Sondergaard. Space-mapping optimization of microwave circuits exploiting surrogate models //

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 48, Issue: 12, Dec 2000. – P. 2297-2306. – DOI: 10.1109/22.898978. – ISSN: 0018-9480

104. N. Boutin. Active compensation of op-amp inverting amplifier using NIC // Electronics Letters. Vol.: 17, Issue: 25, December 10 1981. – P. 978-979. – DOI: 10.1049/el:19810682. – ISSN: 0013-5194

105. T. Inoue, F. Ueno. Switched-capacitor immittance convertors using a single operational amplifier // Electronics Letters. – Vol.: 16, Issue: 20, September 25 1980. – P. 770-771. – DOI: 10.1049/el:19800546. – ISSN: 0013-5194

106. J.M. Guerrero, Luis Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 52, Issue: 4, Aug. 2005. – P. 1126-1135. – DOI: 10.1109/TIE.2005.851634. – ISSN: 0278-0046

107. A.W. Biggs. Slow wave transmission line transformers // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol: 34, Issue: 3, Aug 1992. – P. 242-251. – DOI: 10.1109/15.155836. – ISSN: 0018-9375

108. Hadia El Hennaway, Klaus Schünemann. Impedance transformation in fin lines // IEE Proceedings H - Microwaves, Optics and Antennas. – Vol.: 129, Issue: 6, December 1982. – P. 342-348. – DOI: 10.1049/ip-h-1:19820069. – ISSN: 0143-7097

109. I.M. Filanovsky, K.A. Stromsmoe. Current-voltage conveyor // Electronics Letters. – Vol.: 17, Issue: 3, February 5 1981. – P. 129-130. – DOI: 10.1049/el:19810092. – ISSN: 0013-5194

110. L.T. Bruton. A transistor realization of the generalized impedance converter // Radio and Electronic Engineer. – Vol.: 42, Issue: 3, March 1972. – P. 133-136. – DOI: 10.1049/ree.1972.0023. – ISSN: 0033-7722

111. Барило Г.І., Вірт В.В., Вісьтак М.В., Везир Ф.Ф., Голяка Р.Л. Вимірювальні перетворювачі імпедансу та їх модельні дослідження // Матеріали ІХ-ої Українсько-польської науково-практичної конференції "Електроніка та інформаційні технології" (ЕЛІТ-2017). 28–31 серпня 2017 р. Львів-Чинадієво, Україна. – С. 264-265.

112. Peng Li, B. Lehman. Performance prediction of DC-DC converters with impedances as loads // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 19, Issue: 1, Jan. 2004. – P. 201-209. – DOI: 10.1109/TPEL.2003.820560. – ISSN: 0885-8993

113. P. Karlsson, J. Svensson. DC bus voltage control for a distributed power system // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 18, Issue: 6, Nov. 2003. – P. 1405-1412. – DOI: 10.1109/TPEL.2003.818872. – ISSN: 0885-8993

114. Xiaoming Duan, Alex Q. Huang. Current-mode variable-frequency control architecture for high-current low-voltage DC–DC converters [Letters] // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 21, Issue: 4, July 2006. – P. 1133-1137. – DOI: 10.1109/TPEL.2006.878031. – ISSN: 0885-8993

115. M. Hankaniemi, M. Karppanen, T. Suntio. Load-imposed instability and performance degradation in a regulated converter // IEE Proceedings - Electric Power Applications. Vol.: 153, Issue: 6, November 2006. – P. 781-786. – DOI: 10.1049/ip-epa:20060080. – ISSN: 1350-2352

116. Loucas Constantinou, Iasonas F. Triantis, Richard Bayford, Andreas Demosthenous. High-Power CMOS Current Driver With Accurate Transconductance for Electrical Impedance Tomography // IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. – Vol.: 8, Issue: 4, Aug. 2014. – P. 575-583. – DOI: 10.1109/TBCAS.2013.2285481. – ISSN: 1932-4545

117. Yam P. Siwakoti, Fang Zheng Peng, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, Graham E. Town. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 30, Issue: 2, Feb. 2015. – P. 699-716. – DOI: 10.1109/TPEL.2014.2313746. – ISSN: 0885-8993

118. Xiongfei Wang, Yun Wei Li, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh. Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and Current-Source Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 30, Issue: 12, Dec. 2015. – P. 7019-7037. – DOI: 10.1109/TPEL.2014.2382565. – ISSN: 0885-8993

119. Jonas De Kooning, Jan Van de Vyver, Jeroen D. M. De Kooning, Tine L. Vandoorn, Lieven Vandeveld. Grid voltage control with wind turbine inverters by using grid impedance estimation // Renewable Power Generation Conference (RPG

2014), 3rd, 2014. – P. 1-6. – DOI: 10.1049/cp.2014.0846. – ISBN: 978-1-84919-917-9

120. Angelo Raciti, Davide Cristaldi, Giuseppe Greco, Giovanni Vinci, Gaetano Bazzano. Electrothermal PSpice Modeling and Simulation of Power Modules // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 62, Issue: 10, Oct. 2015. – P. 6260 - 6271. – DOI: 10.1109/TIE.2015.2420672. – ISSN: 0278-0046

121. Системний аналіз та експертні системи: / [Г.І. Барило, Ю.Я. Бобало, З.Ю. Готра, О.З. Готра, М.М. Климаш, В.В. Лесінський, Л.Ф. Політанський] Навчальний посібник: За ред. Готри З.Ю. – Чернівці, Чернівецький нац. ун-т: 2017. – 408 с. – ISBN 978-966-423-421-1

122. Viswam Vijay, Bounik Raziye, Shadmani Amir, Dragas Jelena, Boos Julia Alicia, Birchler Axel, Müller Jan, Chen Yihui, Hierlemann Andreas. High-density CMOS microelectrode array system for impedance spectroscopy and imaging of biological cells // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808761. – ISBN: 978-1-4799-8287-5

123. Барило Г.І., Вірт В.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. SPICE модель квадратурного синхронного детектора вимірювальних перетворювачів імпедансу // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія: Радіоелектроніка та телекомунікації: збірник наукових праць. – 2016. – № 849. – С. 126-134.

124. Барило Г.І., Вірт В.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Кремер І.П. Енергоєфективний сигнальний перетворювач на основі синхронного детектора // Міжнародна науково-практична конференція «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» (ПКТ – 2016). Чернівці 21 – 24 травня, 2016.

