

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Повшенко Олександр Анатолійович

УДК 621.3.082.72

ДИСЕРТАЦІЯ
ВДОСКОНАЛЕННЯ РОТАЦІЙНОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ
НАПРУЖЕНОСТІ ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ПОЛЯ
152 Метрологія та інформаційно-вимірвальна техніка
15 Автоматизація та приладобудування

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії. Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Повшенко О.А.
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник **Баженов Віктор Григорович**, кандидат технічних наук,
доцент

АНОТАЦІЯ

Повишенко О.А. Вдосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 152 - Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка (15 - Автоматизація та приладобудування). – Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, 2024.

Дисертаційна робота присвячена вдосконаленню ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м за рахунок підвищення його точності, чутливості та збільшення динамічного діапазону.

Основна частина дисертаційної роботи складається з чотирьох розділів, які присвячені дослідженню шляхів вдосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля та розробці вдосконаленої ІВС.

Перший розділ присвячено огляду стану проблеми та обґрунтуванню напрямку досліджень дисертаційної роботи. Розглянуто характеристику електростатичного поля, як фізичного явища та приведено його основні величини. Сформульовано загальну задачу та підходи до вимірювання напруженості електростатичного поля (ЕП) для різних задач. Особливу увагу було приділено розгляду особливостей та обґрунтуванню підходів до вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля, для задач геофізики та геології, а також при проведенні моніторингу електростатики на виробництві. Обґрунтовано вимоги до апаратного забезпечення для вимірювання напруженості ЕП з підвищеною точністю у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м. Обґрунтовано вибір ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля. Розглянуто основні сучасні засоби вимірювання напруженості ЕП такі як електрометри та електростатичні флюксиметри. Обґрунтовано їх переваги та недоліки для вимірювання напруженості ЕП з підвищеною точністю у низькому

вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м. Показано основні тенденції розвитку засобів вимірювання напруженості електростатичного поля. Проведено аналіз попередніх робіт за темою дослідження та обґрунтовано мету і завдання даних напрямів дослідження.

Другий розділ дисертаційної роботи присвячено математичному та комп'ютерному моделюванню сенсору електростатичного флюксометру (ЕФ). Розглянуто будову та фізичний принцип роботи сенсора ЕФ, обґрунтовано вимоги до його математичної моделі. Проведено аналіз типового рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм, яким описується робота сенсора ЕФ та визначено його недосконалості. Встановлено шляхи підвищення чутливості сенсора ЕФ. Запропоновано та обґрунтовано вдосконалене рівняння перетворення, з врахуванням обмежень та недосконалостей, які присутні у типовому рівнянні перетворення. Для порівняння вдосконаленої математичної моделі сенсора ЕФ з типовою, було проведено комп'ютерне моделювання розподілу ЕП між чутливими та екрануючими пластинами сенсора ЕФ і встановлено чисельні значення індукованого на сенсорній пластині заряду та розраховано значення індукованого струму. Побудова та розрахунок моделі сенсора ЕФ відбувалась за допомогою програмного забезпечення COMSOL Multiphysics, а обробка результатів моделювання за допомогою програми Matlab. В якості імітаційної моделі використано сенсор ЕФ з двома групами чутливих пластин. Показано отримані форми сигналу індукованого заряду та розрахованих значень індукованого струму на чутливій пластині в залежності від кута повороту екрануючого ротора. Встановлено, що форма сигналу, отримана за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення краще відповідає реальному сигналу, порівняно з типовим.

Наступна частина дослідження була направлена на встановлення оптимальної конфігурації та будови сенсора ЕФ: визначення значення оптимальної відстані між чутливими пластинами та екрануючою пластиною; визначення значення раціональної кількості секторів. Представлено методики, хід та результати комп'ютерного моделювання сенсора ЕФ. Показано графіки зміни індукованого електричного заряду та індукованого струму в залежності від

параметрів конфігурації та будови сенсора ЕФ. Показано графіки розподілу відносної похибки амплітудного значення індукованого струму в залежності від відстані між чутливими пластинами та екрануючою пластиною. Встановлено відношення чутливості сенсора ЕФ з різною кількістю лопаток до конфігурації з двома лопатками. Запропоновано та обґрунтовано новий підхід до розрахунку коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора ЕФ від його конфігурації та будови та встановлено їх числові значення. Представлено методику розрахунку невизначеності рівняння вимірювання. Проведено аналіз чутливості рівнянь перетворення напруженості електростатичного поля в струм. Для порівняння типового та вдосконаленого рівнянь перетворення розраховано їх коефіцієнти чутливості та бюджет невизначеностей. Проведено розрахунок невизначеності вимірювання вдосконаленої математичної моделі сенсора ЕФ.

Третій розділі дисертаційної роботи присвячено розробленню вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля. Запропоновано та обґрунтовано узагальнену структурну схему ІВС напруженості ЕП. Представлено еквівалентну схему сенсора ЕФ, електричну схему перетворювача струму у напругу, електричну схему смугового фільтра, схему диференційного трансімпедансного підсилювача та схему підсилювача з керованим коефіцієнтом підсилення для розроблення вдосконаленої ІВС напруженості ЕП. Для вдосконалення схеми перетворення струму в напругу запропоновано та обґрунтовано схему незаземленого диференціального трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги. Встановлено критерії вибору оптимальних операційних підсилювачів для побудови схем трансімпедансних підсилювачів та проведено їх аналіз. Проведено комп'ютерні моделювання параметрів шумів схем в частотному діапазоні та фактичного коефіцієнта підсилення для типової та запропонованої схем диференціальних трансімпедансних підсилювачів. Запропоновано та обґрунтовано методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання аналогового каскаду ЕФ та проаналізовано вплив похибки квантування на загальний результат вимірювання напруженості ЕП.

Четвертий розділ дисертаційної роботи присвячено експериментальному дослідженню вдосконаленого електростатичного флюксиметру. Запропоновано та обґрунтовано алгоритм цифрової обробки вимірювальної інформації отриманих з сенсору вдосконаленого ЕФ, у результат каліброваного вимірювання напруженості ЕП. Представлено структуру алгоритму та обґрунтовано його основні етапи: алгоритм передискретизації, цифрову фільтрацію, обробку результатів вимірювання, амплітудного аналізатору розмаху сигналу, збереження та передачу інформації. Розроблено методичне, алгоритмічне та програмне забезпечення для проведення калібрування вдосконаленого ЕФ. Запропоновано та обґрунтовано алгоритм калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру та сенсору електростатичного флюксиметру. Сконструйовано еталонний стенд для проведення калібрування сенсору. Розроблено методики проведення експериментального дослідження похибок вимірювання вдосконаленого електростатичного флюксиметру. Представлено результати проведеного експерименту.

Усі результати, що виносяться на захист, є новими. Вони неодноразово обговорювалися на міжнародних конференціях. За матеріалами дисертації опубліковано 5 статей, 3 тези конференцій які повною мірою відображають її зміст.

Ключові слова: напруженість електростатичного поля, електростатичний флюксиметр, ємнісний сенсор, інформативні параметри, невизначеність, вимірювання, процедура оцінки, результат вимірювання, похибка, напруга, трансїмпедансний підсилювач, комп'ютерне моделювання, обробка сигналів, комп'ютеризована система, інформаційно-вимірювальна система.

Список публікацій здобувача за темою дисертації, в яких опубліковано основні наукові результати дисертації:

1. Povshenko O. Increasing sensitivity of the electrostatic field mill sensor by determining its optimal configuration [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Olha Pazdrii// Technology audit and production reserves. – 2023. – Т. 6, № 1(74). – С. 21–27. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.292919> (фахове видання, ISSN 2706-5448)

2. Povshenko O. Increasing the accuracy of electrostatic fields strength measurement by using an improved differential transimpedance amplifier circuit [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov, Olha Pazdrii, Halyna Bohdan // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies.– 2023. – Т. 6, № 5(126). – С. 6–14. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2023.292691> (*Scopus*, Q 3, ISSN 1729-3774)
3. Povshenko O. Analysis of modern atmospheric electrostatic field measuring instruments and methods [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov // Technology audit and production reserves. – 2023. – Т. 4, № 1(72). – С. 16–24. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.285963> (*фахове видання*, ISSN 2664-9969)
4. Повшенко О. А. Методичні особливості розрахунку похибок вимірювання напруженості електростатичного поля / О. А. Повшенко, В. Г. Баженов. // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Сер.: Приладобудування. – 2023. – №65. – С. 65–72. [https://doi.org/10.20535/1970.65\(1\).2023.283358](https://doi.org/10.20535/1970.65(1).2023.283358) (*фахове видання*, ISSN 2663-3450)
5. Повшенко О. А. Аналіз сучасних методів вимірювання електричних полів / О. А. Повшенко, В. Г. Баженов. // Sciences of Europe. – 2022. – №101. – С. 72–77. <https://doi.org/10.5281/zenodo.7107072> (*Закордонне видання*, ISSN 3162-2364)

Список публікацій здобувача за темою дисертації які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

1. Баженов В. Узагальнення математичної моделі електростатичного флюксметра для підвищення точності вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля / В. Баженов, О. Повшенко// XXII Міжнародна науково-технічна конференція “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”: Міжнар. наук. конф., Київ, 16-17 трав. 2023р. – Київ, 2023. – С.185–286.
2. Баженов В. Вдосконалення функціональної схеми електростатичного

флюксиметра / В. Баженов, О. Повшенко // XV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІПРТК-2022)»: Міжнар. наук. конф., Київ, 23 трав. 2023 р. – Київ, 2023. – С.165–166.

3. Povshenko O.A. Analysis of modern methods of measuring electric fields [Electronic resource]/ O. A. Povshenko, V. G. Bazhenov// Formation of perceptions of the structure of scientific methodology: Proceedings of the V International Scientific and Practical Conference, Vienna, 30–31 December 2022. – [S.l.], 2022. – P.5–7. – Mode of access: <https://intersci.eu/wp-content/uploads/2023/01/Formation-of-perceptions-of-the-structure-of-scientific-methodology.pdf>.

ABSTRACT

Povshenko O.A. Improvement of the rotational method of measuring the electrostatic field strength. - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for the scientific degree of Doctor of Philosophy scientific degree in specialty 152 - Metrology, Informative and Measuring Equipment (15 - Automation and instrumentation). – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2024.

The dissertation is devoted to the improvement of the rotational method of measuring the strength of the electrostatic field by reducing its measurement errors and the development of an improved information-measuring system (IMS) of the strength of the electrostatic field with increased accuracy and in a low measurement range from 0 to 1 kV/m.

The main part of the dissertation work consists of four chapters, which are devoted to the study of ways to improve the rotational method of measuring the strength of the electrostatic field and the development of an improved IMS.

The first chapter is dedicated to the overview of the problem and justification of the research direction of the dissertation work. The characteristic of the electrostatic field as a physical phenomenon is considered and its main values are given. The general problem and approaches to measuring the strength of the electrostatic field (EF) for various problems are formulated. Special attention was paid to consideration of features and substantiation of approaches to measurement of atmospheric electrostatic field strength, for geophysics and geology problems, as well as when monitoring electrostatics in production. The requirements for the hardware for measuring the voltage of the EF with increased accuracy in the low measurement range from 0 to 1 kV/m are substantiated. The selection of the rotational method of measuring the strength of the electrostatic field is justified. The main modern means of measuring the voltage of the EF, such as electrometers and electrostatic field mills, are considered. Their advantages and disadvantages for measuring the electrostatic field strength with increased accuracy in the low measurement range from 0 to 1 kV/m are substantiated. The main trends in the

development of means of measuring the electrostatic field strength are shown. An analysis of previous works on the topic of the research was carried out and the purpose and objectives of these areas of research were substantiated.

The second section of the dissertation is devoted to mathematical and computer modeling of the electrostatic field mill (EFM) sensor. The structure and physical principle of the EFM sensor are considered, and the requirements for its mathematical model are substantiated. An analysis of the common equation for the conversion of the electrostatic field strength into current, which describes the operation of the EFM sensor, and its imperfections were determined. Ways to increase the sensitivity of the EFM sensor have been established. An improved conversion equation is proposed and justified, which describes the operation of the EFM sensor, taking into account the limitations and imperfections that are present in the typical conversion equation. In order to compare the improved mathematical model of the EFM sensor with the typical one, a computer simulation of the EF distribution between the sensitive plates and shielding plate of the EFM sensor was carried out, and the numerical values of the charge induced on the sensor plate were determined and the value of the induced current was calculated. The EFM sensor model was built and calculated using the COMSOL Multiphysics software, and the modeling results were processed using the Matlab program. An EFM sensor with two groups of sensitive plates was used as a simulation model. The obtained waveforms of the induced charge and the calculated values of the induced current on the sensitive plate are shown, depending on the angle of rotation of the shielding plate. It is established that the waveform obtained using the improved transformation equation better corresponds to the real signal, compared to the typical one.

The next part of the study was aimed at establishing the optimal configuration and structure of the EFM sensor: determining the value of the optimal distance between the sensitive plates and the shielded plate; determination of the value of the rational number of sectors. Methods, progress and results of computer modeling of the EFM sensor are presented. Graphs of changes in the induced electric charge and induced current depending on the configuration parameters and structure of the EFM sensor are shown. Graphs of the distribution of the relative error of the amplitude value of the induced

current depending on the distance between the shielding and sensitive plates are shown. The sensitivity ratio of the EFM sensor with different number of vanes to the configuration with two vanes is established. A new approach to calculating the coefficients of proportionality of the sensitivity of the EFM sensor from its configuration and structure is proposed and substantiated, and their numerical values are established. The method of calculating the uncertainty of the measurement equation is presented. An analysis of the sensitivity of the equations for converting the electrostatic field strength into current was carried out. To compare the standard and improved conversion equations, their sensitivity coefficients and uncertainty budget were calculated. The measurement uncertainty of the improved mathematical model of the EFM sensor was calculated.

The third chapter of the dissertation is devoted to the development of an improved information and measuring system of the electrostatic field strength. A generalized structural scheme of the IMS of the EF strength is proposed and substantiated. The equivalent circuit of the EFM sensor, the circuit of the current-to-voltage converter, the circuit of the band-pass filter, the circuit of the differential transimpedance amplifier and the circuit of the amplifier with a controlled gain are presented for the development of an improved IMS of the EF strength. In order to improve the current-to-voltage conversion scheme, the scheme of an ungrounded differential transimpedance amplifier with zero voltage drop is proposed and substantiated. The criteria for choosing optimal operational amplifiers for the construction of transimpedance amplifier circuits were established and their analysis was carried out. Computer simulations of circuit noise parameters in the frequency range and the actual amplification factor for typical and proposed schemes of differential transimpedance amplifiers were carried out. The methodology for calculating the instrumental error of measuring the analog EF cascade is proposed and substantiated, and the influence of the quantization error on the overall result of measuring the strength of the EF is analyzed.

The fourth chapter of the dissertation is devoted to the experimental study of the improved electrostatic field mill. An algorithm for digital processing of the measurement information obtained from the sensor of the improved EFM, as a result of calibrated measurement of the strength of the EF, is proposed and substantiated. The structure of the

algorithm is presented and its main stages are substantiated: oversampling algorithm, digital filtering, processing of measurement results, amplitude analyzer of the signal sweep, storage and transmission of information. Methodical, algorithmic and software for calibrating the improved EFM has been developed. The calibration algorithm of the analog circuit of the electrostatic field mill and the EFM sensor is proposed and substantiated. A reference stand for sensor calibration has been designed. Methods of conducting an experimental study of measurement errors of the improved electrostatic flux meter have been developed. The results of the conducted experiment are presented.

All results presented for defense are new. They were repeatedly discussed at international conferences. Based on the dissertation materials, 6 articles, 14 conference abstracts and one copyright registration certificate for the work were published, which fully reflect its content.

Keywords: electrostatic field strength, electrostatic field mill, capacitive sensor, information parameters, uncertainty assessment, measurement, assessment procedure, measurement result, error, voltage, transimpedance amplifier, computer simulation, signal processing, computerized system, information and measuring system.

List of publications of the applicant on the topic of the dissertation where the main scientific results of the dissertation are published:

1. Povshenko O. Increasing sensitivity of the electrostatic field mill sensor by determining its optimal configuration [Electronic resource] / Oleksandr Povshenko, Olha Pazdrii// Technology audit and production reserves. – 2023. – V. 6, № 1(74). – pp. 21–27. – Mode of access: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.292919> (*Professional Edition*, ISSN 2706-5448)
2. Povshenko O. Increasing the accuracy of electrostatic fields strength measurement by using an improved differential transimpedance amplifier circuit [Electronic resource] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov, Olha Pazdrii, Halyna Bohdan // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies.– 2023. – V. 6, № 5(126). – pp. 6–14. – Mode of access: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2023.292691> (*Scopus*, Q 3, ISSN 1729-3774)
3. Povshenko O. Analysis of modern atmospheric electrostatic field measuring

instruments and methods [Electronic resource] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov // Technology audit and production reserves. – 2023. – V. 4, № 1(72). – pp. 16–24. – Mode of access: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.285963> (*Professional Edition*, ISSN 2664-9969)

4. Povshenko O. A. Methodological features of calculating errors in the measurement of electrostatic field strength / O. A. Povshenko, V. G. Bazhenov. // Bull. Kyiv Polytech. Inst. Ser. Instrum. Mak.. – 2023. – no.65. – pp. 65–72. [https://doi.org/10.20535/1970.65\(1\).2023.283358](https://doi.org/10.20535/1970.65(1).2023.283358) (*Professional Edition*, ISSN 2663-3450)
5. Povshenko O. A. Analysis of modern methods of measuring electric fields / O. A. Povshenko, V. G. Bazhenov. // Sciences of Europe. – 2022. – №101. – pp. 72–77. <https://doi.org/10.5281/zenodo.7107072> (*Foreign edition*, ISSN 3162-2364)

List of publications of the applicant on the topic of the dissertation which certify the approbation of the dissertation materials:

1. Bazhenov V. Generalization of the mathematical model of the electrostatic field mill to increase the accuracy of measurement of atmospheric electrostatic field strength / V. Bazhenov, O. Povshenko // XXII International Scientific and Technical Conference "DEVICE CONSTRUCTION: Status and Prospects": International. of science conference, Kyiv, May 16-17. 2023 - Kyiv, 2023. - P. 185–286.
2. V. Bazhenov. Improvement of the functional scheme of the electrostatic field mill / V. Bazhenov, O. Povshenko // XV International Scientific and Practical Conference "Integrated Intelligent Robotic-Technical Complexes (IIRTK-2022)": International. of science conference, Kyiv, May 23. 2023 - Kyiv, 2023. - P. 165–166.
3. Povshenko O.A. Analysis of modern methods of measuring electric fields [Electronic resource]/ O. A. Povshenko, V. G. Bazhenov// Formation of perceptions of the structure of scientific methodology: Proceedings of the V International Scientific and Practical Conference, Vienna, 30–31 December 2022. – [S.l.], 2022. – P. 5–7. – Mode of access: <https://intersci.eu/wp->

<content/uploads/2023/01/Formation-of-perceptions-of-the-structure-of-scientific-methodology.pdf>.

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ..... | 18 |
| ВСТУП..... | 20 |
| РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ НАПРЯМКУ ДОСЛІДЖЕНЬ..... | 28 |
| 1.1 Задача вимірювання напруженості електростатичного поля | 28 |
| 1.1.1 Поняття електростатичного поля та його основні величини | 28 |
| 1.1.2 Вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля | 31 |
| 1.1.3 Вимірювання напруженості електростатичного поля для задач геофізики та геології | 34 |
| 1.1.4 Моніторинг електростатики на виробництві | 35 |
| 1.1.5 Вимоги до апаратного забезпечення для вимірювання напруженості електростатичного поля у діапазоні до 1 кВ/м..... | 38 |
| 1.2 Сучасні методи та засоби вимірювання напруженості електростатичного поля | 41 |
| 1.2.1 Обґрунтування вибору методу вимірювання напруженості електростатичного поля..... | 41 |
| 1.2.2 Електрометри..... | 42 |
| 1.2.3 Електростатичні флюксиметри..... | 44 |
| 1.2.4 Тенденції розвитку засобів вимірювання напруженості електростатичного поля..... | 48 |
| 1.3 Аналіз попередніх робіт за темою дослідження | 55 |
| 1.4 Мета і завдання даних напрямів дослідження | 60 |
| РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРВИНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ФЛЮКСИМЕТРУ | 62 |

| | |
|--|----|
| 2.1 Математичне моделювання сенсору електростатичного флюксиметру | 62 |
| 2.1.1 Будова та фізичний принцип роботи сенсору електростатичного флюксиметру..... | 62 |
| 2.1.2 Вимоги до математичної моделі сенсора електростатичного флюксиметру..... | 64 |
| 2.1.3 Рівняння перетворення напруженості електростатичного поля сенсора електростатичного флюксиметру | 65 |
| 2.1.4 Вдосконалення рівняння перетворення напруженості електростатичного поля сенсора електростатичного флюксиметру..... | 68 |
| 2.2 Комп'ютерне моделювання сенсору електростатичного флюксиметру | 69 |
| 2.2.2 Встановлення чисельного значення індукованого на сенсорній пластині струму | 72 |
| 2.2.3 Визначення значення раціональної відстані між чутливими та екранованою пластинами електростатичного флюксиметру | 77 |
| 2.2.4 Визначення значення раціональної кількості секторів сенсора електростатичного флюксиметру | 80 |
| 2.2.5 Визначення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора електростатичного флюксиметру від його конфігурації та будови..... | 84 |
| 2.3 Розрахунок невизначеності рівняння перетворення первинного вимірювального перетворювача | 88 |
| 2.3.1 Методика розрахунку невизначеності рівняння перетворення..... | 88 |
| 2.3.2 Аналіз чутливості рівнянь перетворення напруженості електростатичного поля в струм..... | 90 |
| Висновки до розділу 2 | 95 |
| РОЗДІЛ 3 ВДОСКОНАЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ НАПРУЖЕНОСТІ ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ПОЛЯ..... | 98 |

| | |
|---|-----|
| 3.1 Узагальнена структура вдосконаленої інформаційно-виміральної системи напруженості електростатичного поля | 98 |
| 3.1.1 Еквівалентна схема сенсора електростатичного флюксиметру | 102 |
| 3.1.2 Електрична схема перетворювача струму у напругу | 103 |
| 3.1.3 Електрична схема смугового фільтра | 105 |
| 3.1.4 Електрична схема підсилювача з цифровим керуванням коефіцієнту підсилення | 107 |
| 3.2 Вдосконалення схеми перетворення струму в напругу | 109 |
| 3.2.1 Критерії вибору оптимальних операційних підсилювачів для побудови схем трансімпедансних підсилювачів | 110 |
| 3.2.2 Аналіз критеріїв вибору оптимальних операційних підсилювачів для побудови схем трансімпедансних підсилювачів | 113 |
| 3.2.3 Комп'ютерне моделювання параметрів шумів схем в частотному діапазоні | 115 |
| 3.2.4 Комп'ютерне моделювання лінійності коефіцієнту підсилення | 117 |
| 3.3 Методологія розрахунку значення напруженості електростатичного поля та визначення його похибки вимірювання | 120 |
| 3.3.1 Методологія розрахунку інструментальної похибки вимірювання аналогового каскаду інформаційно-виміральної системи | 120 |
| 3.3.2 Вплив похибки квантування на загальний результат вимірювання | 122 |
| 3.3.3 Загальне рівняння перетворення напруженості електростатичного поля | 125 |
| Висновки до розділу 3 | 126 |
| РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ВДОСКОНАЛЕНОГО ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ФЛЮКСИМЕТРУ | 128 |
| 4.1 Алгоритм цифрової обробки виміральної інформації | 128 |

| | |
|---|-----|
| | 17 |
| 4.1.1 Алгоритм передискретизації..... | 129 |
| 4.1.2 Цифровий фільтр..... | 133 |
| 4.1.3 Амплітудний аналізатор розмаху сигналу | 135 |
| 4.1.4 Обробка результатів вимірювання | 139 |
| 4.1.5 Збереження та передача інформації | 141 |
| 4.2 Методика проведення калібрування | 142 |
| 4.2.1 Калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру | 144 |
| 4.2.2 Калібрування сенсору електростатичного флюксиметру | 146 |
| 4.2.3 Опис еталону | 148 |
| 4.3 Експериментальне дослідження похибок вимірювання вдосконаленого електростатичного флюксиметру | 151 |
| 4.3.1 Опис умов проведення експерименту..... | 151 |
| 4.3.2 Калібрування електростатичного флюксиметру | 151 |
| 4.3.1 Результати експерименту | 154 |
| Висновки до розділу 4 | 160 |
| ВИСНОВКИ..... | 162 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 165 |
| ДОДАТОК А Список наукових праць здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації..... | 181 |
| ДОДАТОК Б Акти впровадження результатів дисертаційної роботи..... | 183 |
| ДОДАТОК В Класифікації рівнів стійкості до електростатичного розряду для моделей НВМ, CDM і ММ | 188 |
| ДОДАТОК Г Результати комп'ютерного моделювання розподілу | 190 |
| електростатичного поля..... | 190 |
| ДОДАТОК Д Креслення екрануючих пластин електростатичного флюксиметра..... | 197 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

| | | |
|------|---|---|
| АЦП | – | аналогово-цифровий перетворювач |
| ГЕЛ | – | глобальний електричний ланцюг |
| ЕР | – | електростатичного розряду |
| ЕП | – | Електростатичне поле |
| ЕФ | – | Електростатичний флюксиметр |
| ІВС | – | Інформаційно-вимірювальна система |
| ІМ | – | інтегральних мікросхемах |
| КВСС | – | коефіцієнт відхилення синфазного сигналу |
| ЛЕП | – | лінії електропередач |
| МЕМС | – | мікроелектромеханічна система |
| МК | – | мікроконтролер |
| МП | – | мікропроцесор |
| ОП | – | Операційний підсилювач |
| ПІД | – | пропорційно-інтегрально- диференціальний |
| СВЕП | – | система візуалізації електростатичного поля |
| ТП | – | Трансімпедансний підсилювач |
| ЦАП | – | цифро-аналоговий перетворювач |
| ADC | – | Analog to Digital converter |
| BW | – | Bandwidth |
| CDM | – | charged-device model |
| CMRR | – | Common-mode rejection ratio |
| DAC | – | Digital to Analog converter |
| EFM | – | electrostatic field mill |
| ENOB | – | Effective Number of Bits |
| ESD | – | Electrostatic discharge |
| HBM | – | human-body model |
| LSB | – | Least significant Bit |

| | | |
|-----|---|--------------------------|
| MCU | – | Microcontroller |
| MPU | – | Microprocessor |
| MM | – | machine model |
| MS | – | мультиплексор |
| NBW | – | Noise Bandwidth |
| SNR | – | Signal to Noise Ration |
| TIA | – | Transimpedance amplifier |
| VGA | – | Variable Gain Amplifier |

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Вимірювання напруженості електростатичного поля має науково-практичний інтерес у багатьох сферах людської діяльності: метеорології, сейсмології, геофізиці, медицині, дослідженні матеріалів, на виробництві та інших.

Атмосферне електростатичне поле створюється різницею потенціалів приблизно 250 кВ між електропровідною іоносферою та Землею, яка є результатом поділу зарядів у грозових хмарах. У гарну погоду типова напруженість електростатичного поля на відкритій рівнинній місцевості на рівні землі становить близько 100 В/м. Значення напруженості електростатичного поля атмосфери застосовується як інформативний параметр для: дослідження глобальних змін клімату, визначення підвищеної радіоактивності та забруднення навколишнього середовища, для виявлення покладів корисних копалин та як передвісник землетрусу. Для цих задач, вимірювання напруженості електростатичного поля проводяться за умов гарної погоди, вимірювальний діапазон знаходиться в межах від 100 В/м до 300 В/м. Важливою вимогою є забезпечення високої роздільної здатності вимірювального приладу, порядку 1-2 В/м для того щоб фіксувати найменші зміни значення напруженості та виявляти аномалії приземного електростатичного поля.

Також вимірювання напруженості електростатичного поля у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м може бути використано для моніторингу електростатики на виробництві. Для цього важливим є створення завадостійких інформаційно-вимірювальних систем з підвищеною точністю. Це пов'язано із значним зниженням цільових рівнів гранично допустимих значень напруги електростатичного розряду, які може витримати електронний компонент. Адже, з розвитком технології розробки інтегральних схем, розміри їх внутрішніх компонентів зменшуються і стають більш чутливими до дії електростатичного розряду (у діапазоні напруги <50 В).

Таким чином, задача вимірювання напруженості електростатичного поля у

низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м з максимально допустимою похибкою до 1%, є важливою для різних прикладних застосунків.

Серед існуючих методів вимірювання напруженості електростатичного поля виділяють ротаційний метод, оскільки він має кращу чутливість та швидкодію. Тому, для задач вимірювання електростатичного поля при добовій зміні параметрів навколишнього середовища, найбільш розповсюдженим приладом є електростатичний флюксиметр, будова якого ґрунтується на використанні ротаційного методу.

Значний вклад у розвиток ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля та розробки електростатичних флюксиметрів внесли такі закордонні вчені як: R. J. Blakeslee, D. M. Mach, M. G. Bateman, J. C. Bailey, F. J. W. Whipple, A. J. Bennett, R.G. Harrison, K. L. Aplin, M. Buguet, P. Lalande, E. A. Jacobson, E. P. Krider, W. J. Koshak, J. Chubb, J. Harbour, J. Montanya, J. Bergas, B. Hermoso, Li. Lei, M. F. Stewart, S. J. Podgorny, H. J. Christian, D. Daskar, K. A. Nicoll, Y. Cui, H. Yuan, X. Song, L. Zhao, Y. Liu, L. Lin, A. Antunes de Sá, R. A. Marshall, A. P. Sousa, A. Viets та W. Deierling, G. C. Underwood, P. Yang, C. Peng, H. Zhang, S. Xia, Y. Zhu, E.Y. Lee, A.A. Seshia; вітчизняні вчені: Ю.М. Якимчук, С.П. Левашов, Н.А. Якимчук, І.М. Корчагін, В.Г. Баженов, В.В. Прилуков.

Не зважаючи на велику кількість досліджень, направлених на розвиток методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля, їх точність у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м, залишається низькою. Більшість існуючих приладів орієнтовані на вимірювання напруженості електростатичного поля у системах попередження про виникнення небезпечних погодних явищ, таких як грозові та пилові бурі і т.п. Для таких задач вимірювальний діапазон знаходиться в межах від 10 кВ/м до 1 МВ/м, що не вимагає використання сенсорів з високою чутливістю та роздільною здатністю. У випадку використання таких приладів для вимірювання напруженості електростатичного поля у низькому вимірювальному діапазоні, виникає велика відносна похибка, яка складає 10-15%. Такі значні похибки вимірювання обумовлені недосконалістю методу вимірювання, низькою чутливістю сенсора та високою інструментальною похибкою вимірювальних

приладів. Крім того існуючі вимірювальні прилади мають низьку швидкодію, великі габарити та погану завадостійкість, що обмежує сфери їх застосування.

З огляду на це, виникає потреба у вдосконаленні існуючих та розробці нових методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля для забезпечення необхідної точності вимірювання у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м. Також в залежності від специфіки задач, виникають потреби в підвищенні швидкодії вимірювальних приладів, зменшенні їх маси та габаритів.

Вищенаведене свідчить про актуальність теми дослідження, спрямованого на вдосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля за рахунок зменшення його похибок вимірювання та розробки сучасної завадостійкої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля з підвищеною точністю у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дослідження, результати яких викладені в дисертації, проводились на кафедрі автоматизації та систем неруйнівного контролю приладобудівного факультету Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" відповідно до Постанови Кабінету Міністрів України № 942 від 07.09.2011 «Про затвердження переліку пріоритетних тематичних напрямків наукових досліджень і науково-технічних розробок на період до 2023 року».

Мета і завдання дослідження.

Метою дисертаційної роботи є удосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м за рахунок підвищення його точності та чутливості.

Для досягнення поставленої мети в дисертації вирішуються **наступні завдання:**

1. Провести аналіз існуючих методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля та обґрунтувати шляхи їх вдосконалення.

2. Вдосконалити математичну модель сенсору електростатичного флюксиметру для визначення його раціональних параметрів конфігурації та будови шляхом проведення комп'ютерних моделювань, що забезпечить максимальну чутливість.
3. Вдосконалити рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм сенсора електростатичного флюксиметру, яке враховує ступінь впливу крайових ефектів для різних конфігурацій та будови сенсору.
4. Вдосконалити типову інформаційно-вимірювальну систему електростатичного флюксиметру та розробити методологію розрахунку її похибок вимірювання.
5. Вдосконалити схему перетворення струму в напругу для зменшення інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру.
6. Розробити алгоритм обробки вхідного сигналу який збільшує динамічний діапазон вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.
7. Провести експериментальні дослідження прототипу вдосконаленого електростатичного флюксиметру з метою визначення його метрологічних характеристик.
8. Впровадити результати досліджень для навчальних та виробничих задач.

Об'єктом дослідження є процес вимірювання напруженості електростатичних полів у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.

Предметом дослідження є методи та засоби підвищення чутливості та швидкодії вимірювання напруженості електростатичних полів у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.

Методи дослідження. Поставлені в роботі задачі вирішувались на основі методів математичного моделювання, методів комп'ютерного моделювання з використанням методу скінченних елементів, методи оптимізації, методи теорії похибок вимірювання, методів цифрової обробки сигналів та експериментальних досліджень. Побудова та розрахунок моделі сенсора електростатичного флюксиметру відбувалась за допомогою програмного забезпечення COMSOL

Multiphysics, обробка результатів моделювання за допомогою програми Matlab, для аналізу характеристик трансїмпедансних підсилювачів було використано програмне забезпечення LTspice компанії Analog Devices.

Наукова новизна отриманих результатів. В дисертації вперше отримано такі нові наукові результати:

1. Набув подальшого розвитку ротаційний метод вимірювання напруженості електростатичного поля за рахунок вдосконалення рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм, що дало можливість зменшити методичну похибку вимірювання.
2. Вдосконалено математичну модель сенсору напруженості електростатичного поля за рахунок врахування залежності чутливості сенсору від його конфігурації та будови, що дало змогу зменшити інструментальну похибку вимірювання.
3. Запропоновано та обґрунтовано новий підхід до визначення оптимальних параметрів конфігурації та будови сенсору напруженості електростатичного поля, що дало змогу збільшити його чутливість.
4. Набула подальшого розвитку інформаційно-вимірювальна система з поліпшеними метрологічними характеристиками, що дозволило збільшити динамічний діапазон вхідних сигналів та зменшити похибки результатів вимірювання.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що в роботі:

1. Отримано числові значення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора від його конфігурації та будови для розрахунку оптимальної конструкції сенсора електростатичного флюксиметру.
2. Розроблено раціональну конструкцію сенсору напруженості електростатичного поля для вимірювання у діапазоні до 1кВ/м, за рахунок встановлення його оптимальної конфігурації та будови, що дало можливість підвищити чутливість сенсору щонайменше у 2,6 рази.
3. Розроблено та обґрунтовано методику розрахунку інструментальної похибки інформаційно-вимірювальної системи електростатичного флюксиметру, що

дає можливість автоматизувати процес розробки нових приладів.

4. Розроблено алгоритм обробки вхідного сигналу, який забезпечує динамічний діапазон на рівні 81 dB у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.
5. Вдосконалено схему перетворення струму в напругу, що дозволило зменшити інструментальну похибку вимірювання електростатичного флюксиметру (значення SNR в середньому покращилося на 42 %).
6. Розроблено прототип вдосконаленого електростатичного флюксиметру для вимірювання напруженості електростатичного поля у діапазоні до 1 кВ/м та лабораторний стенд для проведення його калібрувань.
7. Результати дисертаційної роботи впроваджено в навчальний процес кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю КПІ ім. Ігоря Сікорського, а також в дослідницьку та виробничу діяльність LLC «Quantum Satis Engeneering» та ТОВ «ЕФТЕРРА». Практичне значення отриманих результатів підтверджується Актами впровадження, наведених в Додатку Б.

Особистий внесок здобувача. Автор самостійно отримано основні положення, які винесені на захист (вдосконалено рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм та вдосконалено математичну модель сенсору напруженості електростатичного поля за рахунок врахування залежності чутливості сенсору від його конфігурації та будови; розроблено методологію визначення оптимальних параметрів конфігурації та будови сенсору напруженості електростатичного поля; розроблено вдосконалену інформаційно-вимірювальну систему напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1кВ/м з поліпшеними метрологічними характеристиками). Самостійно розраховано числові значення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора від його конфігурації та будови для розрахунку оптимальної конструкції сенсора електростатичного флюксиметру; розроблено раціональну конструкцію сенсору напруженості електростатичного поля для вимірювання у діапазоні до 1кВ/м; розроблено алгоритм обробки вхідного сигналу для вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи та прототип вдосконаленого електростатичного флюксиметру.

У роботах, виконаних у співавторстві, особисто автором виконано: [1] – дослідження аспектів використання трансїмпедансних підсилювачів для задач перетворення отриманого з сенсору електростатичного флюксиметру струму в напругу та запропоновано схему незаземленого диференціального трансїмпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги, що дозволить зменшити інструментальну похибку та забезпечити лінійність вимірювання напруженості електростатичного поля; [2] – на основі проведеного комп’ютерного моделювання сенсору електростатичного флюксиметру встановлено оптимальні параметри його геометричної конфігурації, що дозволять сформувати необхідні вимоги до побудови вдосконалених вимірювачів напруженості електростатичного поля у низькому динамічному діапазоні до 1 кВ/м; [3] – проведено аналітичний огляд та порівняльний аналіз сучасних методів та засобів вимірювання напруженості електростатичних полів атмосфери, сформовано загальні функціональні вимоги до апаратного забезпечення інформаційно-вимірювальних систем напруженості електростатичного поля атмосфери та визначено основні напрямки досліджень і практичних завдань для її створення; [4,6,7] – запропоновано та обґрунтовано універсальну математичну модель сенсору електростатичного флюксиметру, а також вдосконалену функціональну схему електростатичного флюксиметру та розроблено методологію розрахунку її інструментальної похибки, що дозволяє виділити критичні параметри під час вибору комплектуючих для побудови приладу; [5,8] – наведено короткий огляд та аналіз основних методів вимірювання напруженості електричних та електростатичних полів.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати були представлені на таких міжнародних конференціях та семінарах: XXII Міжнародна науково-технічна конференція “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”: Міжнар. наук. конф., Київ, 16-17 трав. 2023 р.; XV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК-2022)»: Міжнар. наук. конф., Київ, 23 трав. 2023; Formation of perceptions of the

structure of scientific methodology: Proceedings of the V International Scientific and Practical Conference, Vienna, 30–31 December 2022.

Результати досліджень доповідались та обговорювались на наукових семінарах кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю та кафедри інформаційно-вимірювальних технологій Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

Публікації. За результатами дисертаційних досліджень автором опубліковано 8 наукових праць, серед яких 5 статей (з них 1 стаття у закордонних фахових виданнях, що індексуються Scopus та 3 статті у провідних фахових виданнях), 3 тези доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях.

Структура дисертації та її обсяг. Дисертація містить вступ, чотири розділи, загальні висновки по роботі, список використаних джерел із 153 найменувань та 5 додатків. Дисертаційна робота викладена на 198 сторінках, основний зміст роботи становить 140 сторінок друкованого тексту, в тому числі 48 рисунків і 12 таблиць.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД СТАНУ ПРОБЛЕМИ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ НАПРЯМКУ ДОСЛІДЖЕНЬ

1.1 Задача вимірювання напруженості електростатичного поля

1.1.1 Поняття електростатичного поля та його основні величини

Електростатичне поле (ЕП) представляє собою окремий випадок електричного поля [1-6]. Навколо кожного електрично зарядженого тіла або електрично зарядженої частинки існує електричне поле, проявом якого є взаємна силова дія цих електричних зарядів. Електростатичне поле є формою матерії, і його сутність матеріальна – його джерелом є частинки, які несуть електричний заряд [4]. Найпростішим випадком електростатичного поля можна вважати виникнення, незмінного за величиною і фіксованого в просторі відносно обраної системи відліку, заряду [4]. Саме тому електростатичні поля класифікуються як стаціонарні електричні поля, тобто незмінні в часі. Протилежністю їх є нестаціонарні електричні поля (змінні в часі).

Електростатичне поле може існувати в діелектриках або ізольованих провідниках [3-5]. Для створення електричного поля необхідна наявність електричного заряду, який завжди прив'язаний до матеріального об'єкта. Кожен заряд, який зустрічається в природі, кратний елементарному заряду, тобто заряду одного електрона $e = 1,602 \times 10^{-19}$ Кл (кварки з третім електричним зарядом не зустрічаються вільно в природі, лише в комбінаціях), це правило також називають законом квантування заряду [6]. Розрізняють позитивні заряди і негативні (позитивний елементарний заряд має протон, негативний електрон) [6].

Діє закон збереження електричного заряду – в електрично ізольованій системі тіл загальний електричний заряд постійний, електричний заряд неможливо створити або знищити, його можна лише переміщувати (всередині одного тіла або від одного тіла до іншого) [6].

Відповідно до принципу суперпозиції електричних полів, напруженість поля, створеного системою з N зарядів, дорівнює векторній сумі напруженостей полів, створених кожним із них окремо. Для точкових електричних зарядів застосовується закон Кулона, закон сили зарядів, який описує величину сили, яку ці два точкові заряди діють один на одного [2-5].

Для зображення електричного поля використовуються лінії поля, які є уявними лініями, що характеризують силову дію поля в різних точках простору (вони починаються від позитивних електричних зарядів і прямують до негативних) і рівні еквіпотенціалу.

Основною величиною, що описує джерело дії електричної сили, є електричний заряд Q , скалярна величина, одиницею якої в системі СІ є кулон (Кл). Найважливішими величинами, що характеризують електростатичне поле, є векторна електрична напруженість і скалярний електричний потенціал [5, 6].

Напруженість електростатичного поля (анг. Electrostatic field strength) E — векторна величина, що виражає величину та напрямок напруженості електричного поля. Напруженість електростатичного поля визначається як [6]:

$$E = \frac{F_e}{q}, \quad (1.1)$$

де F_e — частка електричної сили, яка діє на позитивний точковий заряд у цьому місці, q — величина цього заряду.

У це співвідношення можна підставити співвідношення для обчислення електричної сили із закону Кулона — тоді величина напруженості в даній точці прямо пропорційна величині заряду і обернено пропорційна квадрату відстані цієї точки від заряду, і водночас залежить від середовища. Якщо заряд позитивний, напруженість електричного поля і спрямованість дії сили електричного поля мають однаковий напрямок; якщо заряд негативний, вони мають протилежний напрямок. Тангенс силовій лінії в кожній її точці визначає напрямок напруженості електричного поля. Одиницею вимірювання напруженості поля в системі СІ є вольт на метр (В/м або $\text{В} \cdot \text{м}^{-1}$), іншою одиницею, яка використовується, є ньютон на кулон (Н/Кл).

Електричний потенціал (φ) — це скалярна величина, яка визначається як відношення потенціальної електричної енергії E_p позитивного точкового заряду q до цього заряду [6]:

$$\varphi = \frac{E_p}{q}. \quad (1.2)$$

Таким чином, електричний потенціал — це кількість роботи, необхідна для перенесення одиничного електричного заряду від контрольної точки, якій присвоєно нульовий потенціал, у певне місце. Точки з однаковим потенціалом утворюють екіпотенціальну поверхню. Одиницею електричного потенціалу є вольт (В).

Електрична напруга (U) характеризує здатність поля виконувати роботу, яку виконує електричне поле при перенесенні одиничного заряду з місця А в місце В та визначається за виразом [6]:

$$U = \varphi_A - \varphi_B = \frac{W_{AB}}{q}, \quad (1.3)$$

де φ_A , φ_B — електричні потенціали двох точок А і В електричного поля, W_{AB} — робота, яку виконує електричне поле. Величина напруги не залежить від форми траєкторії, а лише від початкового та кінцевого місця. Її одиниця така ж, як і електричного потенціалу, тобто вольт (В).

Електрична поляризація (P) — векторна величина, яка описує електричне поле, що створюється в діелектрику його поляризацією та виражає вплив зовнішнього електричного поля на діелектрик. Одиницею вимірювання P є кулон на квадратний метр (Кл/м²) [6].