125. Барило Г.І., Вірт В.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. Функціональна модель сигнального перетворювача для вимірювання імпедансу // Vth International Scientific Practical Conference “Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems” 3–5 November 2016, Chernivtsi, Ukraine

126. Barylo G., Mykytyuk Z., Holyaka R., Vistak M., Virt V., Vezyr F. Parametric Analysis of Input Circuits of Galvanostatic Type Impedance Measuring

Transducers // Sensors & Transducers, Vol. 214, Issue 7, July 2017, – P. 64-68. – ISSN: 2306-8515

127. Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Hotra Zenon, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir, Vistak Maria. Parametric analysis of impedance spectroscopy measuring transducers considering the non-harmonic signals // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 237-241. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020109. – ISBN: 978-1-5386-0637-7

128. Барило Г.І., Вірт В.В., Везир Ф.Ф., Голяка Р.Л. Parametric Analysis of Input Circles of Measuring Transducers Impedance of Potentiometric Type // "Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання" матеріали міжнародної науково-практичної конференції. м. Івано-Франківськ, 15-20 травня 2017 року. – Івано-Франківськ: п. Голіней О.М. – 2017. – С. 311–314.

129. E.P. Wiechmann, R.P. Burgos, J. Holtz. Active front-end converter for medium-voltage current-source drives using sequential-sampling synchronous space-vector modulation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 50, Issue: 6, Dec. 2003. – P. 1275-1289. – DOI: 10.1109/TIE.2003.819692. – ISSN: 0278-0046

130. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Готра О.З., Гельжинський І.І., Марусенкова Т.А. Завадостійкий сигнальний перетворювач на базі синхронного детектора // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2010. – № 71. – С. 110 – 117.

131. Qing-Chang Zhong, Wen-Long Ming, Yu Zeng. Self-Synchronized Universal Droop Controller // IEEE Access. – Vol.: 4. 2016. – P. 7145-7153. – DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2616115. – ISSN: 2169-3536

132. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Годинюк І.М. Сигнальні перетворювачі сенсорних пристроїв на інтегральних структурах магнітотранзисторів з ємнісним навантаженням // Складні системи та процеси. - №1, 2012. С.14-24

133. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Марусенкова Т.А. Алгоритми мультитактного сигнального перетворення в холлівських сенсорних пристроях // Східно-Європейський журнал передових технологій. - № 6/12 (66) ч.2. – 2013. - СС. 86-90.

134. Barylo Grygoriy; Holyaka Roman; Virt Volodymyr; Vezyr Fedir; Hotra Zenon. Parametric analysis of the input circles of measuring transducers of galvanostatic type impedance // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). – 29 May-2 June 2017. – P. 1141-1144. – DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100428. – ISBN: 978-1-5090-3006-4.

135. Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Prudyus Ivan, Fabirovskyy Sergiy. Parametric Analysis of Galvanostatic Type Impedance Measuring Front-end // 4th international scientific-practical conference problems of infocommunications-science and technology (PIC S&T). – Kharkiv, UKRAINE. – OCT 10-13, 2017. P. 323-326.

136. Deepak Ch, G. Venkat Kishore, G. Amarendra. Design of loss of signal detector for Synchro-to-Digital Converter // International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT). – 2014. P. 800-805. – DOI: 10.1109/ICCICCT.2014.6993068. – ISBN: 978-1-4799-4190-2

137. Shih-Chii Liu, Jörg Kramer, Giacomo Indiveri, Tobias Delbrück, Rodney Douglas, Carver A. Mead. Integrator-Differentiator Circuits // Analog VLSI: Circuits and Principles 2002. – P. 251-273. – ISBN: 9780262256568

138. Z.Hotra, R.Holyaka, T.Marusenkova, J.Potencki. Signal transducers of capacitive microelectronic sensors // Elektronika. Rzeszow. Poland. – 2010. № 8. – P. 129-132.

139. R. Holyaka, I. Yurchak, T. Marusenkova, V. Ilkanych. Microprocessor noise-immune signal transducer for galvanomagnetic smart sensor devices // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the 11th International Conference. (TCSET'2012). – 2012. – P. 34-35.

140. Peter J. Langlois, Nazanin Neshatvar, Andreas Demosthenous. A Sinusoidal Current Driver With an Extended Frequency Range and Multifrequency Operation for Bioimpedance Applications // IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. – Vol.: 9, Issue: 3, June 2015. – P. 401-411. – DOI: 10.1109/TBCAS.2014.2332136. – ISSN: 1932-4545

141. K. Tabei, Z. Czarnul, S. Takagi. Realisation of highly linear MOS circuits using negative impedance convertors // *Electronics Letters* – Vol.: 27, Issue: 16, 1 Aug. 1991. – P. 1416 - 1417. – DOI: 10.1049/el:19910888. – ISSN: 0013-5194

142. C. Toumazou, F.J. Lidgey. Floating-impedance convertors using current conveyors // *Electronics Letters* – Vol.: 21, Issue: 15, July 18 1985. – P. 640-642. – DOI: 10.1049/el:19850454. – ISSN: 0013-519

143. A. Holt, J. Carey. A Method for Obtaining Analog Circuits of Impedance Convertors // *IEEE Transactions on Circuit Theory*. – Vol.: 15, Issue: 4, Dec 1968. – P. 420 - 425. – DOI: 10.1109/TCT.1968.1082847. – ISSN: 0018-9324

144. A. Fabre, O. Saaid. Novel translinear impedance convertor and bandpass filter applications // *Electronics Letters*. – Vol.: 29, Issue: 9, 29 April 1993. – P. 746-747. – DOI: 10.1049/el:19930500. – ISSN: 0013-5194

145. J.M. Miguel. New positive-impedance convertor suitable for high-frequency application // *Electronics Letters*. – Vol.: 21, Issue: 9, April 25 1985. – P. 402-404. – DOI: 10.1049/el:19850286. – ISSN: 0013-5194

146. B.R. Myers. New subclass of negative-impedance convertors with improved gain-product sensitivities // *Electronics Letters*. – Vol.: 1, Issue: 3, May 1965. – P. 68-70. – DOI: 10.1049/el:19650067. – ISSN: 0013-5194

147. P. Horn. Positive impedance convertor suitable for high-frequency application // *Electronics Letters*. Vol.: 17, Issue: 13, June 25 1981. – P. 474-475. – DOI: 10.1049/el:19810331. – ISSN: 0013-5194

148. S.S. Hakim. Some new negative-impedance convertors // *Electronics Letters*. – Vol.: 1, Issue: 1, March 1965. – P. 9. – DOI: 10.1049/el:19650009. – ISSN: 0013-5194

149. Hirofumi Yogo, Kazuo Kato. Circuit realisation of negative-impedance convertor at v.h.f. // *Electronics Letters*. – Vol.: 10, Issue: 9, May 2 1974. – P. 155-156. – DOI: 10.1049/el:19740118. – ISSN: 0013-5194

150. S. Takagi, N. Fujii. Novel highly linear MOS integrator using a negative impedance convertor (NIC) // *Electronics Letters*. – Vol.: 30, Issue: 10, 12 May 1994. – P. 746-748. – DOI: 10.1049/el:19940547. – ISSN: 0013-5194