Електрична індукція (D) — це векторна величина, яка дорівнює індукованому заряду Q , який припадає на одиницю площі провідника S поміщеного в електростатичне поле [6]:

$$D = \frac{Q}{S}. \quad (1.4)$$

Електрична індукція описує електричне поле в будь-якому середовищі як результат дії тільки вільних зарядів, не враховуючи впливу зв'язаних електричних

зарядів. Одиницею вимірювання електричної індукції є кулон на квадратний метр (Кл/м²).

Електроємність (С) виражає здатність провідника утримувати певний заряд Q при заданому значенні потенціалу ϕ та визначається співвідношенням [6]:

$$C = \frac{Q}{\phi} = \frac{Q}{U}. \quad (1.5)$$

Ємність окремого провідника мала, тому використовують конденсатори, система з двох провідних пластин, між якими розташований діелектрик, що збільшує ємність пропорційно величині діелектричної константи ϵ_r . Одиницею вимірювання електроємності в системі СІ є фарад (Ф).

1.1.2 Вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля

Задачі вимірювання напруженості електростатичного поля (ЕП) охоплюють широкий спектр їх застосування. Здебільшого це такі науки, як метеорологія, геологія, сейсмологія, а також виробничі процеси.

Приземне електростатичне поле за відсутності електрифікованих хмар підтримується глобальним електричним ланцюгом (ГЕЛ) [7-11]. У нижніх шарах атмосфери всі хмари та опади, тумани, пил зазвичай електрично заряджені, навіть у чистій атмосфері завжди існує ЕП.

Електростатичне поле створюється різницею потенціалів приблизно 250 кВ між електропровідною іоносферою та Землею, яка є результатом поділу зарядів у грозових хмарах [8, 9]. Оскільки зміна напруженості ЕП атмосфери тісно пов'язана з погодними умовами, було умовно визначено дві такі категорії: напруженість ЕП гарної погоди, коли атмосфера ясна та безхмарна; напруженість ЕП несприятливої погоди, включаючи грози, пилові бурі, дощ, туман і т. п. [12-14].

У гарну погоду типова напруженість електростатичного поля на відкритій рівнинній місцевості на рівні землі коливається в межах від близько 100 В/м. Однак під час опадів, а особливо грозах, хуртовині, пилових бурях і т. п. напруженість ЕП може різко змінювати напрямок і величину, досягаючи іноді 1 кВ/м на вершинах високих гір [7, 10].

Найбільші значення напруженості ЕП присутні у середніх широтах, а до полюсів та екватора зменшується. У зонах гарної погоди напруженість ЕП з висотою загалом зменшується, наприклад, над океанами. Поблизу земної поверхні, у так званому шарі перемішування товщиною 300-3000 м, де накопичуються аерозолі, напруженість ЕП може з висотою зростати. Вище шару перемішування напруженість ЕП зменшується з висотою за експоненціальним законом і на висоті 10 км не перевищує 2 В/м [15]. Це пов'язано з тим, що в атмосфері містяться позитивні об'ємні заряди, щільність яких також швидко зменшується з висотою [16]. Максимальне значення електростатичного поля атмосфери, зареєстроване під час прольоту всередині електризованих хмар, в яких у літак потрапила блискавка, становило близько 79кВ/м на висоті 8400 м над рівнем моря, а найбільше – 194 кВ/м під час попадання блискавки у літак [17].

Вимірювання напруженості електростатичного поля приземних шарів атмосфери застосовується для багатьох науково-практичних задач. Одним із широко розповсюджених завдань вимірювання напруженості ЕП є визначення динамічного розподілу заряду в грозових хмарах для кращого розуміння їх електризації [18-22]. Вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля застосовується у системах попередження небезпеки блискавки для захисту матеріальних активів та для забезпечення безпеки в аеропортах, на полях для гольфу, на об'єктах радіопередачі тощо [23-25].

Окрім метеорологічних явищ, на значення величини напруженості атмосферного електростатичного поля впливають багато факторів, серед них, антропогенна діяльність, забруднення повітря (концентрація аерозолів), сонячна активність, геомагнітні процеси та сейсмічна активність які відбуваються в межах конкретної місцевості [26-34].

Вимірювання напруженості ЕП атмосфери дозволяє отримати важливі дані для моніторингу характеристик приземного шару атмосфери і глобальних змін клімату. Зміни в грозовій активності, наприклад, можуть призвести до зміни іоносферного потенціалу та пов'язаних глобальних змінних ГЕЛ, але деталі таких змін ще повністю не досліджені [29, 30]. Дослідження приземного шару атмосфери

в основному відбувається шляхом вимірювання напруженості ЕП за гарної погоди, для того щоб уникнути впливу місцевих метеорологічних збурень [26-28]. Для цих задач вимірювальний діапазон значень напруженості ЕП знаходиться в межах від 100 В/м до 300 В/м.

У місцях з високим рівнем забруднення повітря вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля розглядаються як індикатори забруднення. Це пояснюється тим, що інтенсивність електростатичного поля збільшується зі зростанням концентрації аерозолів у повітрі [27, 31].

Дослідження ЕП атмосфери ефективні для визначення підвищеної радіоактивності навколишнього середовища, що призводить до зниження напруженості ЕП [27, 31-34]. Спостереження напруженості ЕП за гарної погоди також забезпечує метод зондування для отримання характеристик прикордонного шару атмосфери для розуміння кліматичних явищ, погодних умов та впливу антропогенних факторів на атмосферу [16].

Крім того, вимірювання напруженості ЕП за гарної погоди все частіше викликає інтерес дослідників як можливий сигнал передвісника землетрусу, що підтверджується дослідженнями у роботах [27, 35-39].

У роботі [39] показане дослідження, яке демонструє кореляцію значень напруженості ЕП як безпосередньо перед виникненням землетрусу так і за довго до цього. У 2008 році в китайському місті Веньчуан стався землетрус магнітудою 8,0 за шкалою Ріхтера. За 40 днів до виникнення землетрусу спостерігалися періодичні невеликі підвищення напруженості ЕП за гарної погоди в межах добової зміни. Після виключення інших факторів впливу, було виявлено, що процес підготовки до землетрусу може спричинити аномальні синхронні зміни у електростатичному полі атмосфери. Подібні зміни спостерігались і в Японії у 2009 році. Аналіз часового ряду значень напруженості ЕП отриманих протягом достатньо довгого періоду дозволяє виявити кореляцію та приховані тренди, які свідчать про наближення землетрусу. Це дозволить вчасно прийняти рішення, для забезпечення ефективних заходів безпеки для захисту громадськості та майна.

Таким чином, для дослідження ЕП приземних шарів атмосфери з метою

отримання вчасного попередження про виникнення небезпечних явищ, обумовлених метеорологічними, сейсмологічними та антропогенними факторами, постає задача, вимірювання напруженості ЕП за гарної погоди, коли вимірювальний діапазон значень напруженості ЕП знаходиться в межах від 100 В/м до 300 В/м. З огляду на це, необхідно постійно вдосконалювати методи та засоби вимірювання напруженості ЕП з метою підвищення їх чутливості та точності для можливості фіксувати найменшу зміну напруженості атмосферного електростатичного поля.

1.1.3 Вимірювання напруженості електростатичного поля для задач геофізики та геології

Одним із перспективних напрямків застосування вимірювання напруженості електростатичного поля атмосфери є дослідження, направлені на прямі пошуки та розвідку корисних копалин, зокрема, вуглеводнів [40-47]. Адже, у місцях родовищ вуглеводнів спостерігаються аномалії електростатичного поля приземного шару атмосфери [40-49]. Цей феномен дозволив геофізикам використовувати його для вирішення завдань пошуку та розвідки корисних копалин, а також для задач інженерної геології.

Знаючи експериментально встановлені параметри матеріалів таких як нафти, газу, газоконденсату та інших хімічних елементів, можна їх ідентифікувати на поверхні (геоелектрофізика) із визначенням глибини залягання покладу [41, 44]. В роботах [40-45] наведено дослідження, направлені на встановлення зв'язку між атмосферою електрикою і геологічною будовою Землі для пошуку корисних копалин на території України.

В результаті проведених робіт було рекомендовано використовувати вимірювання напруженості приземного ЕП атмосфери, зумовленого неоднорідністю земної кори на території України, у місцях де знаходяться нафтогазові родовища. Також вимірювання напруженості ЕП може стати в нагоді під час наступних досліджень [44, 46]:

- Рекогносцирувальних досліджень перспективних ділянок та площ з метою пошуків середніх та крупних родовищ вуглеводнів на території суші та акваторії України;
- Уточнення положення покладів вуглеводнів в плані на перспективних ділянках;
- Деталізації робіт з метою вибору місць оптимального закладання параметричних, розвідувальних та видобувних свердловин;
- Оперативної оцінки перспектив нафтогазоносності уже виявлених і підготовлених сейсморозвідкою структур під буріння.

На основі проведених робіт у [44] було представлено Витяг з висновку Державної служби геології та надр України №761/01/10-12 від 31.01.2012.

Для задач геофізичного пошуку, вимірювання напруженості електростатичного поля проводяться за умов гарної погоди. Важливим є забезпечення високої роздільної здатності вимірювального приладу, порядку 1-2 В/м для того щоб фіксувати найменші зміни значення напруженості та виявляти аномалії приземного електростатичного поля.

Не зважаючи на те що, вимірювання напруженості ЕП приземного шару атмосфери з метою геофізичного пошуку корисних копалин є перспективним напрямком досліджень, його практичне застосування ще недостатньо вивчено, а прилади, які застосовувались під час проведення експериментальних досліджень потребують суттєвого доопрацювання.

1.1.4 Моніторинг електростатики на виробництві

У всіх сучасних сферах виробництва, пов'язаних з електронікою, існують підвищені нормативні вимоги щодо умов виготовлення, зберігання та експлуатації електронних пристроїв [50-52]. Це викликано вразливістю електронних компонентів до дії електростатичного розряду (ЕР) (англ. Electrostatic discharge, ESD) [53, 54]. Багато електронних компонентів схильні до пошкодження від електростатичного розряду при відносно низьких рівнях напруги. Багато з них чутливі до напруги менше 100 В [53].

Непередбачуваний контакт між зарядженим тілом та електронним пристроєм зазвичай призводить до часткового або повного пошкодження останнього, а під час його експлуатації може призвести до катастрофічних наслідків. Момент виникнення електричного розряду важко передбачити, а локалізувати об'єкт, що його накопичив досить складно. З огляду на те, що всі матеріали здатні накопичувати та зберігати електричний заряд, а найбільш розповсюдженим явищем його утворення є трибоелектричний ефект (явище електризації тіл при терті) [55], виникає потреба в контролі наявності електростатичного заряду.

Оскільки виникнення ЕР широко розповсюджене явище на виробництві, та може виникнути під час виготовлення, тестування та експлуатації електронних напівпровідникових пристроїв JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council – Комітет Інженерів, що спеціалізуються в галузі електронних пристроїв) розробив відповідні стандарти для випробування на електростатичні розряди для класифікації деталей [53]. Відповідно до стандартів JEDEC визначено три основні тестові моделі для випробувань електростатичного розряду: модель людського тіла (human-body model – HBM) [51], модель зарядженого пристрою (charged-device model – CDM) [50] і модель машини (machine model – MM) [53].

На виробництві люди вважаються основним джерелом електростатичного розряду. Модель людського тіла (HBM) імітує виникнення електростатичного розряду від людини. Модель машини (MM) імітує виникнення ЕР від об'єкта (будь-який інструмент або виробниче обладнання), до компонента. Тестова модель зарядженого пристрою (CDM) призначена для визначення граничної величини напруги ЕР, який може витримати пристрій, коли сам пристрій має електростатичний заряд і розряджається внаслідок контакту з металом. Гранична напруга ЕР – це найвищий рівень напруги, який не викликає збою роботи пристрою [56].

Зазвичай рівень напруги для MM ЕР приблизно в 10 разів нижчий, ніж для HBM ЕР. Крім того, рівень напруги захисту для HBM зазвичай становить ~ 2 кВ, тоді як для MM — ~ 200 В, а для CDM — ~ 500 В. Зазвичай для перевірки

електронних схем та захисту від електростатичного розряду використовуються тести CDM та HBM [53].

Стійкість пристрою до електростатичного розряду можна визначити як найвищу випробувальну напругу EP, яку він проходить, і найнижчу напругу випробування EP, яку він не витримує. Кожна модель має власну класифікацію пристроїв відповідно до їх стійкості до EP. Класифікації рівнів стійкості до електростатичного розряду для моделей HBM, CDM і MM з числовими значеннями діапазону напруги наведено у Додатку В (табл.В.1- табл.В.3).

З розвитком технології розробки інтегральних схем, розміри внутрішніх компонентів цих пристроїв зменшуються і стають більш чутливими до дії EP. Це пояснюється збільшенням щільності розміщення елементарних електричних компонентів (транзисторів) у інтегральних мікросхемах (ІМ). Зменшення технології виготовлення призводить до підвищення продуктивності вводу-виводу та зниження ємності контактів, що ще більше збільшує чутливість до електростатичного розряду та робить потенційну проблему ще гострішою.

У [57] показано прогнозоване зниження порогу чутливості мікросхем до стандартизованих рівнів тестів CDM на 2020 рік та наступні роки. Аналіз зібраних даних, показує, що очікується значне зниження цільових рівнів CDM EP, що у свою чергу, вимагає більш точного вимірювання напруженості електростатичного поля (у діапазоні напруги <50 В) для систем моніторингу електростатики.

Існуючі стандартизовані вимоги та процедури направлені на зменшення ймовірності виникнення електричного розряду шляхом створення умов, за яких електричний заряд не здатен існувати тривалий час [58, 59]. На виробництві або в лабораторії, де є підвищені вимоги до контролю електростатики, обов'язковою умовою є створення, так званих, захищених від електростатики зон (англ. Electrostatic Protected Area (EPA)), який визначає стандарт [60, 61]. Такою зоною, може бути стіл, підлога, або навіть все приміщення, де значення напруженості електростатичного поля суворо контролюється та становить нижче 100 В. Всі об'єкти, які знаходяться у цій зоні, заземлені та мають однаковий електричний потенціал.

Багато сучасних компонентів захищені вбудованими схемами захисту, без яких вони були б надзвичайно чутливими. Але навіть дотримання всіх заходів не здатне повною мірою гарантувати захист електронних пристроїв від ураження електричним розрядом. З огляду на це, для забезпечення необхідного рівня безпеки потрібно постійно проводити моніторинг напруженості електростатичного поля, який дозволить не тільки зафіксувати момент виникнення ЕР, та навіть локалізувати місце його знаходження для встановлення джерела, що спричинило його появу.

Таким чином, постає необхідність розробляти нові завадостійкі інформаційно-вимірювальні системи напруженості електростатичного поля з підвищеною точністю у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м для моніторингу електростатики на виробництві.

1.1.5 Вимоги до апаратного забезпечення для вимірювання напруженості електростатичного поля у діапазоні до 1 кВ/м

Загалом, при вирішенні завдань вимірювання напруженості електростатичного поля, апаратура повинна мати можливість розміщення стаціонарно у певній точці, а також бути портативною, оскільки потрібно передбачити її використання оператором або встановлення на літальний апарат. Також потрібно передбачити використання вимірювальної апаратури у приміщеннях, для забезпечення моніторингу напруженості ЕП на виробництві.

Вимірювання напруженості ЕП на висоті, зокрема на літаку, висуває серйозні вимоги до апаратури. Адже заряд який фіксується на літальному апараті під час польоту може утворювати ЕП дуже великих значень (2-3 МВ/м) [62]. При вимірюванні напруженості ЕП під час польоту, фюзеляж літака незаземлений, тому різниця значень напруженості ЕП буде знаходитися у низькому вимірювальному діапазоні (до 100 В/м), що робить високу точність вимірювальної апаратури важливою [63, 64].

Дві головні вимоги, які висуваються до бортових вимірювачів напруженості ЕП це: здатність виконувати вимірювання в несприятливих умовах та можливість

вимірювання напруженості ЕП в широкому динамічному діапазоні (як під час несприятливої, так і за гарної погоди) з достатньою точністю ($\pm 2.5\%$) та роздільною здатністю (1-2 В/м) [63].

Вимога щодо вимірювання електричних полів у «гарну» погоду виникає через потребу вимірювати сигнали, пов'язані з калібрувальними маневрами літального апарату, які виконуються в умовах «гарної» погоди (бажано безхмарної). На висоті кількох кілометрів величина ЕП «гарної» погоди становить 20–30 В/м. Таким чином, постає необхідність розрізняти поля порядку 1 В/м [64].

Поряд із точністю, до бортового вимірювача висуваються серйозні вимоги до конструкції, адже такі прилади, експлуатуються в несприятливих умовах сильних вібраційних, температурних навантажень. Температура навколишнього середовища може коливатися від 50°C на злітно-посадковій смузі та до -60°C на висоті [64, 65].

Визначення трьох компонент вектору ЕП та електричного заряду, що змінюється в часі, вимагає, щоб на літальному апараті було встановлено щонайменше чотири вимірювача. Як правило, сукупна вага вимірювачів не є суттєвим внеском у загальну вагу корисного навантаження, за винятком легких літаків та БПЛА. Фізичний розмір вимірювача також має важливе значення, адже від нього залежить можливість взаємодії модулятора з атмосферою [64]. Для того щоб модулятор міг ефективно взаємодіяти з атмосферою, вимірювач повинен мати відповідні розміри та отвори у фюзеляжі (структурі чи корпусі пристрою), через які він може взаємодіяти із зовнішнім середовищем.

Таким чином, перед розробниками постають наступні вимоги до апаратного забезпечення [47, 65]:

- У випадку використання стаціонарно:
 - апаратура встановлюється на відстані від людей і будівель на спеціальних майданчиках із рівною поверхнею;
 - вимірювання проводяться не безперервно, а через певні інтервали часу протягом доби;
- При портативному використанні:

- прилад повинен бути компактних розмірів;
- мати автономне живлення та низьке енергоспоживання;
- фіксувати дані про координати точок вимірювання;
- отримувати дані в режимі реального часу з подальшим їх збереженням або передачею;
- мати незначну масу;
- при використанні приладу оператором потрібно мінімізувати його вплив на процес вимірювання. Для цього передбачається під час руху утримувати вимірювач на невеликій відстані від оператора та від землі (не менше 0,5 м) на спеціальній штанзі;
- При використанні у приміщенні:
 - забезпечити контроль та регулювання температури і вологості для забезпечення стабільних умов для вимірювань;
 - врахувати та зменшити вплив електромагнітних перешкод, які можуть впливати на точність вимірювань;
 - забезпечити достатньо простору для розміщення вимірювального обладнання та зручних умов для його використання;
 - врахувати принципи ергономіки для забезпечення безпеки та комфорту користувачів під час роботи з вимірювальною технікою;
 - забезпечити стабільне та безперебійне електропостачання для вимірювального обладнання.

Ці вимоги спрямовані на забезпечення надійності та точності вимірювань, а також на збереження безпеки та здоров'я працівників.

Загальною задачею, яка постає перед розробниками апаратного забезпечення для вимірювання напруженості ЕП є підвищення точності вимірювання напруженості електростатичного поля у низькому динамічному діапазоні до 1 кВ/м, з похибкою до 1%. В залежності від специфіки задач, також виникають потреби в підвищенні швидкодії приладу, зменшення його маси та габаритів.

З огляду на визначені вимоги, постає задача проведення аналізу існуючих методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля та

визначення загальних тенденцій їх розвитку.

1.2 Сучасні методи та засоби вимірювання напруженості електростатичного поля

1.2.1 Обґрунтування вибору методу вимірювання напруженості електростатичного поля

Методи вимірювання напруженості електростатичного поля, умовно поділяють на дві групи: статичні та динамічні [47]. Першим, з появою механічних електрометрів, з'явився статичний метод вимірювання напруженості ЕП. Хоча цей метод є простим в реалізації, його використання потребує великого проміжку часу. Однією із останніх та перспективних розробок, яка реалізована за допомогою статичного методу – є система візуалізації електростатичного поля.

Динамічний метод вимірювання електростатичної напруженості поля передбачає модуляцію постійного електричного поля з перетворенням його з постійного в змінне шляхом, наприклад, почергового експонування та екранування вимірювальних пластин [47]. На відміну від статичного, динамічний метод потребує меншого проміжку часу для проведення вимірів. Тому для визначених задач, краще підходить використання вимірювачів, реалізованих на основі динамічного методу.

Серед динамічних методів вимірювання напруженості електростатичного поля виділяють ротаційний метод, оскільки він має кращу чутливість [47]. Найбільш розповсюдженим приладом, будова якого ґрунтується на використанні ротаційного методу є електростатичний флюксиметр. Також перспективними вимірювачами, які реалізовані за допомогою динамічного методу вимірювання є електростатичні флюксиметри реалізовані у вигляді мікроелектромеханічних систем.

За рахунок використання ротаційного методу ці вимірювачі мають добру чутливість та захист від завад за рахунок своїх конструктивних особливостей, що робить їх ідеальним рішенням для задач вимірювання електростатичного поля при

динамічній зміні параметрів навколишнього середовища [65].

1.2.2 Електрометри

Одними із перших сконструйованих приладів для вимірювання напруженості ЕП були електрометри. Перші варіації електрометрів, які з'явилися ще у 18 ст., являли собою градуйовані електроскопи. Сучасний електрометр — це високочутливий електронний вольтметр, вхідний опір якого настільки високий, що для більшості практичних цілей струм, що протікає в ньому, можна вважати нульовим. Фактичне значення вхідного опору для сучасних електронних електрометрів становить приблизно 10^{14} Ом Ω . Через надзвичайно високий вхідний опір, електрометри потребують особливих конструктивних рішень, таких як електричні екрани та спеціальні ізоляційні матеріали [65].

У роботі [66] представлено ряд рішень вентильних електрометрів, в яких використовується спеціальна вакуумна трубка (термоелектронні вентилі) з дуже високим коефіцієнтом підсилення і вхідним опором. Вхідний струм протікає в сітку з високим опором, а створена таким чином напруга значно посилюється в ланцюзі анода. Вентилі, призначені для використання в електрометрах, мають струми витоку лише кілька фА, що дозволяє міряти досить малі струми. У спеціалізованій схемі, яка називається інвертованим тріодом, ролі анода та сітки поміняні місцями. Така конструкція дозволяє розташувати керуючий електрод на максимальній відстані від області просторового заряду, який оточує нитку, мінімізуючи кількість електронів, зібраних керуючим електродом, і таким чином мінімізуючи вхідний струм.