151. A. Antoniou. New RC-active-network synthesis procedures using negative-impedance convertors // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. – Vol.: 114, Issue: 7, July 1967. – P. 894-901. – DOI: 10.1049/piee.1967.0171. – ISSN: 0020-3270

152. D.J. Storey, W.J. Cullyer. Network synthesis using negative-impedance convertors // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. – Vol: 111, Issue: 5, May 1964. – P. 891-906. – DOI: 10.1049/piee.1964.0144. – ISSN: 0020-3270

153. J. Gensel. Method of comparing negative-impedance-convertor and gyrator circuits // Electronics Letters. – Vol.: 2, Issue: 10, October 1966. – P. 361-362. – DOI: 10.1049/el:19660303. – ISSN: 0013-5194

154. A. Antoniou. New active RC synthesis procedure using negative-impedance convertors // Electronics Letters. – Vol.: 1, Issue: 7, September 1965. – P. 203-204. – DOI: 10.1049/el:19650187. – ISSN: 0013-5194

155. D.P. Franklin. Direct-coupled negative-impedance convertor // Electronics Letters. Vol.: 1, Issue: 1, March 1965. – P. 1. – DOI: 10.1049/el:19650001. – ISSN: 0013-5194

156. G.H. Tomlinson. Limitations of network synthesis using negative-impedance convertors // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. – Vol.: 116, Issue: 4, April 1969. – P. 523 - 524. – DOI: 10.1049/piee.1969.0109. – ISSN: 0020-3270

157. L.K. Cheung, G.H. Tomlinson. Limitations of network synthesis using negative-impedance convertors // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. – Vol.: 117, Issue: 1, January 1970. – P. 92. – DOI: 10.1049/piee.1970.0018. – ISSN: 0020-3270

158. R.F. Hoskins. Stability of negative-impedance convertors // Electronics Letters. – Vol.: 2, Issue: 9, September 1966. – P. 341. – DOI: 10.1049/el:19660287. – ISSN: 0013-5194

159. A. Antoniou. Negative-impedance convertors using operational amplifiers // Electronics Letters. – Vol.: 1, Issue: 4, June 1965. – P. 88-89. – DOI: 10.1049/el:19650082. – ISSN: 0013-5194

160. A.H. Marshak. Direct-coupled negative-impedance balanced convertors // *Electronics Letters*. – Vol.: 1, Issue: 5, July 1965. – P. 142-143. – DOI: 10.1049/el:19650134. – ISSN: 0013-5194

161. A.J. Drew, J. Gorski-Popiel. Directly coupled negative-impedance convertor // *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. – Vol.: 111, Issue: 7, July 1964. – P. 1282 - 1283. – DOI: 10.1049/piee.1964.0202. – ISSN: 0020-3270

162. T.S. Rathore. Application of complementary transformation to NIC compensated amplifiers // *Electronics Letters*. – Vol.: 18, Issue: 10, May 13 1982. – P. 400 - 401. – DOI: 10.1049/el:19820274. – ISSN: 0013-5194

163. R. Yacamini, W.J. Smith. Negative sequence impedance of converters // *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*. – Vol.: 128, Issue: 3, May 1981. – P. 161-166. – DOI: 10.1049/ip-b.1981.0022. – ISSN: 0143-7038

164. R. Nandi. Novel floating negative immittance convertor // *IEE Proceedings G - Electronic Circuits and Systems*. – Vol.: 134, Issue: 5, October 1987. – P. 236-238. – DOI: 10.1049/ip-g-1.1987.0035. – ISSN: 0143-7089

165. Khalil Monfaredi, Hassan Faraji Baghtash, Seyed Javad Azhari. A novel low voltage current compensated high performance current mirror/NIC // *Quality Electronic Design (ISQED)*, 11th International Symposium 2010. – P. 437-442. – DOI: 10.1109/ISQED.2010.5450537. – ISBN: 978-1-4244-6454-8

166. Wei Wu, Andy G. Lozowski. Trace impedance in switch-mode power converters // *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 2010. – P. 103-106. – DOI: 10.1109/PECI.2010.5437149. – ISBN: 978-1-4244-5902-5

167. F. L. Luo, J. Li, Z. J. Xu, Y. Li, J. Zhang, S. F. Liu. Study on impedance-frequency characteristics of HVDC filter commutate converter // *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference* – 2008. – P. 1652-1656. – DOI: 10.1109/DRPT.2008.4523670. – ISBN: 978-7-900714-13-8

168. Simone Gäbler, Henning Heuer, Gert Heinrich. Measuring and Imaging Permittivity of Insulators Using High-Frequency Eddy-Current Devices // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – Vol.: 64, Issue: 8, Aug. 2015. – P. 2227 - 2238. – DOI: 10.1109/TIM.2015.2390851. – ISSN: 0018-9456

169. D. K. Kamat, P. M. Patil. Multi-frequency and multi-segment bio-impedance measurement using tetra-polar electrode setup // 2nd International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE) 2016. – P. 190–194. – DOI: 10.1109/CCSSE.2016.7784380. – ISBN: 978-1-4673-9872-5

170. F. Ziadé, M. Kokalj, B. Pinter. Impedance measurements up to 13 MHz // Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM) 2016. – P. 1-2. – DOI: 10.1109/CPEM.2016.7540480. – ISBN: 978-1-4673-9134-4

171. Mohammad Takhti, Yueh-Ching Teng, Kofi Odame. A high frequency read-out channel for bio-impedance measurement // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) 2016. – P. 1514-1517. – DOI: 10.1109/ISCAS.2016.7527546. – ISBN: 978-1-4799-5341-7

172. Seongheon Shin, Soon-Jae Kweon, Jeong-Ho Park, Yong-Chang Choi, Hyung-Joun Yoo. An efficient, wide range time-to-digital converter using cascaded time-interpolation stages for electrical impedance spectroscopy // IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS) 2016. – P. 425-428. – DOI: 10.1109/APCCAS.2016.7803993. – ISBN: 978-1-5090-1570-2

173. Jon Are Suul, Salvatore D'Arco, Pedro Rodríguez, Marta Molinas. Impedance-compensated grid synchronisation for extending the stability range of weak grids with voltage source converters // IET Generation, Transmission & Distribution. – Vol.: 10, Issue: 6, 2016. – P. 1315-1326

174. М.В.Вісьтак, Р.Л.Голяка, З.М.Микитюк. Параметричний аналіз частотно-селективного конвертера імпедансу сигнального перетворювача оптоелектронних сенсорів // Оптичні та оптико-електронні сенсори і перетворювачі в системах керування та екологічного моніторингу. – 2015. – С.137-144.

175. Вісьтак М. Завадостійкий сигнальний перетворювач оптичних сенсорних пристроїв // Технічні вісті. – 2015. – Вип.1(41), 2(42). –С. 47-49.

176. М.В. Висьтак, Р.Л. Голяка, З.М. Микитюк. Высокоэффективный конвертер импеданса оптоэлектронных сенсоров // Прикладная радиоэлектроника. – 2015. – Том 14. № 2. – СС. 171-175.

177. Barylo G., Holyaka R., Hotra Z., Vistak M., Virt V., Vezyr F. Method of Analysis Errors of Measurement Conversion of Impedance Spectroscopy with Activation Nonharmonic Signals // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: Applications and Properties (NAP). – 2017. – P. 04NESP04-1 - 04NESP04-5. – ISBN: 978-1-5386-2810-2.

178. J.L. Pokoski, C. Walker. Obtaining the time response of digital systems // Electronics Letters. – Vol.: 6, Issue: 13, June 25 1970. – P. 415.

179. T.R. Viswanathan. Simple negative-impedance convertor // Electronics Letters. – Vol.: 7, Issue: 17, August 26 1971. – P. 501-502.

180. J. Gensel. Quantitative comparison between negative-impedance-convertor and gyrator circuits // Electronics Letters. – Vol.: 2, Issue: 10, October 1966. – P. 362-364. – DOI: 10.1049/el:19660304. – ISSN: 0013-5194

181. Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir. Method of analysis errors of measuring conversion of impedance spectroscopy with activation nonharmonic signals // Scientific Journal of the Ternopil National Technical University. – 2017. – №2 (86). – P. 108-116. – ISSN 1727-7108

182. F.S. Atiya, M.H. Keriakos. Gyrator frequency modulator // Electronics Letters. – Vol.: 11, Issue: 10, May 15 1975. – P. 226 - 227.

183. J. Malhotra, R. Senani. Class of floating, generalised, positive/negative immittance convertors/inverters realised with operational mirrored amplifiers // Electronics Letters. – Vol.: 30, Issue: 1, 6 Jan 1994. – P. 3-5.

184. L. von Wangenheim. Modification of the classical GIC structure and its application to RC-oscillators // Electronics Letters. – Vol.: 32, Issue: 1, 4 Jan 1996. – P. 6-8.

185. Ognyan Stoyanov. Resistor rotators of bridged-and double-T type // Electronics Letters. – Vol.: 16, Issue: 16, July 31 1980. – P. 642-643.

186. T. Yanagisawa, G. Bhattacharjee. Realisation of generalised active transformer // Electronics Letters. – Vol.: 12, Issue: 12, June 10 1976. – P. 300-301.

187. J. Carr. Mutual impedance simulation network // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. Vol.: 124, Issue: 9, September 1977. – P. 795-796.

188. S.-I. Liu, H.-W. Tsao, J. Wu, M.-O. Yang, J.-H. Tsay. New CMOS/NIC-based MOSFET-C filters // *Electronics Letters*. – Vol.: 27, Issue: 9, 25 April 1991. – P. 772-774. – DOI: 10.1049/el:19910480. – ISSN: 0013-5194

189. I. Aoki, S.D. Kee, D.B. Rutledge, A. Hajimiri. Fully integrated CMOS power amplifier design using the distributed active-transformer architecture // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – Vol.: 37, Issue: 3, Mar 2002. – P. 371 - 383. – DOI: 10.1109/4.987090. – ISSN: 0018-9200

190. Gregory H. Huff, Sean Goldberger. A Coaxial Stub Microfluidic Impedance Transformer (COSMIX) // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – Vol.: 20, Issue: 3, March 2010. – P. 154-156.

191. Dayi Li, Qiaofu Chen, Zhengchun Jia, Jianxing Ke. A novel active power filter with fundamental magnetic flux compensation // *IEEE Transactions on Power Delivery*. – Vol.: 19, Issue: 2, April 2004. – P. 799-805.

192. C. Eswaran, K. Rameshwaran. A new realization method for multidimensional GIC digital filters // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. – Vol.: 49, Issue: 1, Jan 2002. – P. 66-69.

193. S. Srisathit, M. Chongcheawchamnan, A. Worapishet. Design and realisation of dual-band 3 dB power divider based on two-section transmission-line topology // *Electronics Letters*. – Vol.: 39, Issue: 9, 1 May 2003. – P. 723-724.

194. F. Seguin, B. Godara, F. Alicalapa, A. Fabre. 2.2 GHz all-n-p-n second-generation controlled conveyor in pseudoclass AB using 0.8- μm BiCMOS technology // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – Vol.: 51, Issue: 7, July 2004. – P. 369-373.

195. K.W. Ho, C. Shu. Efficient gain switching of laser diodes with quarter-wave impedance transformer // *Electronics Letters*. – Vol.: 29, Issue: 13, 24 June 1993. – P. 1194 - 1195.

196. Darko Vyroubal, Eddy-Current Displacement Transducer With Extended Linear Range and Automatic Tuning // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. Vol.: 58, Issue: 9, Sept. 2009. – P. 3221-3231.

197. Mohamed A. Y. Abdalla, Khoman Phang, George V. Eleftheriades. A Planar Electronically Steerable Patch Array Using Tunable PRI/NRI Phase Shifters //

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 57, Issue: 3, March 2009. – P. 531-541.

198. R. Senani. Floating GNIC/GNII configuration realised with only a single OMA // Electronics Letters. Vol.: 31, Issue: 6, 16 Mar 1995. – P. 423-425. – DOI: 10.1049/el:19950287. – ISSN: 0013-5194

199. H. Ito, T. Ito, Y. Muramoto, T. Furuta, T. Ishibashi. Rectangular waveguide output untraveling-carrier photodiode module for high-power photonic millimeter-wave generation in the F-band // Journal of Lightwave Technology. – Vol.: 21, Issue: 12, Dec. 2003. – P. 3456-3462.

200. W. Che, E.K.-N. Yung, K. Sha, W. Junding. Quadrupole gyromagnetic ferrite circular variable polariser loaded with a dielectric ring // IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation. – Vol.: 148, Issue: 1, 2001. P. 57-59.