Більшість сучасних електрометрів складаються з твердотілого підсилювача, який використовує один або кілька польових транзисторів, що підключаються до зовнішнього діоду або іонізаційної камери. Електрометри, призначені для використання з іонізаційними камерами, можуть містити джерело живлення високої напруги, яке використовується для зміщення іонізаційної камери. Твердотільні електрометри часто є багатофункціональними пристроями, які можуть вимірювати напругу, заряд, опір і струм. Вони вимірюють напругу за

допомогою «балансування напруги», під час якого вхідна напруга порівнюється з внутрішнім джерелом еталонної напруги за допомогою електронної схеми з дуже високим вхідним опором (порядку 10^{14} Ом). Подібна схема, модифікована для роботи в якості перетворювача струму в напругу, дає змогу приладу вимірювати струми в кілька фА. У поєднанні з внутрішнім джерелом напруги режим вимірювання струму можна адаптувати для вимірювання дуже високих опорів, порядку 10^{17} Ом. Нарешті, шляхом розрахунку на основі відомої ємності вхідної клемми електрометра, прилад може вимірювати дуже малі електричні заряди, аж до невеликих часток пікокулона.

Представлений у роботі [67] лінійний електрометр, здатний вимірювати струм у широкому діапазоні. Описано схемний аналіз електрометра та систему автоматичного перемикавання підсилення. Електрометр може вимірювати силу струму від 100 pA до 15 mA. На відміну від типових логарифмічних електрометрів які використовують діод як нелінійний елемент у контурі зворотного зв'язку операційного підсилювача, що дозволяє перетворювати струм без перемикавання. Вихід стиснутий і тому обмежений. Однак складна схема неминуча, щоб мінімізувати температурний дрейф точності схеми. У роботі [67] пропонується використання підсилювача з автоматичним перемиканням підсилення. Ця система забезпечує великий динамічний діапазон, та певною мірою зберігає точність лінійного підсилювача. Він менш схильний до коливань температури, але в системі використовуються перемикачі, які можуть погіршити продуктивність при малих струмах через струми витоку. Вихідний сигнал такого підсилювача коливається між максимальним порогом і мінімальним порогом залежно від амплітуди вхідного сигналу. Запропонована схема, здатна вимірювати струм від 100 pA до 15 mA. Поточна точність вимірювання струму знаходиться в межах 0,4% для всього зазначеного діапазону.

У роботі [68] описано електрометричну систему з динамічним діапазоном ± 300 В, що використовує пасивні горизонтальні антени для вимірювання електричного потенціалу атмосфери на висоті 1 і 2 м над земною поверхнею. Вхідні струми, споживані ланцюгом електрометра, мають порядок фА, а вихід захисного

приводу забезпечується для мінімізації витоку. Продemonстровано, що лінійність портативного електрометра у вхідному діапазоні порівнянна з комерційним лабораторним електрометром, а потенціал антени можна визначити з точністю до кількох вольт в електричному полі гарної погоди. Кілька таких портативних систем можна об'єднати, скориставшись спільним джерелом високої напруги, для вимірювання профілю електричного потенціалу атмосфери над поверхнею на віддаленій ділянці.

У роботі [69] описується нова гібридна система, яка поєднує лінійний і логарифмічний електрометри для забезпечення розширеного динамічного діапазону (50 пА), використовуючи незначний (4%) загальний дрейф температури лінійного пристрою для забезпечення калібрування логарифмічного пристрою на місці.

Одним з основних недоліків електрометрів є те що за малих струмів (<1 пА) час відгуку електрометрів стає значним (>10 с), що робить його придатним тільки для стаціонарного використання. Ще одним недоліком електрометрів є чутливість до зміни навколишнього середовища, тому вимірювання величин менше 1 пА відбуваються в лабораторіях з фіксованими кліматичними умовами. Електрометри зазвичай використовуються в експериментах з ядерної фізики, оскільки вони здатні вимірювати малі заряди, які залишаються в речовині через проходження іонізуючого випромінювання. Найпоширенішим використанням сучасних електрометрів є вимірювання випромінювання за допомогою іонізаційних камер у таких інструментах, як лічильник Гейгера.

1.2.3 Електростатичні флюксиметри

Електростатичний флюксиметр (англ. electrostatic field mill (EFM)) - це електрометр змінної ємності, тобто він вимірює локальне навколишнє електричне поле на місці через заряд, накопичений на поверхні вимірювальної пластини. Різні конструкції електростатичних флюксиметрів (ЕФ) були розроблені та задокументовані протягом більш ніж століття [17, 63, 70-80].

Конструктивні особливості приладу обумовлюються сферою його

застосування. Спеціальні конструкції ЕФ дозволяють проводити вимірювання напруженості електростатичного поля на відстані від земної поверхні, за допомогою встановлення його на літаки [63, 64], повітряні кулі [70] та ракети [71].

Електричний флюксиметр широко застосовується у метеорології для дослідження, явищ пов'язаних з атмосферним електростатичним полем. Застосування ЕФ є ефективним при проведенні досліджень для спостереження за рухом і еволюцією шторму, моніторингу ЕП гарної погоди та вимірювання вертикального ЕП всередині хмар, із розгортанням його на повітряних кулях [81].

У роботі [79] представлено наземну конструкцію електростатичного флюксиметру, спрямовану на оптимізацію виробничих і експлуатаційних витрат. Водночас ця конструкція зберігає важливі наукові характеристики, що властиві попереднім версіям і комерційно доступним пристроям [79].

Конструкція представленого приладу є типовою, вона складається з заземленого ротору, що приводиться в рух двигуном і сенсорних пластин, з'єднаних в дві групи по три пластини. Швидкість обертання екрануючих пластин активно керується програмним забезпеченням за допомогою ПД-регулятора, який налаштований на 33,3 Гц як оптимальний баланс між роздільною здатністю за часом, споживаною потужністю та механічною довговічністю. За рахунок зменшення частоти дискретизації даних від номінальних 100 Гц, було збільшено роздільну здатність вимірювання ЕП.

Переставлений ЕФ можна використовувати для вимірювань, які не вимагають швидких вимірювань ЕП, наприклад для дослідження ГЕЛ, де для вимірювань зазвичай використовується частота 1 Гц. Особливістю цього вимірювача є те, що сигнал від оптичного енкодера безпосередньо дискретизується та записується іншим АЦП, на відміну від інших ЕФ, які виконують фазову демодуляцію за допомогою аналогової електроніки. Період вибірки даних ЕФ за гарної погоди показує ефективну роздільну здатність приблизно 2 В/м. Щоб продемонструвати здатність ЕФ досліджувати ЕП за гарної погоди, необхідно провести подальше тестування його чутливості, зокрема щодо температурної залежності чутливості приладу та дрейфу зміщення постійного струму.

У статті [80] було розроблено ЕФ для вимірювання напруженості електростатичного поля поблизу лініями електропередач (ЛЕП). Представлене дослідження включало проведення комп'ютерних моделювань для встановлення оптимальних геометричних параметрів сенсорної пластини. В результаті проведеного аналізу, прототип вимірювального приладу був розроблений таким чином, щоб мати вісім секторів, внутрішнім і зовнішнім діаметрами лопаток становив відповідно 10 і 30 мм. Зазор між пластинами встановив 3 мм, а радіус корпусу сенсора – 40 мм. Висота датчика становить 90 мм, а корпус виготовлено з алюмінію з нікельованим покриттям, щоб уникнути накопичення потоку іонів під ЛЕП. Результати вимірювань отримані з вихідного сигналу прототипу датчика ЕФ з двигуном, що працював зі швидкістю 3000 об/хв (або 50 Гц). Було Встановлено, що результати чисельного методу добре узгоджуються з експериментальними результатами. Калібрування пристрою проводилося відповідно до стандарту IEEE 1227TM-1990(R2010). Результати калібрування встановили, що лінійність напруженості ЕП датчиків є кращою за 1% в межах ЕП ± 60 кВ/м. Точність прототипу сенсора ЕФ становила 2,4%, що краще, ніж у комерційного ЕФ. Похибка вимірювання в основному викликана змінами в механічній структурі, внесеними під час процесів виготовлення та складання.

У роботі [63] описується нове покоління ЕФ з обертовими лопатками, розроблених і виготовлених у Центрі космічних польотів НАСА імені Маршалла. Представлений ЕФ працює як автономна система збору та збереження інформації. Прилад оцифровує сигнал електростатичного поля, а вбудований мікропроцесор приводить отриману інформацію в значення величини напруженості електростатичного поля. Отримані значення можуть бути зчитані з вбудованої пам'яті ЕФ за допомогою визначеної системи команд.

Розглянуті ЕФ дуже чутливі (1 В/м на 1 біт), вони мають широкий динамічний діапазон 115 дБ та дуже низький рівень шуму у 1 LSB. У роботі [63] вказано, що ЕФ, встановлені на літаку, можуть вимірювати поля від 1 В/м до 500 КВ/м. Надсилання команд раз на секунду від комп'ютера збору даних до кожного вимірювача забезпечує точний час і синхронізацію. У розроблених ЕФ реалізовано

можливість автоматичного калібрування під час польоту, яке періодично виконується для моніторингу стану та справності приладу.

Корпус та пластини виготовлені з полірованої нержавіючої сталі 316. Датчик оберту, вал двигуна та захисний корпус розташовані на відстані від пластин, щоб мінімізувати замикання, що виникає через опади. Полярність визначається синхронізуючим сигналом, отриманим від щілинного оптичного сенсору, який вказує конкретне кутове положення валу двигуна. Було використано безщітковий двигун постійного струму, оскільки даний тип двигуна створює менше електричного шуму, ніж звичайний двигун із щітками, і служить довше. У приладі було використано 16-розрядний біполярний АЦП. Повний вимірювальний діапазон приладу становить $\pm 1,15$ МВ/м, а при використанні додаткового посилення у 18,2 рази, максимальний діапазон вимірювання зменшується до $\pm 63,6$ кВ/м але при цьому прилад має кращу чутливість. Калібрування плоскої пластини показало, що роздільна здатність ЕФ становить 1,94 В/м на 1 біт у режимі чутливого каналу.

Представлену у роботі [17] систему вимірювання ЕП – Atmospheric Measurement of Potential and Electric field on Aircraft (AMPERA), було інтегровано на літак Falcon 20 SAFIRE (F20) в рамках проекту використання нових даних про атмосферну електрику для досліджень навколишнього середовища (EXAEDRE). У 2018 році над Корсикою (Франція) проводилось дослідження електричної активності під час грози, під час яких було здійснено вісім наукових польотів під час грози або поблизу неї. При проведенні вимірювань використовували ЕФ, характеристики та продуктивність якого були визначені в результаті лабораторних випробувань:

- Динамічний діапазон приладу становить від ± 5 В/м до ± 1 МВ/м;
- Роздільна здатність приладу для напруженості поля нижче 5 КВ/м становить 5 В/м, а при значеннях вищих - 20 В/м;
- Частота оновлення даних - 10 Гц;
- Прилад живиться від 28 В (DC) та має максимальне споживання потужності у 25 Вт;
- Габарити приладу становлять 120 мм у діаметрі та 115 мм у висоту.

Аналізуючи представлені рішення ЕФ, можна відмітити досить високу чутливість приладів (до рівнів 1-2 В/м) та широкий діапазон вимірювання (від одиниць В/м до сотень КВ/м). Запропоновані конструкції ЕФ мають добру завадостійкість до дії зовнішнього впливу, що в разі зменшує дрейф параметрів приладу тим самим робить результати його вимірювання більш надійними. Саме за рахунок цього, ЕФ стали такими популярними в задачах вимірювання напруженості ЕП.

Але при всіх своїх перевагах ЕФ мають простір для розвитку та вдосконалення. Не зважаючи на те що, розглянуті дослідження демонструють добрі результати їх можна покращити за рахунок використання більш сучасних засобів моделювання, більш нових схемо-технічних рішень та досконалих електричних компонентів. В перспективі ЕФ можуть стати точними, компактними та дешевими засобами вимірювання, що знайдуть своє застосування у якості зручних безконтактних приладів вимірювання.

1.2.4 Тенденції розвитку засобів вимірювання напруженості електростатичного поля

Поряд із вже відомими методами і засобами вимірювання напруженості ЕП активно розвивається та досліджуються нові, які можуть бути застосовані для забезпечення необхідних умов проведення вимірів та підвищення точності вимірювання. Серед таких перспективних засобів вимірювання напруженості ЕП виділяються електростатичні флюксметри реалізовані у вигляді мікроелектромеханічних систем (ЕФ МЕМС) та система візуалізації електростатичного поля (СВЕП).

1.2.4.1 Електростатичні флюксметри реалізовані у вигляді мікроелектромеханічних систем. Принцип роботи більшості ЕФ реалізованих у вигляді мікроелектромеханічних систем (МЕМС) засновано на індукції заряду на обкладинки сенсорних пластин. На відміну від розглянутих вище сенсорів, у ЕФ МЕМС екранування сенсорних пластин відбувається за рахунок резонансних режимів.

З моменту першого представлення ЕФ МЕМС у 1991 році [82] будова даних сенсорів пройшла через ряд ітерацій та вдосконалення технології виготовлення, що дало змогу покращити їх характеристики. За цей період дослідниками було розроблено та задокументовано різноманітні конструкції ЕФ МЕМС [75, 82-95], але для практичного застосування їх чутливість до дії ЕП залишалася досить низькою.

Останні дослідження ЕФ МЕМС направлені на вдосконалення їх будови та підвищення точності вимірювань напруженості електростатичного поля. Так у роботі [93], представлена перша ітерація МЕМС з подвійним вертикальним електрометром і електростатичним флюксиметром. У пристрої використано вертикально розташовані електроди, які резонують поперечно один відносно одного та виступають у ролі змінного конденсатора, який перетворює наявне електростатичне поле в електричний сигнал.

В результаті проведеного моделювання, розроблений прилад теоретично повинен індукувати сигнал струму на другій гармоніці з амплітудою 0.87 pA, при резонансній частоті приладу у 12,62 кГц з добротністю 22,54. Потім цей струм було посилено у 500K разів за допомогою трансімпедансного підсилювача (ТП). Як зазначають дослідники, якщо проведене моделювання точне, корисний сигнал становить 31 mVrms, а рівень шуму системи становить 10,7 mVrms. Отримана оціночна чутливість сенсора складає 2,19 fA/(V/m). Але, при проведенні фізичного експерименту даний сенсор не виявив корисного сигналу. Як було визначено, вхідний опір вимірювача становив близько 800 K Ω , в той час як необхідний вхідний опір повинен становити більше 1 G Ω . В даному випадку, вхідний опір діяв як підтягуючий резистор, який змушував вхідний вузол мати нульовий потенціал.

Не зважаючи на продемонстроване у дослідженні [93] гарне теоретичне підґрунтя та достовірну модель сенсора, при проектуванні реального приладу були допущені помилки, які не дозволили практично підтвердити результати.

У проведеному дослідженні [94], представлено однокристальний тривимірний ЕФ МЕМС, у якому використано поворотний механізм у площині для одночасного виявлення компонент ЕП за трьома осями X, Y та Z. Така конструкція

приладу дозволила дослідити реакцію ЕФ МЕМС на тривимірне електростатичне поле різних напрямків.

Параметри стрічкових електродів оптимізовано методом скінченних елементів та визначено їх резонансні частоти перших шести порядків у режимі вібрації, які становили 838,68, 1076,0, 1076,0, 1150,7, 1454,4 і 1934,7 Гц, а у режимі обертання (який є робочим режимом мікросенсора), резонансна частота становила 1454,4 Гц.

Представлений тип будови сенсору реалізовано наступним чином: сигнал з сенсорних пластин надходить до ТП з високоточним резистором номіналом в 1 ГОм, після якого розташований диференціальний підсилювач, який підсилює диференціальний вихід двох протилежних чутливих елементів у 50 разів, а також зменшує синфазний шум і збільшує відношення сигнал/шум. Значення, отриманої під час експерименту, фактичної резонансної частоти обертання становило 1291 Гц.

Результати визначення характеристик приладу показали, що виміряні похибки лінійності в діапазоні напруженості поля від 0 до 50 кВ/м були в межах 5,5%. Виміряні параметри лінійності показали, що змінний струм кожної осі вимірювання може бути на рівні fA з електричним полем 1 кВ/м. Похибки вимірювань у всіх площинах становили від 9,96% до 14,04%. Ці похибки можна віднести до систематичних помилок асиметрії структури датчика, викликані процесом виготовлення.

Підводячи підсумки, можна зазначити, що продемонстрований 3D ЕФ МЕМС має великі перспективи до інтеграції його у безпілотні літальні апарати за рахунок його компактних розмірів (приблизно 11 мм x 11 мм), але отримана точність вимірювання поступається вже існуючим сенсорам.

У роботі [95] представлено високочутливий EFM MEMS, заснований на торсійному резонансі. Запропонований MEMS використовує торсійний затвор, який складається з екрануючих електродів і торсійних балок. Рухливі екрануючі електроди та фіксовані чутливі електроди виготовлені на одній площині. Для збудження торсійної засувки використовується метод двотактного

електростатичного приводу.

В результаті проведеного експерименту було визначено та $Q - 10,81$ та резонансну частоту EFM, яка становила 5190 Гц, а випробувана резонансна частота моделювання становила 5358 Гц. Розбіжність між значеннями частот пояснюється варіацією процесу виготовлення сенсору та точністю проведеного моделювання. В діапазоні електростатичного поля 0–50 кВ/м було отримано лінійність у 0,15%, а похибка становила нижче 0,38% у трьох послідовних вимірюваннях. Також MEMS показав високу чутливість в 48.2 fA/(V/m), яка була досягнута за допомогою використання ТП.

До переваг даного дослідження, порівняно із представленою у роботі [94] можна віднести високу частоту екранування сенсорних пластин та використання диференційної схеми включення сенсорних пластин. Поряд із цим, дослідження [95] має низку зауважень до яких можна віднести: те що, розрахована чутливість сенсора враховує коефіцієнт підсилення ТП, який не є частиною MEMS. Також не представлено схему та шумові характеристики даного тракту. Визначення представленої похибки вимірювання ґрунтується на малій вибірці даних, а методика проведення експерименту описана тільки частково.

Підсумовуючи викладений матеріал, можна виділити унікальне рішення побудови MEMS з покращеними механічними характеристиками, що підвищують чутливість сенсору ЕФ, але представлені результати проведеного експерименту не можна вважати вичерпними. Замала кількість експериментальних даних і великий крок вибірки не дає чіткого уявлення про фактичну похибку вимірювання.

Загалом, оцінюючи теперішній стан розвитку MEMEFM, можна виділити наступні переваги даного типу сенсору (засобу для вимірювання НЕП): дослідження мають добру теоретичну базу, також розроблені методики проведення вимірювання НЕП та засоби моделювання, відпрацьована технологія виготовлення та малий розмір сенсору, низьке енергоспоживання та невелика вартість.

Ці пристрої можуть бути використані в системах моніторингу накопичення заряду в електронних компонентах та атмосфері. Їх малі габарити є запорукою їх використання у безпілотних літальних апаратах. Але в поточному стані дані

прилади, ще знаходяться на етапі розробки та тестування, мають велику похибку вимірювання (в межах 10 – 15 %), що робить їх непридатними для точних вимірювань. В перспективі, дослідження в даному напрямку можуть поліпшити характеристики MEMEFM, що дасть можливість конкурувати з іншими вимірювачами напруженості поля. Фотолітографічна технологія виготовлення MEMS дозволить випускати дані датчики великими партіями, що надасть можливість використовувати мікросенсиори у якості дешевих датчиків електростатичного заряду та поля з високою роздільною здатністю.

1.2.4.2. Система візуалізації електростатичного поля. Одним із нетривіальних сучасних засобів для вимірювання напруженості ЕП є система візуалізації електростатичного поля (СВЕП) (англ. Electric Field Imaging). Вперше СВЕП згадується у дисертаційній роботі [96] як система візуалізації електричного поля для створення нового фізичного каналу машинного сприйняття дій людини. У роботі представлено відносно просте, недороге апаратне забезпечення та методи обробки сигналів для отримання геометричної інформації про конфігурацію та рух людського тіла через вимірювання електростатичного поля. У роботі [97] представлено дослідження СВЕП для реалізації технології роботизованого хапання.

Дослідження та розробка СВЕП проводились у дослідницькому центрі NASA. Так, у роботі [98] було розроблено на основі технології СВЕП безконтактну систему, здатну кількісно вимірювати величину та напрямок електростатичних полів у ближньому та дальньому полі.

У роботі [99] представлено СВЕП, яка складається з сенсорної решітки, обладнання для обробки даних та пристрою виводу. Реєструючи різницю напруг в декількох точках сенсорного масиву, СВЕП розраховує електричний потенціал в точках, віддалених від датчика. Як відомо, різні об'єкти взаємодіють з електричними полями по-різному, залежно від їх форми та діелектричних властивостей (наприклад, імпедансу, опору). У представленій системі побудови тривимірного зображення використовуються діелектричні властивості досліджуваного об'єкта, для визначення яких використовують вимірювання дуже

слабких електричних полів. Отримані дані електричного потенціалу збирають у тривимірну карту величини і напрямку електричних полів за допомогою методів схожих на комп'ютерну томографію. Представлене у роботі дослідження ґрунтується на використанні патентів [100-102].

Сфери застосування технології візуалізації ЕП охоплюють дуже широкий спектр. Останні розробки стосуються засобів неруйнівного контролю для дефектоскопії композитів, оцінки електричних властивостей ізоляторів та оцінки електричного екранування кабелів [103-105].

Використання безпечних для організму людини електричних полів робить можливим її використання у сфері медицини. За допомогою СВЕП можна проводити дистанційний безконтактний моніторинг судинної та дихальної систем, візуалізувати роботу мозку, виявляти ракові клітини, а також використовується у поляризаційно хвильовій візуалізації роботи серця [106]. У роботі [107] СВЕП використовується для телеметрії кохлеарних імплантів. Також цей метод широко застосовується у сфері безпеки для перевірки та виявлення небезпечних предметів у багажу [108, 109], у судово-медичній експертизі, для відтворення історії подій, визначення де ходили та чого торкалися люди, як в рукавичках так і без них на місцях злочину [108].

Крім того, розробляється альтернативна СВЕП, оптимізована для потенційного використання оцінки електричних полів на значних відстанях (більше 1 милі). Таку систему можна було б використовувати у метеорології для прогнозування погоди та розробки захисту від небезпечних атмосферних явищ, наприклад блискавки [110]. Одним із перспективних застосувань СВЕП є геофізична розвідка для пошуку нафти чи корисних копалин, а також для проведення робіт з розмінування полів.

На основі розглянутих публікацій та патентів, можна виділити наступні переваги системи візуалізації електростатичного поля: розроблена на доступних та відносно не дорогих компонентах; портативна; можна проводити вимірювання на близькій та далекій відстані від датчика; безпечна; має широкий спектр застосування.

Хоча СВЕП має великий потенціал для отримання зображень з високою роздільною здатністю та майже в реальному часі, на даному етапі отримати необхідну роздільну здатність без застосування спеціальної програмної обробки неможливо. Загалом, СВЕП не може в повній мірі бути вимірювальним приладом, адже в існуючих СВЕП визначається лише градієнт зміни напруженості електростатичного поля, а не його кількісне значення. Якщо поєднати використання технології візуалізації ЕП як масив сенсорної решітки та еталонний вимірювач НЕП, потенційно можна привести градієнт зміни ЕП до реальних значень. На даному етапі розвитку технології візуалізації ЕП доведеться пройти ще багато досліджень та вдосконалень, але в майбутньому такі системи мають великий потенціал до застосування їх у галузях виробництва, медицини, метеорології та геопошуку.

Для визначення найкращого рішення, з огляду на сформовані до апаратного забезпечення вимоги, для вимірювання напруженості ЕП у діапазоні до 1 кВ/м, було проведено порівняльний аналіз сучасних засобів вимірювання за наступними критеріями: портативність, чутливість, частота вимірювання, точність, діапазон вимірювання, лінійність, вартість. Отримані результати приведені у табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Порівняльна характеристика засобів вимірювання НЕП

| Критерій | Електрометр | Електростатичний флюксиметр | ЕФ МЕМС | Система візуалізації ЕП |
|----------------------|---------------|-------------------------------|---------------|-------------------------|
| Портативність | + | + | + | - |
| Чутливість | - | 1,9 В/м | 100 В/м | - |
| Частота вимірювання | 1 - 10 Гц | 50 - 150 Гц | 15– 250 Гц | ~10 Гц |
| Точність | - | 2.5% | 10 – 15 % | - |
| Діапазон вимірювання | ± 300 В/м | ± 65 кВ/м ± 1 МВ/м | ± 50 кВ/м | ± 1 кВ/м |
| Лінійність | ~ 4% | ~ 1% | ~ 5,5% | - |
| Вартість | Середня | Середня | Низька | Середня |

Як видно з наведених даних у табл. 1.1, серед розглянутих засобів для вимірювання напруженості електростатичного поля найкращим рішенням є використання електростатичних флюксиметрів. Адже, такі конструкції як електрометри, морально застарілі та не відповідають визначеним вимогам до апаратури, а вимірювачі напруженості ЕП, розроблені на основі технології.

МЕМС ще не досягли необхідної точності вимірювань. Використання систем візуалізації ЕП є перспективним для задач дослідження та вимірювання напруженості ЕП, але на даному етапі їх не можна розглядати як вимірювальні пристрої. Використання систем візуалізації ЕП є перспективним для задач дослідження та вимірювання напруженості ЕП, але на даному етапі їх не можна розглядати як вимірювальні пристрої. Системи візуалізації ЕП на даному етапі розвитку не дозволяють отримати кількісний показник напруженості ЕП та знаходяться ще в процесі розробки.

1.3 Аналіз попередніх робіт за темою дослідження

В результаті проведеного аналізу стану сучасних методів та засобів для вимірювання напруженості електростатичних полів було визначено, що серед розглянутих засобів вимірювання найбільше відповідає вимогам, зазначеним у п. 1 електростатичний флюксиметр, будова якого ґрунтується на використанні ротаційного методу вимірювання. Але, не зважаючи на те, що були розроблені та задокументовані різні конструкції електростатичних флюксиметрів, існуючі на сьогодні їх конструктивні рішення, не дозволяють проводити точні вимірювання напруженості електростатичного поля у динамічному діапазоні до 1кВ/м.

В результаті проведеного літературного пошуку, було визначено, що методи побудови ЕФ та особливості їх розрахунків не задокументовані. Відсутній розширений аналіз існуючого рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм, яким описується робота сенсору ЕФ.

Оскільки основними причинами виникнення похибок в приладі є недосконалість методу вимірювання або невідповідність об'єкта вимірювання його математичної моделі, так само як і властивості засобів вимірювання, постала

необхідність в аналізі математичної моделі сенсору ЕФ. В результаті проведеного літературного пошуку було виділено декілька математичних моделей сенсору ЕФ, з різними підходами до їх виведення.

У попередніх роботах [46, 47], для вимірювання напруженості ЕП було використано математичну модель сенсору ЕФ, під час експериментальних досліджень якого, було встановлено невідповідність математичної моделі, реальній формі сигналу отриманого безпосередньо з сенсору.

Приведені у роботах [79, 80] математичні моделі описують окремі випадки будови сенсорів, але не є універсальними. При спробі оцінити ефективність засобів вимірювання ЕФ, додатково було розглянуто та проаналізовано патенти та роботи, які описують їх принцип побудови та функціонування [111-113]. Основним недоліком представлених робіт було те, що в жодній з них не наводяться чисельні значення інструментальної похибки так само як і методологію її розрахунку.

Основна складова інструментальної похибки ЕФ виникає на етапі перетворення струму з сенсору в напругу [81]. Тому постає необхідність у проведенні аналітичного огляду робіт, направлених на вдосконалення схем перетворення отриманого з сенсору струму в напругу під час вимірювання напруженості ЕП у діапазоні до 1 кВ/м.

В роботі [63] наведено результати досліджень ЕФ з низьким рівнем шуму та внутрішнім оцифруванням для бортових платформ. Описаний у роботі ЕФ є дуже чутливим (1 В/м на 1 біт), має широкий динамічний діапазон (115 дБ) і дуже низький рівень шуму (1 LSB). Ці ЕФ, встановлені на літаку, можуть вимірювати поля від 1 В/м до 500 кВ/м. Прилад використовує 16-розрядними А/Ц перетворювачі, що забезпечує максимальну чутливість поля у 63,6 кВ/м (чутливий) і 1,15 МВ/м (нечутливий) канали.

Не зважаючи, що у роботі [63] показано, що прилад має широкий динамічний діапазон у 115 дБ (~19,1 bit), але залишилися нерозкриті питання, за рахунок чого він забезпечується. Також не було представлено чисельне значення чутливості сенсора який використовувався у приладі. Варіантом подолання цих труднощів може бути наведення більш детального опису методики розрахунку похибок

електричного тракту приладу та опису програмної реалізації обробки сигналів отриманих з сенсору.

В роботі [79] наведено результати досліджень високошвидкісних, автономних ЕФ для дослідження гроз. У цій статті запропоновано наземну конструкцію ЕФ, у якій струми, індуковані на обох наборах електродів, підсилюються за допомогою незалежних ТП. В свою чергу ТП з'єднуються з диференціальними входами підсилювача зі змінним коефіцієнтом підсилення (VGA) через ємнісний зв'язок. Використання такої конфігурації забезпечує зсув рівня та регульований коефіцієнт підсилення. Також перевагою представленого в [79] дослідження є опис послідовності обробки даних та калібрування приладу.

Недоліком роботи [79] є те, що не було представлено чисельне значення точності вимірювання запропонованого приладу. Залишилися невирішеними питання, пов'язані з розрахунком фактичної похибки вимірювання приведеної схеми. Приведене значення роздільної здатності ЕФ в 2 В/м на молодший розряд, не демонструє фактичне значення похибки вимірювання ЕФ, оскільки не було враховано присутність шумів, які складають щонайменше 3 молодших розряди приладу. Для демонстрації ефективності запропонованого ЕФ доцільно привести розрахунок власних шумових характеристик схеми для визначення параметру ефективного значення розрядів (ENOB, Effective Number of Bits).

У роботі [80] представлено високочутливий мікроелектромеханічний ЕФ, заснований на торсійному резонансі. Запропонований прилад використовує торсійний затвор, який складається з екрануючих електродів і торсійних балок. Рухливі екрануючі електроди та фіксовані чутливі електроди виготовлені на одній площині. Показано, що прилад працює в діапазоні від 0–50 кВ/м. В результаті експерименту було встановлено лінійність у 0,15 %, а похибка становила нижче 0,38 % у трьох послідовних вимірюваннях.

До переваг даного дослідження, можна віднести високу чутливість в 48.2 fA/(V/m), яка була досягнута за допомогою високої частоти торсійного резонансу. Поряд із цим, дослідження, представлене у роботі [80] має низку зауважень до яких можна віднести те що, розрахована чутливість сенсора враховує коефіцієнт

підсилення ТП, який не є частиною мікроелектромеханічного ЕФ. Також не представлено шумові характеристики даного тракту. Визначення похибки вимірювання в роботі ґрунтується на малій вибірці даних, а методика проведення експерименту описана тільки частково. Варіантом подолання цих труднощів може бути включення в розрахунок загальної похибки мікроелектромеханічного ЕФ шумів ТП. Також доцільним буде проведення більшої кількості експериментів та збільшення кількості відліків на вимірювальному діапазоні.

У роботі [114] порівняно два операційних підсилювача (ОП) з каскадним підсилювачем 3 В з малою потужністю, щоб вибрати найбільш підходящий для каскаду попереднього підсилення датчика електричного поля.

Показано, що після оптимізації шуму обох операційних підсилювачів, ОП рмос може мати половину кремнієвої площі, ніж ОП типу rail-to-rail, при цьому демонструючи однакові шумові характеристики. Але залишилися невирішеними питання, пов'язані з конфігурацією ТП для оптимізації шумів схеми. Варіантом подолання відповідних труднощів може бути огляд конструктивних параметрів, які слід враховувати в процесі проектування сенсорного інтерфейсу для електростатичного флюксиметру. Так само як і розробку нових рішень конфігурації ТП які забезпечать зменшення його загального рівня шуму. Саме такий підхід використаний у роботах [115, 116] проте були розглянуті не всі варіанти реалізації схеми диференційних ТП, що дають змогу знизити рівень загального шуму тим самим підвищивши чутливість сенсорів для вимірювання ЕП.

В роботі [81] наведено результати дослідження направленого на підвищення точності вимірювання напруженості ЕП. Авторами було запропоновано використання універсальної математичної моделі сенсору ЕФ та розглянуто складові, які впливають на його чутливість. Також була представлена власна узагальнена функціональна схема ЕФ для якої було описано методику розрахунку інструментальної похибки.

На основі представленої у роботі [81] математичної моделі сенсору була встановлена залежність зміни струму для типового сенсору ЕФ. Також було представлено методологію розрахунку шумів ТП, яка дозволила визначити

приблизне значення величини середньоквадратичної напруги шуму підсилювачів. В результаті аналізу отриманих величин, було встановлено, що основна складова інструментальної похибки у ЕФ виникає на етапі перетворення струму з сенсору в напругу. Але залишилися невирішеними питання, пов'язані з методами та засобами зменшення впливу шумів ТП на чутливість сенсору ЕФ. Тому, постає необхідність у встановленні чисельного значення інструментальної похибки вимірювання, яка викликана використанням диференціального ТП, так само як і розгляд альтернативних методів з метою її зменшення.

Загалом, представлені результати попередніх досліджень хоч і спрямовані на вдосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля, але є обмеженими, та не забезпечують підвищення точності вимірювання напруженості ЕП в динамічному діапазоні до 1 кВ/м. Частково або повністю відсутні данні про вплив диференціального ТП на величину похибки вимірювання. А в роботах, в яких приведено чисельне значення загальної похибки вимірювання не вказано частку впливу або значення похибки, викликані використанням диференціального ТП.

Таким чином, аналіз показав, що запропоновані підходи до підвищення чутливості сенсору ЕФ з метою підвищення точності вимірювання напруженості ЕП в динамічному діапазоні до 1 кВ/м потребують подальших наукових розробок для їх практичного впровадження.

Загалом, шляхи розвитку вдосконаленого ЕФ охоплюють такі завдання:

- розроблювати нові та підвищувати чутливість існуючих сенсорів ЕФ;
- вдосконалювати математичну модель сенсору ЕФ для зменшення методичної похибки вимірювання (компенсація похибок вимірювання, викликаних: крайовими ефектами, діаграмою направленості; допусками геометричних розмірів сенсорів, тощо);
- вдосконалювати схемо-технічні рішення будови ЕФ з метою зменшення їх інструментальних похибок та підвищення швидкодії;
- зменшувати масу, габарити та енергоспоживання ЕФ;

- розроблювати програмне та алгоритмічне забезпечення для обробки даних для подальшого їх аналізу та візуалізації;
- стандартизувати методики проведення калібрування ЕФ;
- проводити фізичні експерименти з метою підтвердження теоретичних результатів досліджень направлених на вдосконалення ЕФ.

Таким чином, використання удосконаленого ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля за рахунок підвищення його точності та чутливості дозволить розробити сучасні інформаційно-вимірювальні системи з поліпшеними метрологічними характеристиками для вимірювання напруженості ЕП у діапазоні до 1 кВ/м.

1.4 Мета і завдання даних напрямів дослідження

Метою дисертаційної роботи є удосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м за рахунок підвищення його точності та чутливості.

Для досягнення поставленої мети в дисертації вирішуються **наступні завдання:**

1. Провести аналіз існуючих методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля та обґрунтувати шляхи їх вдосконалення.
2. Вдосконалити математичну модель сенсору електростатичного флюксиметру для визначення його раціональних параметрів конфігурації та будови шляхом проведення комп'ютерних моделювань, що забезпечить максимальну чутливість.
3. Вдосконалити рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм сенсора електростатичного флюксиметру, яке враховує ступінь впливу крайових ефектів для різних конфігурацій та будови сенсору.
4. Вдосконалити типову інформаційно-вимірювальну систему електростатичного флюксиметру та розробити методологію розрахунку її похибок вимірювання.

5. Вдосконалити схему перетворення струму в напругу для зменшення інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру.
6. Розробити алгоритм обробки вхідного сигналу який збільшує динамічний діапазон вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.
7. Провести експериментальні дослідження прототипу вдосконаленого електростатичного флюксиметру з метою визначення його метрологічних характеристик.
8. Впровадити результати досліджень для навчальних та виробничих задач.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРВИНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ФЛЮКСИМЕТРУ

2.1 Математичне моделювання сенсору електростатичного флюксиметру

2.1.1 Будова та фізичний принцип роботи сенсору електростатичного флюксиметру

Електростатичний флюксиметр працює шляхом переміщення заземленої екрануючої пластини над чутливими пластинами сенсора, по черзі піддаючи чутливі пластини дії електричного поля E та екрануючи їх [81]. Це чергування може бути безперервним за рахунок обертання заземленого ротора з кутовою частотою ω , за рахунок чого відбувається зміна активної площі чутливих пластин, що викликає зміну кількості індукованого заряду [81]. Узагальнений вигляд сенсорної пластини, що складається з 6 секторів з'єднаних у 2 групи (групи А та Б, позначені відповідними кольорами) представлено на рис. 2.1.

Навколишнє електричне поле, яке змінюється зі швидкістю, нижчою за швидкість обертання ЕФ, індукує заряд, амплітуда якого прямо пропорційна величині напруженості поля. Якщо електричне поле є постійним і однорідним, величина індукованого заряду на чутливі пластини зі зміною в часі ефективної площі $S(t)$ визначаються за формулою [80]:

$$q(t) = \sum_s q = \varepsilon_0 E S(t), \quad (1.6)$$

де E – діюче значення напруженості електричного поля, ε_0 – діелектрична проникність середовища.

Для подальшої обробки отриманий заряд перетворюється в напругу але при комутації його до схеми вимірювання його прийнято розглядати у вигляді струму. В такому випадку, індукований струм знаходиться з виразу [80]:

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = \varepsilon_0 E \frac{dS(t)}{dt}, \quad (1.7)$$

Для підвищення чутливості сенсору ЕФ запропоновано використовувати конфігурацію сенсору з двома групами чутливих пластин.

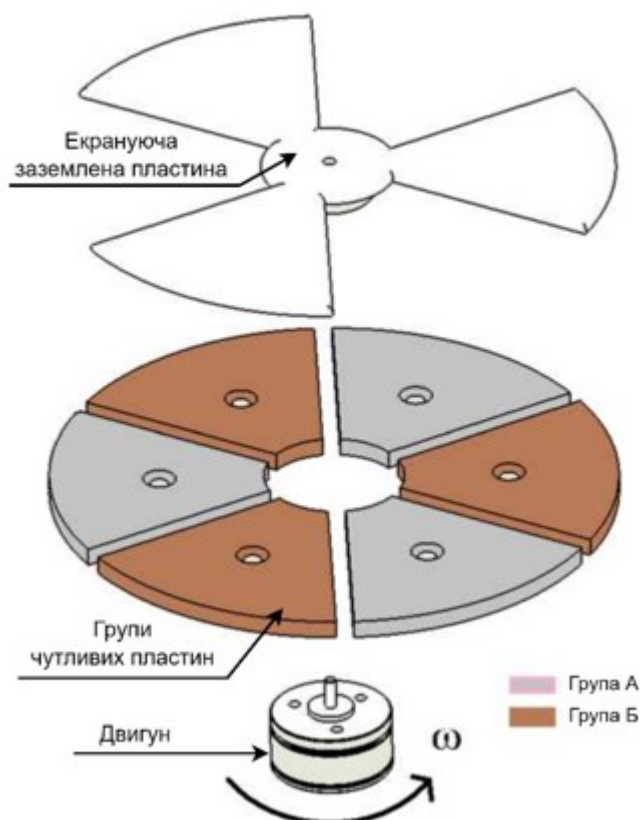


Рисунок 2.1 – Узагальнений вигляд сенсору електростатичного флюксиметру, що складається з 6 чутливих пластин об'єднанні у 2 групи [79]

Така реалізація можлива при використанні парної кількості чутливих пластин сенсору ЕФ, оскільки амплітуда сигналу з групи чутливих пластин А завжди буде в протифазі групі Б. Це обумовлено тим, що в певний момент часу група чутливих пластин А експанована та знаходиться під прямою дією електростатичного поля, і на них індукується електричний заряд. В той час, як група чутливих пластин Б – екранована, при цьому накопичений на них заряд стікає на землю через вхідний опір схеми. При оберті екрану до наступного сектора, групи пластин А та Б змінюють свій стан на протилежний. За рахунок обертового руху ротора дана зміна станів є циклічною. Відповідно, щоб отримати дані з сенсору в конфігурації з двома

групами чутливих пластин використовують перетворювач з диференційними входами.

2.1.2 Вимоги до математичної моделі сенсора електростатичного флюксиметру

Зазвичай для математичного моделювання складних систем використовують багатофакторні статистичні моделі, такі як рівняння регресії. Ці моделі отримують шляхом апроксимації даних з експериментів, статистичних випробувань, експертних оцінок та складних обчислень на комп'ютерах. Вони надзвичайно корисні у випадках, коли традиційні фізичні принципи для конструювання, виробництва та експлуатації вичерпані або ведуть до неефективно великих витрат [117].

Математичне моделювання - це завдання з великим компромісом. Більшість взаємодіючих систем у реальному світі настільки складні, що їх повноцінне моделювання є неможливим. Тому перший компроміс полягає у виборі найважливіших складових системи. Хоча математика може встановлювати загальні принципи, отримані результати в значній мірі залежать від обраної форми рівнянь. Навіть невеликі зміни у структурі рівнянь можуть вимагати значних змін у математичних підходах. Використання комп'ютерів для проведення моделювань може не завжди давати точні результати, але це сприяє узагальненню процесів, які відбуваються в межах моделі [117].

Моделювання об'єктів вимірювання, що є необхідним в загальному випадку етапом планування вимірювань, найменше вивчена і мало відображена в метрологічній літературі процедура. Невідповідність моделі реальному об'єкту породжує ще до вимірювань невизначеність, яка має назву невизначеністю моделювання. Складність моделі і ступінь її адекватності реальному об'єкту залежить від таких чинників:

- вигляд і властивості об'єкта вимірювання;
- мета і необхідна точність вимірювання;

- кількість апіорної інформації про об'єкт, кваліфікація метролога, що проводить вимірювання.

В процесі створення моделі виникає парадоксальна ситуація, для того, щоб провести вимірювання шуканої величини необхідно мати апіорну інформацію про її властивості, за якими встановлюється модель вимірювання. А ці властивості може бути визначено тільки в процесі експериментального дослідження об'єкта вимірювання. Необхідно відзначити, що відсутність відмінностей в результатах вимірювань не завжди гарантує правильність вибраної моделі.

Тому, постає задача аналізу типового рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм, яким описується робота сенсора ЕФ та визначення його недосконалостей.

2.1.3 Рівняння перетворення напруженості електростатичного поля сенсора електростатичного флюксиметру

В результаті літературного пошуку, було визначено, що на сьогоднішній день, існує декілька представлених варіантів рівняння перетворення напруженості електростатичного поля сенсором електростатичного флюксиметру реалізованого на основі ротаційного методу [81].

Найбільш широкого поширення зазнало рівняння перетворення представлене у роботах [80, 115, 116]. Представлене рівняння перетворення описує залежність величини індукованого на чутливій пластини заряду від зміни активної площі чутливих пластин $S(t)$, яка описується наступним виразом [80]:

$$S(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} n \omega t (R^2 - r^2), & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ \left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} n \omega t \right) (R^2 - r^2), & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}, \quad (1.8)$$

де n – кількість лопаток пластини, ω – кутова частота обертання ($2\pi f$), T – період одного циклу екранування ($2\pi/n\omega$), R та r - зовнішній і внутрішній радіуси лопатки відповідно.