201. H. Oraizi. Design of impedance transformers by the method of least squares // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 44, Issue: 3, Mar 1996. – P. 389-399. – DOI: 10.1109/22.486148. – ISSN: 0018-9480

202. Sanggeun Jeon, A. Suarez, D.B. Rutledge. Global stability analysis and stabilization of a class-E/F amplifier with a distributed active transformer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 53, Issue: 12, Dec. 2005. – P. 3712-3722. – DOI: 10.1109/TMTT.2005.856083. – ISSN: 0018-9480

203. Bor-Ren Lin, Huann-Keng Chiang, Chien-Chih Chen. Analysis and Implementation of a ZVS-PWM Converter With Series-Connected Transformers // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – Vol.: 54, Issue: 10, Oct. 2007. P. 917-921. – DOI: 10.1109/TCSII.2007.901573. – ISSN: 1549-7747

204. Chun-Li Hou, Rokie Yean, Wei-Yu Wang. Novel floating-impedance converter using CCII+ // 1997 21st International Conference on Microelectronics. Proceedings, 1997. – P. 763-765. – DOI: 10.1109/ICMEL.1997.632957. – ISBN: 0-7803-3664-X

205. Bo Zhang, Gaoya Dong, Yongle Wu, Cuiping Yu, Yuanan Liu. Filtering push-pull power amplifier based on novel impedance transformers // Electronics Letters. – Vol.: 52, Issue: 17, 2016. – P. 1467-1469.

206. Qizheng Gu, Arthur S. Morris. A New Method for Matching Network Adaptive Control // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 61, Issue: 1, Jan. 2013. – P. 587-595.

207. Qian Zhou, Mark Sumner, Dave Thomas. Mathematical analysis of the equivalent impedance at the harmonic frequency for the proposed aircraft power system // IET Electrical Systems in Transportation. – Vol.: 3, Issue: 4, December 2013. – P. 87-101.

208. Efrain Zenteno, Magnus Isaksson, Peter Händel. Output Impedance Mismatch Effects on the Linearity Performance of Digitally Predistorted Power Amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol.: 63, Issue: 2, Feb. 2015. – P. 754-765.

209. Xin Zhang, Qing-Chang Zhong, Wen-Long Ming. Stabilization of a Cascaded DC Converter System via Adding a Virtual Adaptive Parallel Impedance to the Input of the Load Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 31, Issue: 3, March 2016. – P. 1826-1832.

210. Isao Yarita, Shingo Sato, Yasuhisa Omura. Proposal of Physics-Based Equivalent Circuit of Pseudo-MOS Capacitor Structure for Impedance Spectroscopy // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – Vol.: 4, Issue: 4, July 2016. – P. 169-173. – DOI: 10.1109/JEDS.2016.2557343. – ISSN: 2168-6734

211. Almaskhan Baimyshev, Altay Zhakatayev, Huseyin Atakan Varol. Augmenting Variable Stiffness Actuation Using Reaction Wheels // IEEE Access. – Vol.: 4. 2016. – P. 4618-4628.

212. D. Ritzmann, P. S. Wright, P. Davis, W. Holderbaum, B. Potter. Synchrophasor-based transmission line impedance measurement // Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM) 2016. – P. 1-2.

213. V. G. Melnyk, A. V. Slitskiy Increasing of linearity of the highly sensitive impedance-measuring systems with sensors / Sensor Electronics and Microsystem Technologies 2016 – Т. 13, № 3

214. Л.Б. Ліщинська, С.Є. Фурса, Я.С. Рожкова, Р.Ю. Чехмestрук, М.А. Філінюк. Оптоімітансні логічні елементи Науковий вісник Чернівецького університету. Комп'ютерні системи та компоненти. 2011. Т. 2. Вип. 3.

215. Olev Martens. Precise mixed signal synchronous detector with spectrally improved binary switching // IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing. – 2009. – P. 77-80.

216. Karl A. Jensen, Vincent C. Gaudet, Peter M. Levine. Noise analysis and measurement of integrator-based sensor interface circuits for fluorescence detection in lab-on-a-chip applications // 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF) 2013. – P. 1-4.

217. Panagiotis Kassanos, Loucas Constantinou, Iasonas F. Triantis, Andreas Demosthenous. An Integrated Analog Readout for Multi-Frequency Bioimpedance Measurements // IEEE Sensors Journal. – Vol.: 14, Issue: 8, Aug. 2014. P. 2792-2800

218. A.K. Seth, P.H. Roe. Computer analysis for the various-order sensitivity coefficients in frequency domain // Electronics Letters. – Vol.: 7, Issue: 16, August 12 1971. – P. 477-478. – DOI: 10.1049/el:19710321. – ISSN: 0013-5194

219. R. Yacamini, J.C. de Oliveira. Comprehensive calculation of convertor harmonics with system impedances and control representation // IEE Proceedings B - Electric Power Applications. – Vol.: 133, Issue: 2, March 1986. – P. 95.

220. P. Sankaran, P. Kanagasabapathy. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. Vol.: 125, Issue: 9, September 1978. – P. 887-888

221. Ming-Lin Chuang. Dual-Band Impedance Transformer Using Two-Section Shunt Stubs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol.: 58, Issue: 5, May 2010. – P. 1257-1263.

222. A.J. Lopez-Martin, J.I. Osa, M. Zuza, A. Carlosena. Analysis of a negative impedance converter as a temperature compensator for bridge sensors // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – Vol.: 52, Issue: 4, Aug. 2003. – P. 1068 - 1072. – DOI: 10.1109/TIM.2003.814825. – ISSN: 0018-9456

223. Hung-Yu Wang, Ching-Ting Lee. Immittance function simulator using a single current conveyor // Electronics Letters. Vol.: 33, Issue: 7, 27 Mar 1997. – P. 574-576. – DOI: 10.1049/el:19970411. – ISSN: 0013-5194

224. Y. Wang, W.B. Dou. New method for multistage impedance transformer design // Electronics Letters. – Vol.: 28, Issue: 11, 21 May 1992. – P. 1061-1062

225. Ramy A. Saad, Ahmed M. Soliman. Use of Mirror Elements in the Active Device Synthesis by Admittance Matrix Expansion // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. – Vol.: 55, Issue: 9, Oct. 2008. – P. 2726-2735

226. L. Serrano, A. Carlosena. GB-R impedances: new approach to impedance simulation // *Electronics Letters*. – Vol.: 31, Issue: 9, 27 Apr 1995. – P. 689-690

227. Bjørn Gustavsen, H. M. Jeewantha De Silva. Inclusion of Rational Models in an Electromagnetic Transients Program: Y-Parameters, Z-Parameters, S-Parameters, Transfer Functions // *IEEE Transactions on Power Delivery*. – Vol.: 28, Issue: 2, April 2013. – P. 1164-1174.

228. Xiongfei Wang, Frede Blaabjerg, Weimin Wu. Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – Vol.: 29, Issue: 12, Dec. 2014. – P. 6421-6432.

229. Ville Niskanen, Annette Muetze, Jero Ahola. Study on Bearing Impedance Properties at Several Hundred Kilohertz for Different Electric Machine Operating Parameters // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – Vol.: 50, Issue: 5, 2014.–P. 3438-3444. – DOI: 10.1109/TIA.2014.2308392. – ISSN: 0093-9994

230. Yam P. Siwakoti, Fang Zheng Peng, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, Graham E. Town, Shuitao Yang. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part II: Review of Control and Modulation Techniques // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – Vol.: 30, Issue: 4, April 2015. – P. 1887-1906.