Виходячи з рівняння (1.6), періодичне екранування та експонування чутливих пластин призводить до зміни кількості індукованого заряду $q(t)$. Зміна заряду викликає протікання змінного струму між чутливими пластинами та землею [118, 119]. Тоді індукційний струм $i(t)$ можна отримати за допомогою виразу [80]:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} n \varepsilon_0 \omega (R^2 - r^2) E, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{1}{2} n \varepsilon_0 \omega (R^2 - r^2) E, & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}. \quad (1.9)$$

На рис. 2.2 продемонстровано графічне відображення форми сигналу, отриманого в результаті використання рівняння перетворення (1.9). Для побудови графіків було використано програмне забезпечення PTC MathCAD Prime.

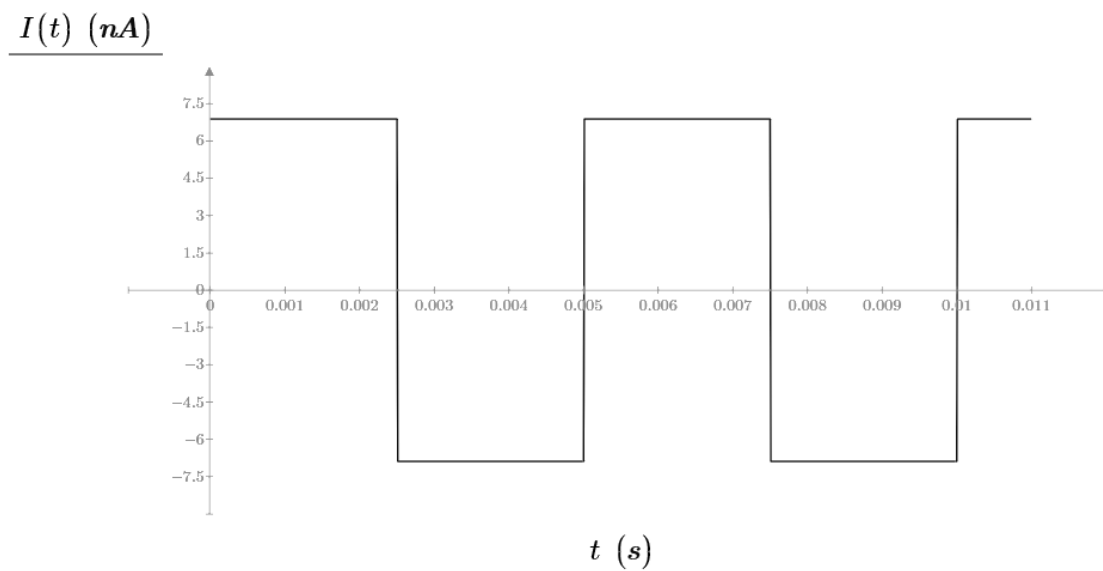


Рисунок 2.2 – Отримана форма сигналу за допомогою типового рівняння перетворення (1.9)

Враховуючи те, що площа одної групи сенсорних пластин рівна половині площі кільця утвореного зовнішнім радіусом R пластини та внутрішнім радіусом r основи, за допомогою якої вона кріпиться до ротора (рис. 2.3).

Загальну площу пластини можна знайти з співвідношення [81]:

$$S_0 = \frac{\pi(R^2 - r^2)}{2}. \quad (1.10)$$

Тоді після скорочення, формула (1.9) набуде вигляду:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{n\omega\varepsilon_0 S_0 E}{\pi}, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{n\omega\varepsilon_0 S_0 E}{\pi}, & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}. \quad (1.11)$$

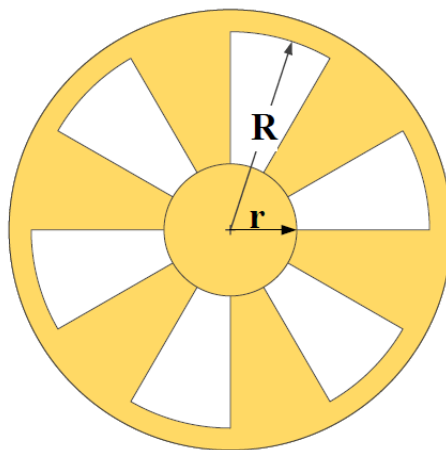


Рисунок 2.3 – Геометричні параметри екрануючої пластини [81]

Проаналізувавши складові виразу (1.11), видно, що на величину амплітуди струму $i(t)$ крім напруженості поля E також впливають такі параметри як, площа сенсорної пластини S_0 та частота екранування пластин, що складається з власної кутової частоти обертання ротора ω та кількості секторів n . Тобто для збільшення чутливості сенсору ЕФ існує три основні шляхи [81]:

- Збільшення площі чутливих пластин;
- Підвищення частоти обертів екрануючої пластини;
- Збільшення кількості секторів пластин.

До недоліків типового рівняння перетворення (1.11) можна віднести спрощену форму сигналу, яка зображується у вигляді прямокутних імпульсів. Таке представлення не відповідає реальній формі сигналу отриманого з сенсору ЕФ, адже враховує лише амплітудні значення струму. Тому, під час використання рівняння перетворення (1.11) для моделювання, в спектрі сигналу будуть виникати непарні гармоніки, які будуть призводити до виникнення похибок.

Ще одним недоліком рівняння перетворення (1.11) є відсутність динамічних коефіцієнтів корекції, які враховують вплив крайових ефектів на чутливість сенсора ЕФ в залежності від його конфігурації та будови. Також, використання

даного рівняння перетворення при обчисленні напруженості електростатичного поля виникає значна систематична похибка вимірювання, яка викликана невідповідністю розрахованої та реальної чутливості сенсора ЕФ.

Отже, зважаючи на значні недоліки існуючого рівняння перетворення (1.11), постала задача у його вдосконаленні. Для вирішення даної задачі було запропоновано вдосконалене рівняння перетворення напруженості електростатичного поля, яке враховує реальну форму сигналу та має корекцію чутливості, що враховує дію крайових ефектів в залежності від конфігурації та будови сенсору ЕФ.

2.1.4 Вдосконалення рівняння перетворення напруженості електростатичного поля сенсора електростатичного флюксиметру

Виходячи з будови сенсорної пластини (рис. 2.1), коли її чутливі елементи піддаються дії електростатичного поля, на них накопичується заряд відповідно до формули (1.6). Для безперервного рівномірно обертового ротора зміна експонованої площі $S(t)$ може бути описана синусоїдою, тоді вираз (1.6) набуде наступного вигляду [81]:

$$q(t) = \varepsilon_0 S_0 E \sin(n\omega t), \quad (1.12)$$

де S_0 — номінальна площа групи чутливих пластин, ω — кутова швидкість ротора, n — кількість секторів вимірювальної пластини.

Сенсор ЕФ у різних конфігураціях може мати різну кількість секторів чутливих пластин та відповідну кількість екрануючих лопаток [81]. Струм, індукований на чутливі пластини, визначається як похідна зміни заряду (1.12) за часом та представлена виразом (1.7), з чого слідує:

$$i(t) = n\omega \varepsilon_0 S_0 E \cos(n\omega t). \quad (1.13)$$

В результаті використання рівняння перетворення (1.13) було отримано форму сигналу зображену на рис. 2.4.

На відміну від розглянутого рівняння перетворення (1.11), у запропонованому рівнянні перетворення (1.13) використовується синусоїдальний

закон зміни активної

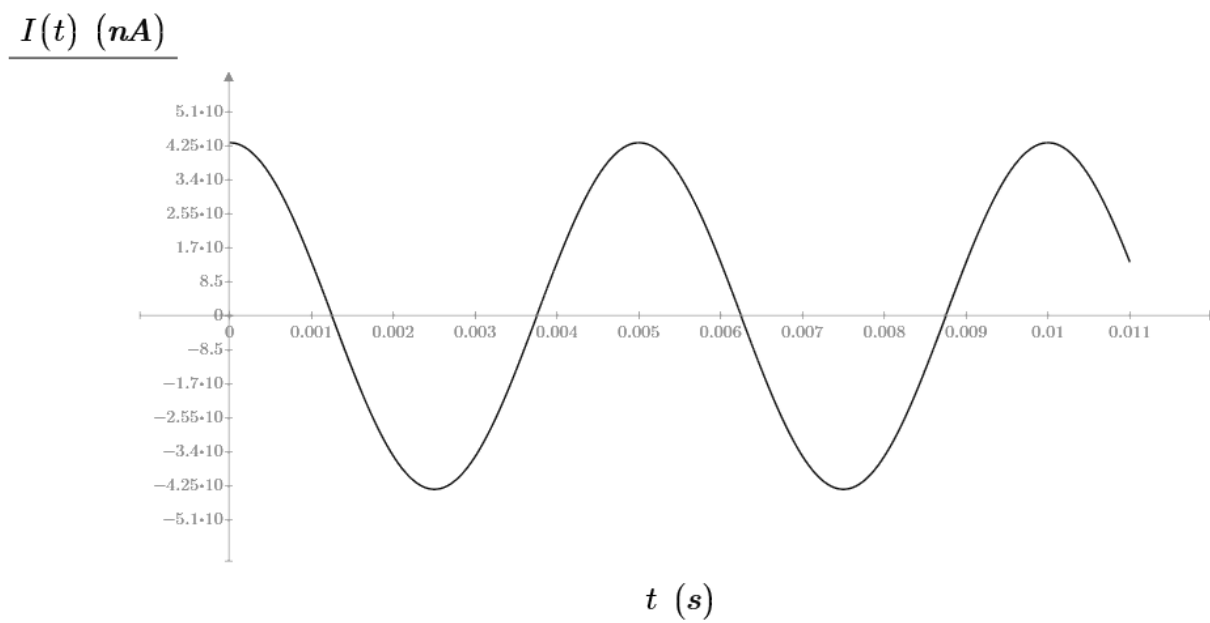


Рисунок 2.4 – Отримана форма сигналу за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення (1.13)

площі чутливих пластин, що наближає форму змодельованого сигналу до форми реального сигналу отриманого з сенсору ЕФ. Також були переглянуті коефіцієнти рівняння перетворення, що дало можливість виправити неточності пов'язані з визначення амплітуди сигналу, що не враховує вплив крайових ефектів.

У наступному етапі дослідження, для перевірки достовірності запропонованого рівняння перетворення (1.13), що враховує форму сигналу та має скореговані коефіцієнти було проведено комп'ютерне моделювання кількості індукованого заряду на чутливі пластини сенсору ЕФ від кута повороту екрануючого ротора. Також, було проведено комп'ютерні моделювання для встановлення коефіцієнтів чутливості сенсора, які враховують вплив крайових ефектів на чутливість сенсора ЕФ в залежності від його конфігурації та будови.

2.2 Комп'ютерне моделювання сенсору електростатичного флюксиметру

Представлене типове рівняння перетворення напруженості електростатичного поля з огляду на спрощення обчислення не включає в себе розрахунок впливу крайових ефектів на значення напруженості ЕП. Таке рішення

пояснюється тим, що опис дії крайових ефектів досить складний і потребує додаткових даних про геометрію приладу та процесорного часу для розрахунку.

Дія крайових ефектів фактично зменшує ефективну площу сенсорної пластини і після виготовлення приладу залишається незмінною величиною. Тому, вплив дії крайових ефектів розглядають як систематичну похибку вимірювання, яка нівелюється після проведення калібрування сенсору. Але, для вирішення задачі встановлення оптимальної конфігурації приладу, з метою підвищення його чутливості, постала необхідність у проведенні комп'ютерних моделювань.

Для встановлення оптимальної конфігурації та будови сенсору, було проведено комп'ютерні моделювання направлені на:

1. визначення значення раціональної відстані між чутливими та екранованою пластинами електростатичного флюксиметру
2. визначення значення раціональної кількості секторів сенсора електростатичного флюксиметру

Для побудови та розрахунку числової моделі сенсора ЕФ було використано програмне забезпечення COMSOL Multiphysics. Дана платформа моделювання надає можливості повного поєднання мультифізичного та окремого фізичного моделювання [120]. Це програмне забезпечення для аналізу методом скінченних елементів, розв'язування та імітації для різноманітних фізичних та інженерних додатків, особливо для спарених явищ чи для дослідження кількох параметрів одночасно. Електростатичний інтерфейс використовується для обчислення електричного поля, поля електричного зміщення та розподілу потенціалу в діелектриках за умов, коли електричний заряд розподіл чітко прописаний. Формулювання є стаціонарним, за винятком випадків, коли воно використовується разом з іншими фізичними інтерфейсами. Власна частота, частотна область, аналіз малих сигналів і моделювання в часовій області підтримуються в усіх вимірах простору.

Тензор напруги Максвелла є загальним методом розрахунку електромагнітних сил і моментів. В електростатиці сила обчислюється шляхом інтегрування на поверхні об'єкта, на яку діє сила:

$$n_1 T_2 = -\frac{1}{2} n_1 (E \cdot D) + (n_1 \cdot E) D^T \quad (1.14)$$

де E — електричне поле, D — електричне зміщення, а n_1 — зовнішня нормаль до об'єкта. Форма тензора напружень представлена (1.14) передбачає відсутність електрострикції матеріалу [121].

На практиці електричні поля моделюються не тільки в повітрі, а й усередині твердих матеріалів. Якщо ввести назву змінної електромагнітної сили в параметри домену, активуються обчислення сили, а фізичний інтерфейс автоматично генерує нові змінні області та межі [121]. У статичному розрахунку отримують лише резистивну, ємнісну або індуктивну частину матриці зосереджених параметрів. Ємність системи можна обчислити за допомогою функції, вбудованої в граничну умову терміналу. Якщо напруги прикладені до клем, витягнуті струми представляють елементи в матриці провідності Y . Ця матриця визначає співвідношення між прикладеними напругами та відповідними струмами [121]. Комп'ютерна модель базується на розподілі електростатичного поля між чутливими та екранованою пластинами сенсора ЕФ [122].

Для проведення комп'ютерного моделювання було розроблено імітаційну модель сенсора ЕФ, вигляд якої показано на рис. 2.5.

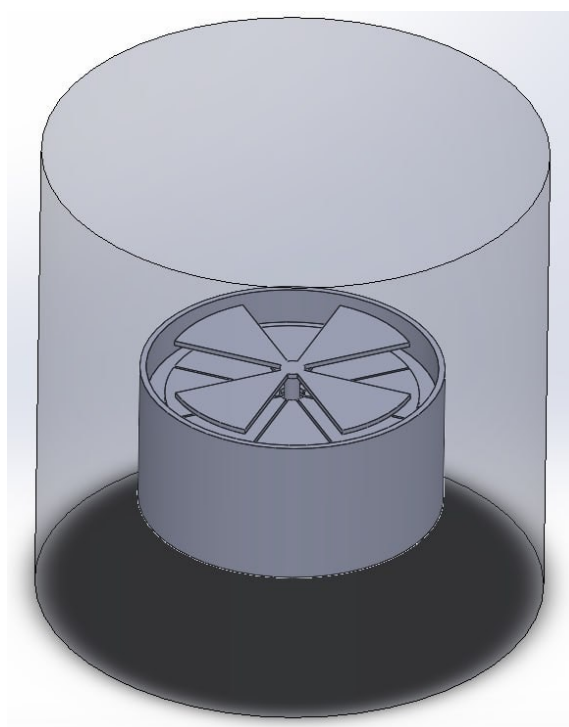


Рисунок 2.5 – Імітаційна модель сенсора електростатичного флюксиметру [122]

Розроблена модель з диференційним включенням двох груп чутливих пластин має 8 відкритих чутливих пластин та заземлену екрануючу пластину, де внутрішній і зовнішній діаметри лопаток становлять 10 мм і 100 мм відповідно. Відстань між чутливими і екрануючою пластинами становить 3 мм. В якості середовища розповсюдження електростатичного поля було обрано циліндричну модель простору ($D = 200$ мм $H = 200$ мм), що заповнена повітрям з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 1$.

Джерелом напруженості поля в аналізі виступає верхня поверхня циліндра, напруга на якій встановлюється на рівні 100 В. Сенсорні пластини ЕФ розташовані на відстані 100 мм від верхньої поверхні циліндра, що робить інтенсивність падаючого електричного поля рівною 1 кВ/м. Корпус та ротор датчика заземлені та мають потенціал рівний 0 В.

2.2.2 Встановлення чисельного значення індукованого на сенсорній пластині струму

На основі побудованої моделі сенсору ЕФ, яка складається з 8-ти секторів (рис. 2.5), було побудовано розподіл електричного поля над чутливими пластинами протягом одного циклу екранування. Половина періоду екранування пластини відповідає повороту ротора на 45 градусів. На рис. 2.6 показано приклади отриманих результатів моделювання розподілу напруженості ЕП в залежності від кута повороту ротора для 4 кутів повороту [122]. Справа показано шкалу розподілу значень напруженості електростатичного поля в одиницях В/м.

Моделювання починалося з моменту часу $t_0 = 0$, коли чутливі пластини знаходились під екрануючими пластинами та не піддавались дії зовнішнього електричного поля. У момент часу t_1 кут повороту екрануючої пластини становив $2\pi/m$, де m – кількість точок на один період обертання ротору. Зміна індукованого електричного заряду визначається як [122] :

$$\Delta Q = Q_1 - Q_0, \quad (1.15)$$

де Q_1 – амплітудне значення індукованого заряду під час повного експонування

першої групи чутливих пластин, а Q_0 – амплітудне значення індукованого заряду в момент повного екранування другої групи чутливих пластин.

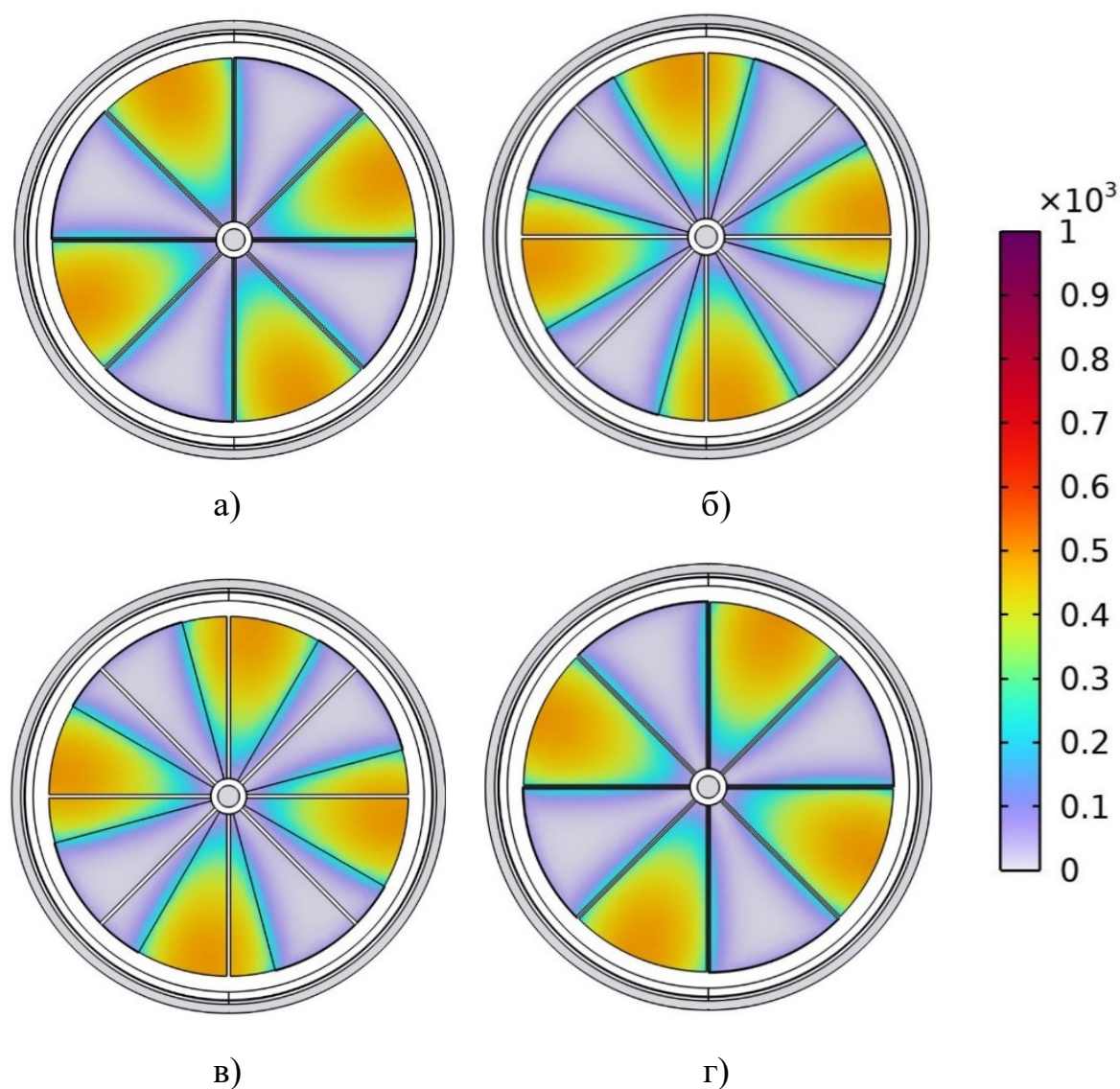


Рисунок 2.6 – Розподіл напруженості електростатичного поля в залежності від кута повороту ротора 0° (а); 15° (б); 30° (в); 45° (г) [122]

Зі збільшенням кута повороту, ефективна площа чутливих пластин, яка піддається впливу падаючого електричного поля, буде збільшуватись поки не досягне повного відкриття при 22,5 градусів. При цьому значення індукованого електричного заряду Q_I буде максимальним. Після проходження половини періоду обертання, з подальшим збільшенням кута повороту ротора значення індукованого

заряду Q_1 буде зменшуватись, поки чутливі пластини знову не будуть повністю екрановані.

В результаті комп'ютерного моделювання сенсору ЕФ для визначення чисельного значення індукованого струму було отримано залежності: значення величини індукованого на чутливій пластині заряду та індукованого струму від положення екрануючого ротора. На рис. 2.7 показано значення величини індукованого на чутливій пластині заряду в залежності від положення екрануючого ротора [122]. Обробку результатів комп'ютерного моделювання та побудова графіків було проведено за допомогою програми Matlab.

З представленого графіку можна побачити, що індукований електричний заряд змінюється в часі нелінійно. Це пов'язано з синусоїдальним законом зміни активної площі чутливої пластини.

За допомогою отриманої величини індукованого заряду було розраховано величину індукованого струму за виразом (1.7). Графік отриманої залежності величини індукованого електричного струму на чутливій пластині від кута повороту ротора ЕФ показано на рис. 2.8.

Виходячи з математичної моделі сенсору, яка описується вдосконаленим рівнянням перетворення напруженості ЕП (1.13), якщо чутлива пластина повністю екранована, напруженість ЕП на її поверхні буде рівна нулю, тому величина індукованого електричного заряду Q_0 також буде рівна нулю. Але, за рахунок впливу крайових ефектів, коли чутлива пластина повністю екранована, деяка частина ЕП буде потрапляти на неї та індукувати певний електричний заряд. Ці ефекти будуть призводити до появи систематичної похибки у вимірюванні за рахунок того, що середній індукований струм буде меншим в порівнянні з розрахунковим значенням.

Для порівняння форм сигналів індукованого на сенсорній пластині струму на рис. 2.9 представлені 3 графіки значень індукованого струму:

- Графік 1 – отриманих під час комп'ютерного моделювання;

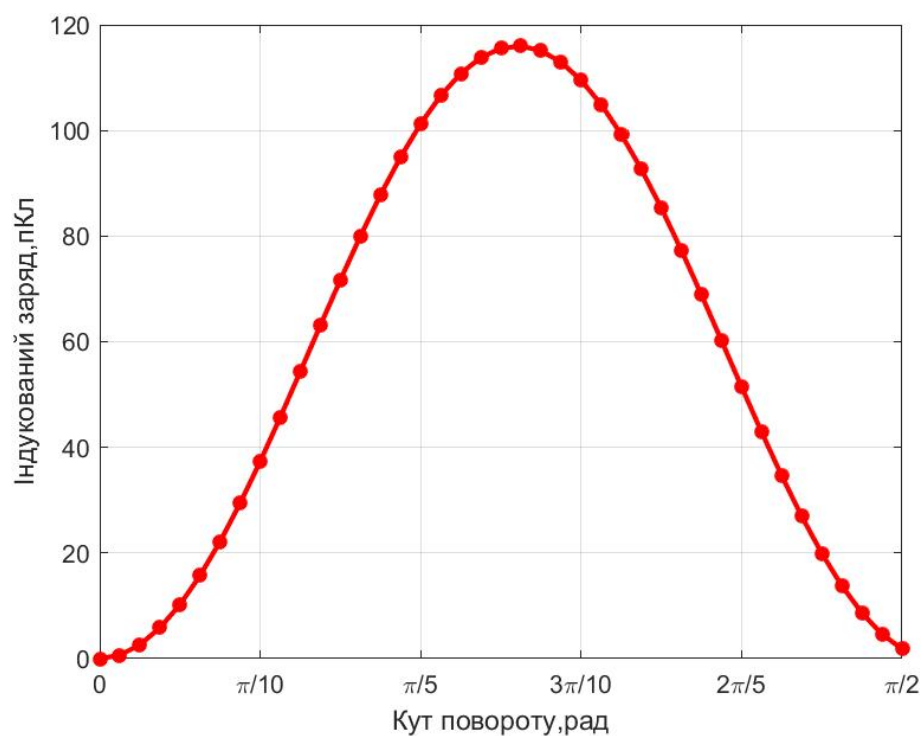


Рисунок 2.7 – Величина індукованого електричного заряду на чутливій пластині в залежності від кута повороту екрануючого ротора.

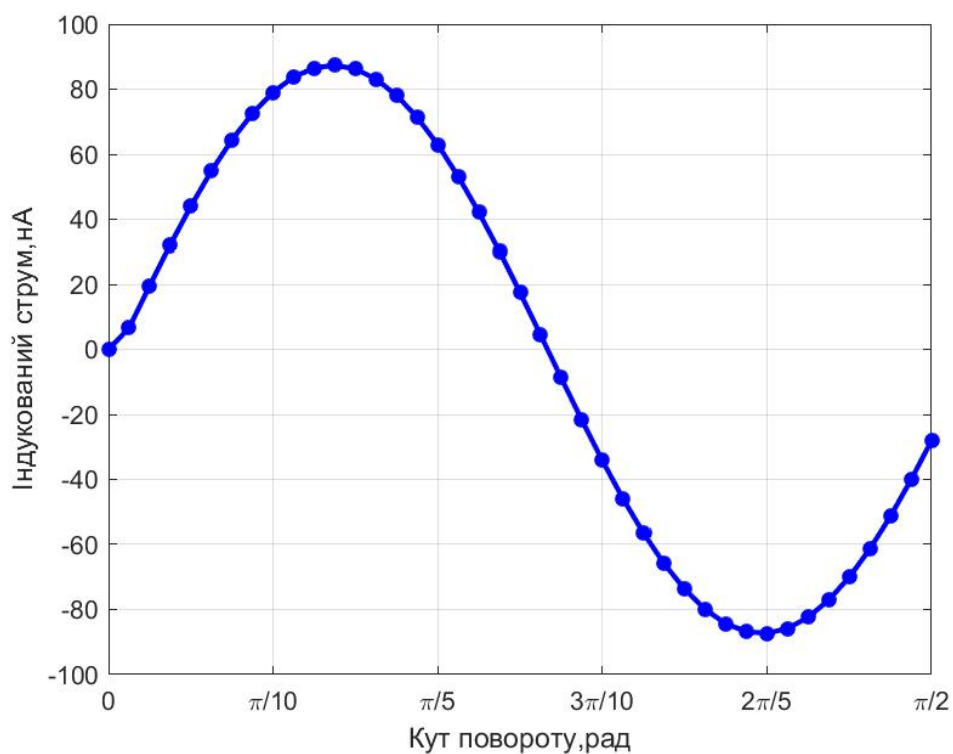


Рисунок 2.8 – Величина індукованого електричного струму на чутливій пластині в залежності від кута повороту екрануючого ротора

- Графік 2 – розрахованих з використанням вдосконаленої математичної моделі представленої рівнянням (1.13);
- Графік 3 – розрахованих з використанням типової математичної моделі представленої рівнянням (1.11).

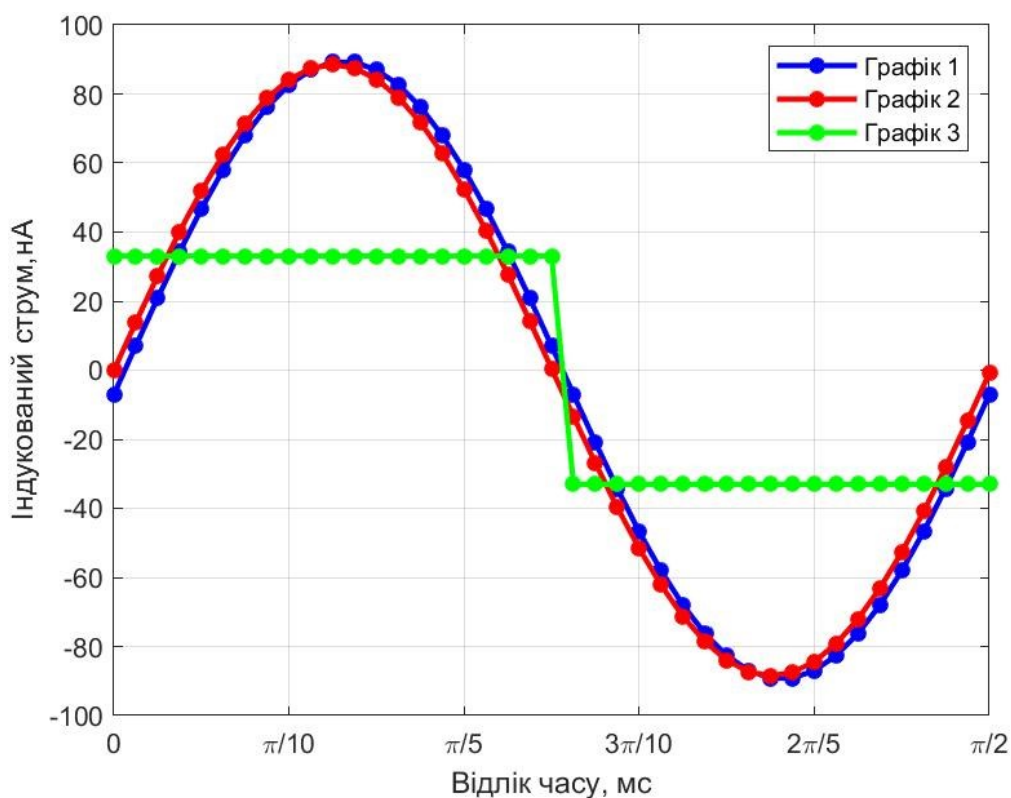


Рисунок 2.9 – Отримані форми сигналу індукованого струму

Виходячи з числових амплітудних значень індукованого струму (рис.2.9) було встановлено, що типова математична модель демонструє значення на 63,69% менше порівняно з комп'ютерною моделлю. Натомість, вдосконалена математична модель демонструє значно ближчий результат, який на 14,05% більше ніж отриманий під час комп'ютерного моделювання.

Аналізуючи отримані результати моделювання, можна дійти висновку, що математична модель сенсору, яка описується вдосконаленим рівнянням перетворення напруженості ЕП буде мати у 4,53 рази меншу систематичну похибку на відміну від типової моделі.

Різниця в даних обумовлена виникненням крайових ефектів, тому

розраховані чисельні значення індукованого струму з використанням математичних моделей відрізняються від значень струму, отриманих під час комп'ютерного моделювання.

Також варто відмітити, що оригінальна форма сигналу значною мірою корелює з формою вдосконаленої математичної моделі, на відміну від спрощеної форми типової математичної моделі. Таким чином, використання більш адекватної математичної моделі сигналу дозволить з більшою точністю проводити комп'ютерне моделювання схем обробки сигналів.

2.2.3 Визначення значення раціональної відстані між чутливими та екранованою пластинами електростатичного флюксиметру

Для встановлення значення оптимальної відстані між чутливими і екранованою пластинами було проведено комп'ютерне моделювання розподілу електростатичного поля між пластинами сенсору ЕФ для 9 різних конфігурацій ЕФ. Для моделювання використано розроблену імітаційну модель (на рис. 2.5рисунок 2.5 –).

Чутливі пластини знаходились під прямою дією електростатичного поля. Значення відстані між пластинами змінювалось від 2,0 до 6,0 мм з кроком 0,5 мм. Отримані результати моделювання наведено в Додатку Г. На рис. 2.10 показано приклади результатів моделювання розподілу електростатичного поля в залежності від відстані між чутливими та екрануючими пластинами для трьох конфігурацій ЕФ. Справа показано шкалу розподілу значень напруженості електростатичного поля у В/м.

Як видно з представлених результатів, переміщення чутливих пластин ближче до екранованих не впливає на розподіл напруженості електростатичного поля в приладі, але збільшує ефективну площу чутливих пластин.

Для визначення значення оптимальної відстані між чутливими пластинами і екранованим ротором були отримані залежності значень зазору між пластинами на величину індукованого заряду та індукованого струму, показані на рис. 2.11.

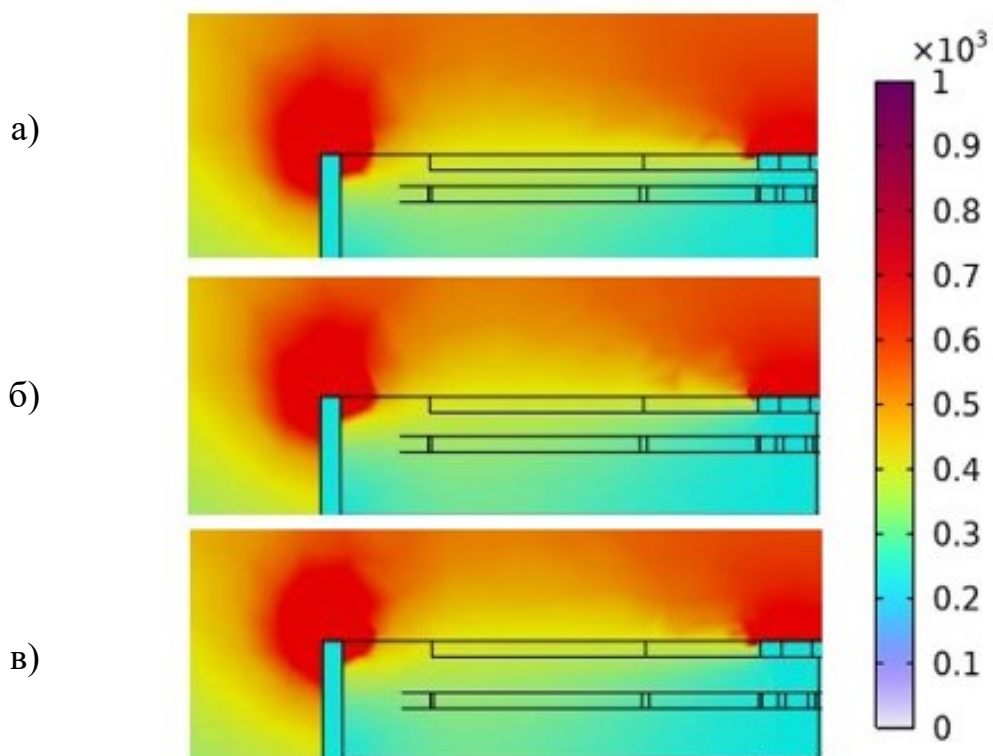


Рисунок 2.10 – Розподіл електростатичного поля в залежності від відстані між чутливими та екрануючими пластинами 2 мм (а); 4 мм (б); 6 мм (в)

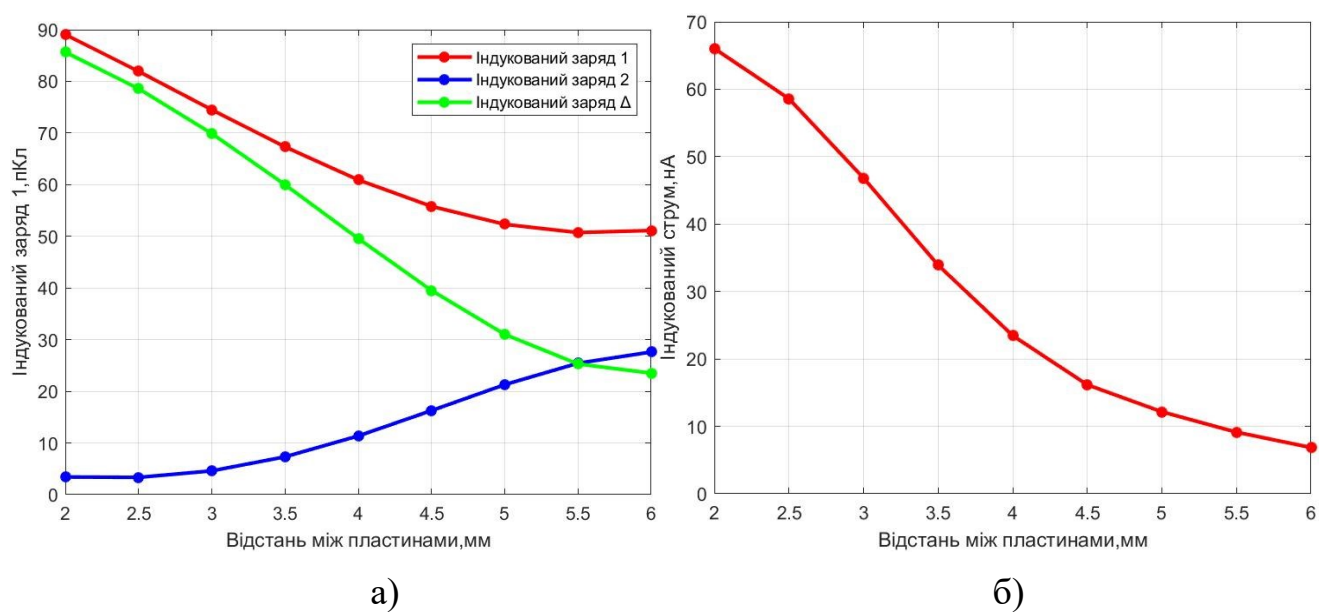


Рисунок 2.11 – Графіки зміни індукованого електричного заряду (а); зміни індукованого струму (б)

З показаних на рис. 2.11,а графіків, видно, що зі збільшенням відстані між чутливими і екранованою пластинами значення індукованого електричного заряду Q_1 (рис. 2.11,а – Індукований заряд 1) зменшується, а Q_0 (рис. 2.11,а – Індукований заряд 2) – збільшується. За допомогою виразу (1.15) було розраховано величину зміни індукованого електричного заряду ΔQ (рис. 2.11,а – Індукований заряд Δ). З показаного на рис. 2.11,б графіку, видно, що середній індукований струм зменшується зі збільшенням відстані між пластинами.

З представлених результатів, можна зробити висновок, що при наближенні експонованих чутливих пластин до екрануючої пластини, величина напруженості електростатичного поля, що діє на них збільшується, при цьому дія крайових ефектів на екрановані чутливі пластини зменшується. Отже, значення відстані між чутливими пластинами і екранованим ротором повинно бути якомога меншим для підвищення чутливості сенсору електростатичного флюксиметру.

Для числового порівняння результатів моделювання було розраховано значення відносної похибки для кожного проміжкового результату (рис. 2.12).

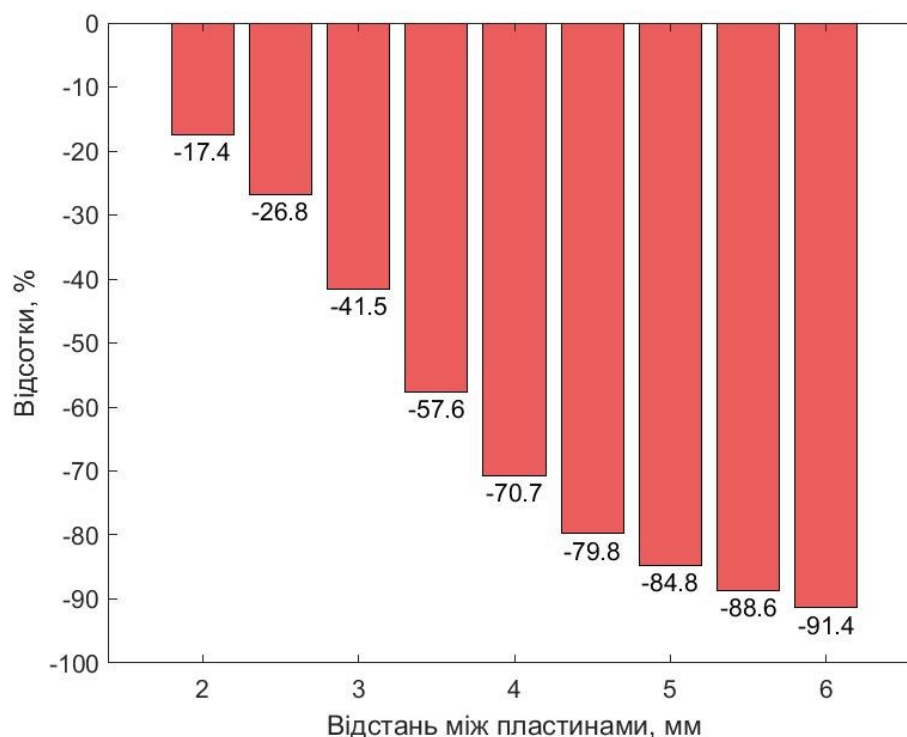


Рисунок 2.12 – Розподіл відносної похибки амплітудного значення індукованого струму в залежності від відстані між екрануючою та сенсорними пластинами ЕФ

Амплітуди індукованого струму порівнювалися зі значеннями отриманими з використанням вдосконаленої математичної моделі. Побудована діаграма, показана рис. 2.12, ілюструє зміну значень відносної похибки амплітудного значення індукованого струму в залежності від відстані між чутливими і екранованою пластинами ЕФ.

З представлених результатів моделювання, видно що, чим ближче пластини розташовані одна до іншої, тим менше становиться відносна похибка між вдосконаленою математичною моделлю та результатами комп'ютерного моделювання. Але, на практиці занадто близьке взаємне розміщення чутливих та екрануючих пластин, може спричинити електричний розряд між ними при утворенні на поверхні пластин конденсату або пошкоджень пластин при потраплянні бруду між ними.

Таким чином, було встановлено, що для досягнення максимальної чутливості заданої конфігурації сенсору ЕФ, значення відстані між чутливими і екранованими пластинами повинно бути якомога меншим, близько 2,5-3 мм.

2.2.4 Визначення значення раціональної кількості секторів сенсора електростатичного флюксиметру

Наступна частина комп'ютерного моделювання присвячена встановленню значення раціональної кількості секторів сенсора ЕФ.

Індукований струм утворюється періодичною зміною ефективної площі чутливих пластин сенсору ЕФ в межах падаючого електростатичного поля. Величина амплітуди індукованого струму пропорційна швидкості зміни цієї площі. За умови постійної швидкості двигуна, кутова частота сигналу індукованого струму дорівнює $n\omega$, відповідно до математичної моделі (1.13). Таким чином, збільшення числа секторів дозволить збільшити величину індукованого струму. Але при цьому існує певне обмеження, пов'язане з дією крайових ефектів, виникнення яких обумовлено збільшенням периметру пластин. Тому, виникла потреба у визначенні раціональної кількості секторів сенсору ЕФ для досягнення його максимальної чутливості.

Комп'ютерне моделювання розподілу ЕП між чутливими та екрануючою пластинами ЕФ було проведено для 9 конфігурацій сенсору ЕФ з різною кількістю секторів. Відповідно до будови сенсору (рис. 2.1), було обрано конфігурації з парною кількістю секторів, кількість яких змінювались від 4 до 18. Отримані результати комп'ютерного моделювання наведено у Додатку Г.

Приклади отриманих результатів моделювання розподілу інтегральної напруженості електростатичного поля для 4 конфігурацій сенсору ЕФ, які складаються з 4, 8, 12 та 18 секторів, показано на рис. 2.13.

Аналіз отриманих результатів моделювання показав, що величина напруженості електростатичного поля на чутливих пластинах зменшується при збільшенні кількості секторів, що обумовлюється впливом крайових ефектів.