231. Swagata Das, Surya Santoso, Anish Gaikwad, Mahendra Patel. Impedance-based fault location in transmission networks: theory and application // *IEEE Access*. – Vol.: 2, 2014. – P. 537-557.

232. Xi Zhao, Honggeng Yang. A New Method to Calculate the Utility Harmonic Impedance Based on FastICA // *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol.: 31, Issue: 1, Feb. 2016. –P. 381-388.

233. Andrew J. Urquhart, Murray Thomson. Series impedance of distribution cables with sector-shaped conductors // *IET Generation, Transmission & Distribution*. – Vol.: 9, Issue: 16, 12 3 2015. P. 2679-2685.

234. Mojtaba Forouzesh, Yam P. Siwakoti, Frede Blaabjerg, Sara Hasanpour. Small-Signal Modeling and Comprehensive Analysis of Magnetically Coupled

Impedance-Source Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol.: 31, Issue: 11, Nov. 2016. – P. 7621-7641.

235. Philip L. Atwater, James M. Dehaan. Temporary Protective Ground Cable Impedance K-Factors for Predicting Worker Touch Voltage—Basic Single-Point Grounding (1 of 2) // IEEE Power and Energy Technology Systems Journal. – Vol.: 3, Issue: 4, Dec. 2016. – P. 179-184.

236. Philip L. Atwater, James M. Dehaan. Temporary Protective Ground Cable Impedance K-Factors for Predicting Worker Touch Voltage—Bracket Grounding (2 of 2) // IEEE Power and Energy Technology Systems Journal. – Vol.: 3, Issue: 4, Dec. 2016. – P. 185-190. – DOI: 10.1109/JPETS.2016.2598565. – ISSN: 2332-7707

237. Yushan Liu, Haitham Abu-Rub, Baoming Ge. Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC–DC Converter Modules in Series for High-Power Photovoltaic Systems—Part I: Configuration, Operation, and Evaluation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol.: 64, Issue: 1, Jan. 2017. – P. 347-358.

238. Shanshan Li, Chunna Zhao, Yong Guan, Zhiping Shi, Xiaojuan Li, Rui Wang, Qianying Zhang. Research on the higher-order logic formalization of fractance element // IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica. – Vol.: PP, Issue: 99. – P. 1-9. – DOI: 10.1109/JAS.2016.7510208. – ISSN: 2329-9266

239. Davide Meroni, Dario Bovio, Pietro A. Frisoli, Andrea Aliverti. Measurement of electrical impedance in different ex-vivo tissues // 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC) 2016. – P. 2311–2314. – DOI: 10.1109/EMBC.2016.7591192. – ISBN: 978-1-4577-0220-4

240. Aziz Yousif, Shawn K. Kelly. Development of high impedance measurement system for water leakage detection in implantable neuroprosthetic devices // 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC) 2016. – P. 4865–4868.

241. Margus Metshein. Hardware imitation of the varying bioelectrical impedance for testing the device for measurement of the impedance of human trunk by using a JFET // 2016 International Conference on Applied Electronics (AE). 2016. – P. 173-176. – DOI: 10.1109/AE.2016.7577267. – ISBN: 978-80-261-0602-9

242. Brandon Hong, Alexander Sun, Lin Pang; A. G. Venkatesh, Drew Hall, Yeshaiahu Fainman. Integrated biosensor for simultaneous detection by surface plasmon resonance and Faradaic electrochemical impedance spectroscopy // 2016 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO). – 2016. – P. 1 – 2

243. Meghdad Hajimorad, Saqer Alhloul, Hadil Mustafa, Monica So, Hitesh Oswal. Application of polypyrrole-based selective electrodes in electrochemical impedance spectroscopy to determine nitrate concentration // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1 - 3. – DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808592. – ISBN: 978-1-4799-8287-5

244. Барило Г.І., Готра З.Ю., Стахіра П.Й., Шпатер П.М., Кус Н.І. Використання первинних сенсорів на основі плівок провідних полімерів в пристроях визначення водневого показника середовища // Матеріали І всеукраїнської науково-практичної конференції «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки». Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика. Електроніка. – Том 1, випуск 1, 2011. – С. 221-224.

245. Барило Г.І., Кус Н.І., Готра З.Ю., Стахіра П.Й., Шпатер П.М. Використання первинних сенсорів на основі плівок провідних полімерів в пристроях визначення водневого показника середовища // Науковий вісник Чернівецького університету: Фізика. Електроніка. – Том 1, випуск 1, 2011. – С. 57-59

246. Готра З.Ю., Барило Г.І., Грицик Р.І., Кус Н.І. Особливості побудови інтелектуального сенсора метану // Пятнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем: програма та тези доповідей, 3-5 квітня 2012 року / Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2012.– С. 51.

247. Барило Г.И., Ивах М.С., Кожухар А.Т., Кус Н.И., Гасяк М.М. Исследование оптико-электронных систем на основе некогерентных излучателей для высокотемпературной коагуляции в хирургии // Биомедицинская инженерия и электроника. – № 2. – 2012. – 5 с.

248. P. Stakhira, V. Cherpak, G. Barylo, I. Kremer, N. Kus, O. Boiko Circuit design for development of pH-sensors // Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, (TCSET'2012), February 21-24, 2012, Lviv-Slavske, Ukraine. – P. 501-501. – ISBN: 978-1-4673-0283-8

249. Готра З.Ю., Фечан А.В., Сушинський О.Є., Барило Г.І., Бойко О.В., Вісьтак М.В., Чабан О.В., Пристай Т.В. Полімер-диспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури // Міжнародний науково-технічний журнал, Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2. (26). – 2013. – С. 131-135.

250. Vladyslav Cherpak, Andrea Gassmann, Pavlo Stakhira, Dmytro Volyniuk, Juozas V. Grazulevicius, Asta Michaleviciute, Ausra Tomkeviciene, Grygoriy Barylo, Heinz von Seggern Three-terminal light-emitting device with adjustable emission color // Organic Electronics: physics, materials, applications, 15 (2014). – 2014. – P. 1396-1400. – DOI: 10.1016/j.orgel.2014.04.002

251. Mykytyuk Zinoviy, Fechan Andriy, Petryshak Vasyl, Barylo Grygoriy, Boyko Oksana. Optoelectronic Multi-Sensor of SO₂ and NO₂ Gases // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, – P. 402-405. – DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452070. – ISBN: 978-6-1760-7807-4

252. Vasyl S. Petryshak, Maria V. Vistak, Orest Y. Sushynkyi, Zinoviy M. Mikityuk, Hryhoriy I. Barylo, Maksat Kalimoldayev, Piotr Kisała, Azamat Annabaev. Gas sensitive material on the basis of cholesteric-nematic mixture doped carbon nanotubes for optoelectronic NH₃ gas sensor // Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104455C (August 7, 2017). – DOI:10.1117/12.2281015

253. Maria V. Vistak, Vasyl Ye. Dmytrakh, Ivan S. Diskovskyu, Lesya I. Kobylinska, Zinoviy M. Mikityuk, Vasyl S. Petryshak, Hryhoriy I. Barylo, Roman L. Holyaka, Yedilkhan Amirgaliyev, Wojciech Surtel, Róża Dzierżak The optoelectronic sensor creatinine and urea // Proc. SPIE 10445, Photonics Applications

in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104453Q (August 7, 2017). – DOI:10.1117/12.2280990

254. Brian Berger, Katsuo Kurabayashi, Mansoor Nasir. Investigation into the use of electrochemical impedance spectroscopy for cellular functional immunophenotyping // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3.

255. Rajapaksha W R L Gajasinghe, Onur Tigli, Michelle Jones, Tan Ince. Label-free tumor cell detection and differentiation based on electrical impedance spectroscopy // SENSORS, 2016 IEEE. – P. 1-3.

256. Микитюк З.М., Фечан А.В., Сушинський О.Є., Барило Г.І., Бойко О.В., Іванюк Х.Б., Турик П.М. Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – №2(24). – 2012. – С.147-151.

257. Vistak Maria, Dmytrah Vasyl, Mykytyuk Zinoviy, Sushynskyi Orest, Barylo Grygoriy, Prysiazhniuk Valentyn, Horbenko Yulia. Optical triglycerides biosensor on the base of cholesteric liquid crystals // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. –P. 31-34. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020058. – ISBN: 978-1-5386-0637-7

258. Vistak Maria, Dmytrah Vasyl, Mykytyuk Zinoviy, Sushynskyi Orest, Barylo Grygoriy, Prysiazhniuk Valentyn, Horbenko Yulia. Optical triglycerides biosensor on the base of cholesteric liquid crystals // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. –P. 31-34. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020058. – ISBN: 978-1-5386-0637-7

259. Hotra Zenon, Barylo Grigoriy, Shkrebnjuk Roksolana, Ivakh Mariya. Improving the Effectiveness of Physiotherapy in Dentistry // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2012), Lviv-Slavske, February 23-26, 2016. P. 793 - 795.

260. Вісьтак М., Голяка Р., Микитюк З. Підвищення завадостійкості оптичних сенсорних пристроїв на основі конвертера імпедансу зі струмовим зворотним зв'язком// Технічні вісті. – 2015. – Вип.1(41), 2(42). – С. 40-42.

261. Готра З.Ю., Кожухар О.Т., Барило Г.І., Вірт В.В. Використання елементів штучного інтелекту в оптичних діагностично-лікувальних медичних приладах // Технічні вісті. – № 1(37), 2 (38). – 2013. – С. 27-29.

262. Barylo H.I., Gotra Z.Y., Ivakh M.S. Kozhukhar O., Makara I. and Virt V. Optoelectronic Biomedical Systems for Noninvasive Treatment and Control with Informed Support in Solutions // Optoelectronics - Materials and Devices, 2016. (InTech, Chapters published). – (ISBN 978-953-51-2174-9, 494 pages). – P. 349-380.

263. Кожухар О., Кіцера О., Зазуляк А., Барило Г., Кус Н. Метод і засіб немедикаментозної седації в оториноларингології // VI International conference on optoelectronic information technologies "Photonics-ODS 2012". Abstract. – Vinnytsia: VNTU. – Вінниця, 2012. – Р. 98.

264. Барило Г.І., Кучмій Г.Л., Кремер І.П. Використання безпроводної системи зв'язку ZigBee для телемедицини // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки, Чернівці. 24-26 жовтня, 2013. – С. 198.

265. Барило Г.І., Кучмій Г.Л., Кремер І.П. Використання безпроводної системи зв'язку ZigBee для телемедицини // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – №6/12 (66). – Ч.2. – 2013. – С.79-82.

266. Барило Г.І., Вірт В.В., Івах М.С., Кожухар О.Т. Оптико-електронна комп'ютерна система неперервного моніторингу та аналізу лікувально-діагностичного сеансу як перспективна складова інформаційних технологій в медицині // «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки»: Праці III міжнарод. наук.-практ. конф. (ПКТ-2014), (27-30 травня 2014 р., м. Чернівці). – Чернівці: Видавничий дім «Родовід», 2014. – С. 177-178.

267. Барило Г.І., Готра З.Ю., Кожухар О.Т., Івах М.С., Кус Н.І. Аналіз візуалізації результатів оптико-електронного тестування крові впродовж лікувальної процедури // VI International conference on optoelectronic information technologies "Photonics-ODS 2012": abstracts, Vinnytsia: VNTU, 2012. – P. 96.

268. Barylo Hryhoriy, Gotra Zenon, Kozhukhar Oleksandr, Ivakh Mariya, Virt Volodymyr. Portable information auxiliary tool in identifying diseases // 8th

International Forum on Innovative Technologies for Medicine, 4 – 6 December 2014, Suprasl, Poland. – P.32.

269. Барило Г.І., Готра З.Ю., Кус Н.І., Черпак В.В., Стахіра П.Й. Вимірювання характеристик органічних транзисторних структур // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки, Чернівці, 24-26 жовтня, 2013. Чернівці. – 2013. – С. 172.

270. Іванюк Х.Б., Готра З.Ю., Стахіра П.Й., Черпак В.В., Барило Г.І., Гельжинський І.І. Розробка схемо технічного рішення для автоматичного регулювання яскравості свічення органічних світло діодів // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки, Чернівці, 24-26 жовтня, 2013. – Чернівці. – 2013. – С. 173.

271. Barylo G., Cherpak V., Pakhomov G., Hotra Z., Helzhynskyy I., Hladun M., Wiosna-Salyga G., Luszczynska B. & Stakhira P. Detector-emitter system based on integrated organic vertical light emitting device and near-infrared organic photovoltaic cell // *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 639:1, 2016, – P. 177-185. – DOI: 10.1080/15421406.2016.1255075. – ISSN: 1542-1406

272. Барило Г.І., Горбулик В.І., Кус Н.І., Готра З.Ю. Система вимірювання параметрів органічних електронних компонентів // I-ша Міжнародна науково-практична конференція «Напівпровідникові матеріали, інформаційні технології та фотовольтаїка», НМІТФ-2011, 5-7 травня 2011р. – Кременчук – 2011.

273. Барило Г.І., Кус Н.І., Готра З.Ю., Горбулик В.І. Система вимірювання параметрів органічних електронних компонентів // Вісник КНУ імені Михайла Остроградського. – Випуск 3/2011 (68). – Частина 1. – С.34-36.

274. Готра З.Ю., Кус Н.І., Черпак В.В., Стахіра П.Й., Барило Г.І. Вимірювання характеристик органічних транзисторних структур // *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. – № 6/12(66). –2013. –С. 68-72.

275. Barylo G., Cherpak V., Pakhomov G., Hotra Z., Helzhynskyy I., Hladun M., Wiosna-Salyga G., Luszczynska B. & Stakhira P. Detector-emitter system based on integrated organic vertical light emitting device and near-infrared organic

photovoltaic cell // *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 639:1, 2016, – P. 177-185. – DOI: 10.1080/15421406.2016.1255075. – ISSN: 1542-1406

276. Gotra Aleksandra, Kozhukhar Aleksandr, Barylo Hryhoriy, Ivakh Mariya. Control of parameters of micro-and nanostructures biological fluids by using circuit engineering provide // *Proceedings of the XIIth International Conference" TCSET 2014"*, February 25 – 1 March, 2014, Lviv-Slavske. – P. 727-729

277. Gotra Zenon, Kozhukhar Aleksandr, Barylo Hryhoriy, Ivakh Mariya. The schematic providing optical electronic device of automated control of moving bacterial fluid // *8 International Forum Science and Technology Days Poland-East*, June 12-14, 2014, Suprasl, Poland. – P. 11.

278. Барило Г.І., Вірт В.В., Готра З.Ю., Івах М.С., Кожухар О.Т. Схемотехнічні особливості побудови лікувально-діагностичних приладів на основі мікроконтролерів PSoC // *Сборник научных трудов "Вестник НТУ "ХПИ": Информатика і моделювання*. – № 35 (1078), 2014. – С. 15-21.

279. Barylo H., Bilylovets O., Kachan S., Kozhukhar O., Sukhin I., Tkachenko O., Furmanov Yu. Simulation of the scheme to control impulsive opto-electronic photostimulation of hemostasis // *8 International Forum Science and Technology Days Poland-East*, June 12-14, 2014, Suprasl, Poland. – P.12.

280. Barylo Hryhoriy, Gotra Zenon, Kozhukhar Oleksandr, Ivakh Mariya, Virt Volodymyr. Portable information auxiliary tool in identifying diseases // *8th International Forum on Innovative Technologies for Medicine*, 4 – 6 December 2014, Suprasl, Poland. – P.32.

281. Kozhukhar Oleksandr, Barylo Hryhoriy, Ivakh Mariya, Makara Ivanna, Virt Volodymyr. Application of the principle of comparing in importance signals for multi-parameter diagnostic technology // *The XIIIth International Conference "The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics"* 24-27 February 2015, Polyana-Svalyava (Zakarpattya), Ukraine. – P. 134-136.

282. K. Ivaniuk, M. Chapran, V. Cherpak, G. Barylo, P. Stakhira, Z. Gotra, M. Hladun, T. Dudok, Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer preparation, *Ukrainian Journal of Physical Optics*. 16 (2015) 96 102.

283. Кожухар О.Т., Барило Г.І., Зазуляк А.М., Кус Н.І. Інформаційна оптико-електронна система підтримки прийняття рішення щодо ефективності лікувальної процедури // Проблемы информатики и моделирования: тез. двенадцатой междунар. науч.-техн. конф., 24 - 30 сентября 2012 г. – Харків: НТУ "ХПІ", 2012. – С. 40-41.

284. Барило Г.І., Зазуляк А.Н., Кожухар О.Т., Кус Н.І. Інформаційна оптико-електронна система підтримки прийняття рішень щодо ефективності лікувальної процедури // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Серія "Інформатика та моделювання": зб. наук. пр. / Харківський політехнічний інститут. – № 38. – 2012. – С. 9-13.

285. Барило Г.И., Ивах М.С., Кожухар А.Т., Кус Н.И., Гасяк М.М. Исследование оптико-электронных систем на основе некогерентных излучателей для высокотемпературной коагуляции в хирургии / // Биомедицинская инженерия и электроника. – № 2. – 2012. – 5 с.

286. Кожухар О.Т., Барило Г.І., Ивах М.С., Кус Н.І. Система підтримки прийняття рішення при фотоферезі // Вісн. Нац. техн. ун-ту «Харків. політехн. ін-т». Серія «Інформатика та моделювання»: зб. наук. пр. № 62 (968). – 2012. – С. 91–95.

287. Барило Г.І., Ивах М.С., Кожухар О.Т. Мікропроцесорна система інформаційної підтримки лікувальної процедури // Шістнадцята щорічна відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем: програма та тези доповідей, 2–4 квітня 2013 року, Львів / Національний університет "Львівська політехніка", Інститут телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2013. – С. 18.

288. Барило Г.І., Ивах М.С., Зазуляк А.М., Кожухар О.Т. Інформаційна підтримка лікувальних процедур на основі автоматизованого аналізу периферійних показників // «Інформаційні технології: Наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доповідей XX міжнарод. наук. -практ. конф.

(MicroCAD-2013), Ч.ІІІ (29-31 травня 2013 р., Харків) / за ред. проф. ТОВАЖНЯНСЬКОГО Л.Л. – Харків: НТУ «ХПІ», 2013. – С. 88.

289. Барило Г.І., Вірт В.В., Готра З.Ю., Івах М.С., Кожухар О.Т. Схемотехнічні особливості побудови лікувально-діагностичних приладів на основі мікроконтролерів PSoC // Інформаційні технології: Наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доповідей ХХІІ міжнарод. наук.-практ. конф. (MicroCAD-2014), Ч.ІІІ (21-23 травня 2014 р., Харків) / за ред. проф. ТОВАЖНЯНСЬКОГО Л.Л. – Харків: НТУ «ХПІ», 2014. – С. 92.

290. Hotra Zenon, Kozhukhar Oleksandr, Ivakh Mariya, Barylo Hryhoriy, Volodymyr Virt. Schematic Support of Programmed Polychromatic Treatments with the Preliminary Test for Colour Sensitivity // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, – P. 787-789. – DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452184. – ISBN: 978-6-1760-7807-4

291. Патент № u2016 105841 від. 11.04.2016р. Пристрій для лікувальної фото стимуляції з автоматичним оцінюванням її дії на пацієнта / З.Ю. Готра, О.Т. Кожухар, Г.І. Барило, О.О. Кіцера, М.С. Івах, В.В. Вірт.

292. Biswajit Ghosh, Ratan Mandal. Evaluation of Electrical Contact in Thin Semiconducting Films From AC Measurements // IEEE Journal of the Electron Devices Society. Vol.: 4, Issue: 4, July 2016. – P. 179-184. – DOI: 10.1109/JEDS.2016.2563520. – ISSN: 2168-6734

ДОДАТКИ