Також за результатами комп'ютерного моделювання було отримано залежності значень величин індукованого заряду від кількості секторів, графіки зміни індукованого електричного заряду, показано на рис. 2.14:

- Індукований заряд 1 – зміна значення індукованого електричного заряду Q_I ;
- Індукований заряд 2 – зміна значення індукованого електричного заряду Q_0 ;
- Індукований заряд Δ – зміна індукованого електричного заряду ΔQ .

Величини індукованих електричних зарядів Q_I і Q_0 на чутливій пластині було отримано для 9 конфігурацій ЕФ з різною кількістю секторів (4 - 18). Величину зміни індукованого електричного заряду ΔQ було розраховано за допомогою виразу (1.15).

З представлених результатів, видно, що значення індукованого заряду Q_I і ΔQ зменшуються зі збільшенням кількості секторів, при цьому Q_0 – збільшується. Це відбувається за рахунок впливу крайових ефектів на розподіл електростатичного поля на чутливих пластинах.

На рис. 2.14,б показано графік, зміни індукованого струму на чутливій пластині зі зміною кількості секторів. З графіку видно, що спочатку зі збільшенням кількості секторів з 2 до 6, кількісне значення індукованого струму стрімко зростає.

Максимальний індукований струм для заданих розмірів секторів досягається, коли кількість чутливих пластин рівна 6. На межі 6 - 8 секторів, проявляється

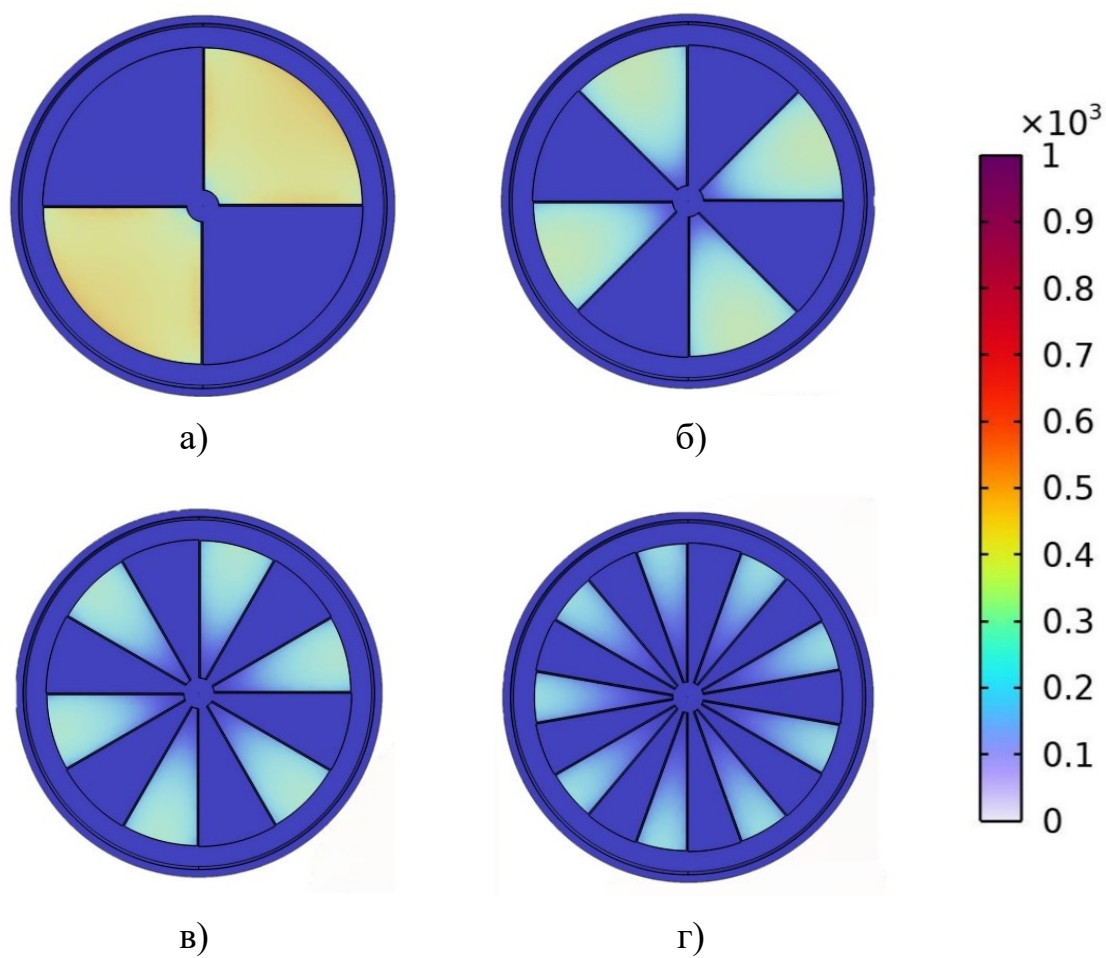


Рисунок 2.13 – Розподіл інтегральної напруженості електростатичного поля для конфігурацій сенсорів ЕФ, з різною кількістю секторів: 4 (а); 8 (б); 12 (в); 18 (г)

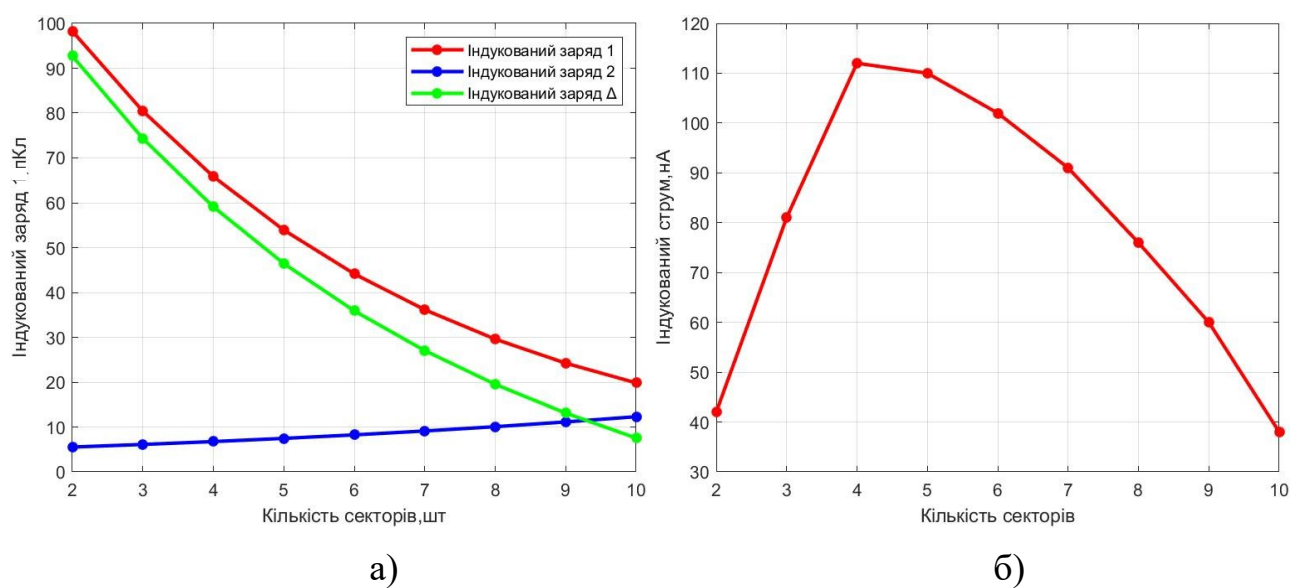


Рисунок 2.14 – Графіки зміни індукованого електричного заряду (а); індукованого струму (б)

тенденція при якій вплив крайових ефектів починають мати домінуючий характер, що в свою чергу зменшує інтенсивність електростатичного поля. Таким чином, збільшення чутливості сенсору ЕФ за рахунок збільшення секторів має граничне значення.

Беручи до уваги, що більшість запатентованих електростатичних флюксиметрів представлені у конфігурації з двома секторами [63, 115, 116, 123-127], саме таку конфігурацію було обрано для порівняння результатів. Показана на рис. 2.15 діаграма, ілюструє кількісне відношення чутливості сенсору ЕФ з різною кількістю секторів до конфігурації з двома секторами. Як видно, використання конфігурації з 6 секторами, замість типової конфігурації з 2, дозволяє збільшити чутливість сенсору ЕФ у 2,67 рази.

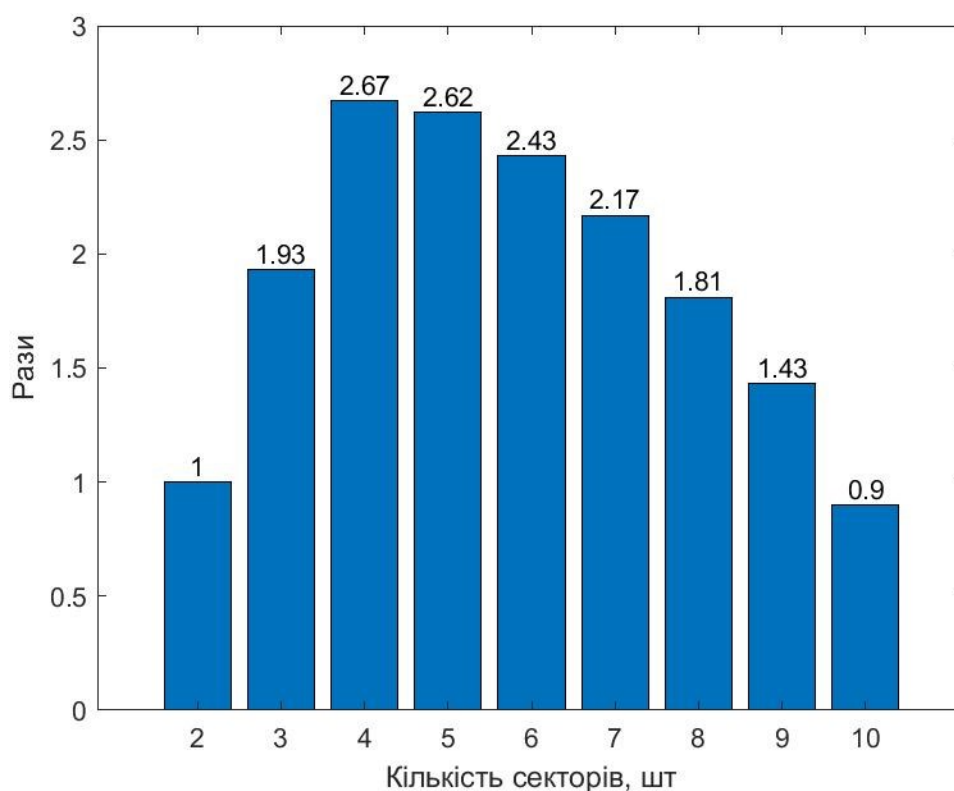


Рисунок 2.15 – Відношення чутливості сенсору ЕФ з різною кількістю лопаток до конфігурації з двома лопатками

Таким чином, було встановлено, що для досягнення максимальної чутливості заданої конфігурації сенсору ЕФ, раціональне значення кількості секторів буде

рівним 6. Але визначене раціональне значення буде відрізнятись при зміні площі пластини та відстані між ними.

Запропонований підхід, на основі комп'ютерного моделювання може бути використаний для визначення значення кількості секторів та відстані між чутливими та екранованою пластинами сенсору ЕФ для встановлення оптимальної конфігурації та будови сенсору електростатичного флюксиметру з різними параметрами.

2.2.5 Визначення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора електростатичного флюксиметру від його конфігурації та будови

Для встановлення чисельних значень коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора від відстані між пластинами та кількості їх секторів було використано результати отримані під час комп'ютерних моделювань сенсору ЕФ для встановлення раціональних параметрів його конфігурації та будови.

Для встановлення чисельних значень коефіцієнтів було використано експоненціальну регресію [128]. Експоненціальна регресія – це тип моделі регресії, який можна використовувати для моделювання таких ситуацій: експоненціального зростання або експоненціального розпаду, що найбільш точно описує форму кривих отриманих під час комп'ютерних моделювань. Рівняння моделі експоненціальної регресії має наступний вигляд:

$$y = ab^x, \quad (1.16)$$

де y – змінна відповіді; x – змінна предиктора; a , b – коефіцієнти регресії, які описують зв'язок між x і y .

2.2.5.1 Перевірка відповідності моделі. У табл. 2.1 наведено набір параметрів, які вимірюють відповідність моделі регресії, тобто наскільки добре модель регресії здатна відповідати набору даних.

Коефіцієнт кореляції Пірсона (r) є мірою лінійного зв'язку між змінними предиктора та змінною відповіді. Формула для визначення коефіцієнта кореляції Пірсона, для вибірки даних представлена виразом:

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}. \quad (1.17)$$

Коефіцієнт кореляції Пірсона, що дорівнює 1, вказує на ідеальну лінійну залежність, тоді як r , що дорівнює 0, вказує на відсутність лінійної залежності.

Таблиця 2.1 – Перевірка відповідності моделі

| Параметри | Відстань між пластинами | Кількість секторів |
|--------------------------------------|-------------------------|--------------------|
| Коефіцієнт кореляції Пірсона (r) | 0,99 | 0,995 |
| Коефіцієнт детермінації (r^2) | 0,976 | 0,991 |
| Стандартна помилка | 0,135 | 0,082 |
| Спостереження | 9 | 9 |

Як видно з табл. 2.1 множник r дорівнює 0,99 та 0,995 відповідно, що вказує на досить сильний лінійний зв'язок між кількістю індукованого заряду від зміни відстані між пластинами та зміною кількості секторів сенсору ЕФ.

Коефіцієнт детермінації (r^2) – це частка дисперсії у змінній відповіді, яку можна пояснити змінною предиктора. Значення для r^2 може коливатися від 0 до 1. Значення 0 вказує на те, що змінна відповіді взагалі не може бути пояснена змінною предиктора. Значення 1 вказує на те, що змінна відповіді може бути ідеально пояснена безпомилково змінною предиктора [128].

Як видно з табл. 2.1 r^2 дорівнює 0,976 та 0,991 відповідно, це вказує на те, що розбіжності в результатах можна з впевненістю пояснити зміною відстані між пластинами, та кількості секторів пластини.

Коли регресійну модель адаптують до набору даних, основна увага приділена тому наскільки добре регресійна модель відповідає набору даних. Дві метрики, які зазвичай використовуються для вимірювання відповідності, включають коефіцієнт детермінації (r^2) і стандартну помилку регресії (S). Стандартна помилка регресії – це середня відстань, на якій спостережувані значення відходять від лінії регресії [128].

Як видно з до табл. 2.1 спостережувані значення знижуються в середньому на 0,135 та 0,082 одиниці від лінії регресії. Стандартна помилка регресії особливо корисна, оскільки її можна використовувати для оцінки точності прогнозів. Приблизно 95% спостереження має бути в межах +/- двох стандартних помилок регресії, що є швидким наближенням 95% інтервалу передбачення.

Параметр Спостереження – відповідає кількості спостережень з аналізованого набору даних. У цьому прикладі загальна кількість спостережень становить 9 для обох випадків.

2.2.5.2 Перевірка загальної значущості регресійної моделі. У табл. 2.2 наведено значення параметрів, які демонструють загальні значущі параметри регресивної моделі, такі як: ступені свободи, суму квадратів, середні квадрати, F-статистику та загальну значущість регресійної моделі.

Таблиця 2.2 – Перевірка загальної значущості регресійної моделі

| Параметри | Ступенів свободи, df | сума квадратів, SS | середні квадрати, MS | F -статистика | Загальна значущість, F |
|----------------------------|------------------------|----------------------|------------------------|-----------------|--------------------------|
| Відстань між пластинами | | | | | |
| Регресія | 1 | 5,4 | 5,4 | 292,14 | 5,75E-07 |
| Залишковий | 7 | 0,129 | 0,0185 | | |
| Сумарно | 8 | 5,53 | | | |
| Кількість секторів пластин | | | | | |
| Регресія | 1 | 5,4 | 5,44 | 801,15 | 1,7E-08 |
| Залишковий | 7 | 0,0475 | 0,0068 | | |
| Сумарно | 8 | 5,49 | | | |

Середні квадрати регресії (MS) розраховуються як ділення регресії SS на регресію df , а залишкові середні квадрати розраховуються як ділення залишкової SS на залишкову df [128].

F-статистика розраховується як регресія MS / залишкова MS . Ця статистика показує, чи регресійна модель забезпечує кращу відповідність даним, ніж модель, яка не містить незалежних змінних. Як правило, якщо жодна зі змінних предиктора

в моделі не є статистично значущою, загальна статистика F також не є статистично значущою [128].

Значення загальної значущості P пов'язане зі статистикою F. Щоб побачити, чи загальна регресійна модель є значущою, потрібно порівняти p-значення з рівнем значущості; типові варіанти: .01, .05 і .10. Якщо значення P менше рівня значущості, це доводить, що регресійна модель краще відповідає даним, ніж модель без змінних предикторів. Це означає, що змінні предикторів у моделі насправді покращують відповідність моделі [128].

Як видно з табл. 2.2 значення P дорівнює $5,75 \cdot 10^7$ та $1,7 \cdot 10^7$ відповідно, що набагато менше звичайного рівня значущості 0,01. Це вказує на те, що регресійна модель в цілому є статистично значущою, тобто модель краще відповідає даним, ніж модель без змінних предиктора.

У табл. 2.3 наведено оцінки коефіцієнтів, стандартну помилку оцінок, t-статистика, p-значення та довірчі інтервали для кожного члена регресійної моделі.

Таблиця 2.3 – Перевірка загальної значущості регресійної моделі

| | Значення коефіцієнту m | Значення коефіцієнту k (мм ⁻¹) |
|-------------------------------|------------------------|--|
| Коефіцієнт | -0,15 | -0,602 |
| Стандартна помилка оцінки | 0,0087 | 0,021 |
| t-статистика | -17,092 | -28,3 |
| P-значення | 5,757E-07 | 1,76E-08 |
| Нижній довірчий інтервал 95% | -0,17 | -0,65 |
| Верхній довірчий інтервал 95% | -0,129 | -0,55 |

За допомогою кількісних значень, отриманих в результаті моделювання було встановлено залежності зміни чутливості сенсорної пластин від зміни кількості секторів та відстані між пластинами. Таким чином, було отримано два коефіцієнти, що кількісно відображають ступінь впливу кожного з параметрів на загальну чутливість сенсору.

До виразу вдосконаленої математичної моделі сенсора (1.13) було додано коефіцієнти, необхідні для написання розрахункового рівняння регресії:

$$i(t) = n\omega\varepsilon_0 S_0 E \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}, \quad (1.18)$$

де m – коефіцієнт пропорційності чутливості сенсора до кількості секторів n ; k – коефіцієнт пропорційності чутливості сенсора до відстані між пластинами h . Підставивши дані з табл. 2.3 у (2.13) розраховане рівняння регресії набуде наступний вигляд:

$$i(t) = n\omega\varepsilon_0 S_0 E \cos(n\omega t) \cdot e^{-602 \cdot h} \cdot e^{-0.15 \cdot n}. \quad (1.19)$$

Кожен окремий коефіцієнт інтерпретується як середнє збільшення змінної відповіді для кожної одиниці збільшення даної змінної предиктора, припускаючи, що всі інші змінні предиктора залишаються постійними.

Стандартна помилка, t -статистика та p -значення є мірою невизначеності навколо оцінки коефіцієнта для кожної змінної. T - статистика – це коефіцієнт, поділений на стандартну помилку. У наступному стовпці показано p -значення, пов'язане з t -статистики. Це число говорить нам, чи дана змінна відповіді є важливою в моделі [128].

Довірчий інтервал для оцінок коефіцієнтів містять нижню та верхню межі для 95% довірчого інтервалу для оцінок коефіцієнтів. Таким чином, 95% довірчий інтервал містить діапазон ймовірних значень для справжнього коефіцієнта [128].

У цьому випадку 95% довірчі інтервали для коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсором становлять: $(-0,17; -0,129)$ та $(-0,65; -0,55)$.

2.3 Розрахунок невизначеності рівняння перетворення первинного вимірювального перетворювача

2.3.1 Методика розрахунку невизначеності рівняння перетворення

Під час проведення вимірювання необхідно здійснювати контроль і урахування всіх величин, які не є безпосередньо вимірюваними, але мають вплив на характеристики та результати вимірювань. Основна процедура оцінювання невизначеності вимірювань складається з наступних кроків [129]:

1. Скласти рівняння з вхідними та вихідними величинами;

2. Визначити стандартні невизначеності вхідних величин;
3. Визначити вклад невизначеності вхідних величин в невизначеність вимірюваної величини;
4. Визначити сумарну стандартну невизначеність та розширену невизначеність вимірюваної величини, при цьому стандартна невизначеність є числовою характеристикою, а розширена – інтервальною;
5. Записати повний результат вимірювання;
6. Скласти бюджет невизначеності.

Значення вхідних величин визначаються шляхом одноразового або повторного вимірювання та оцінки з інших джерел. При проведенні багаторазових вимірювань x одержують n -ну кількість результатів спостережень та розраховують середнє арифметичне значення \bar{x} :

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i. \quad (1.20)$$

Стандартні невизначеності вхідних величин поділяються на невизначеності типу А (U_A) або типу В (U_B) [129]. Стандартна невизначеність типу А визначається як наближена оцінка стандартного відхилення середнього арифметичного. Стандартна невизначеність типу U_A для напруженості електростатичного поля (E) може бути розрахована за наступною формулою [129]:

$$U_A(\bar{i}_{min}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^n (i_k - \bar{i})^2}, \quad (1.21)$$

де i_{min} – середнє арифметичне значення індукованого на чутливі пластини струму під дією напруженості електростатичного поля. Вплив випадкової похибки на результат вимірювання зменшується зі збільшенням числа вимірювань резонансного кута, тому під час вимірювань записується часова кінетика.

Оцінювання стандартної невизначеності типу А ґрунтується на статистичному розподілі ймовірності вибірки; типу В – на прийнятому законі розподілу ймовірності, яка оцінюється з впевненістю, що подія відбудеться [130-133].

Стандартна невизначеність типу В залежить від апіорної інформації та

знаходиться на основі аналізу всіх доступних даних. Якщо вхідна величина з систематичною похибкою з межами $\pm x_i$, то її невизначеність обчислюється за формулою [130]:

$$U_B = \pm x_i / \sqrt{a_i}, \quad (1.22)$$

де a_i – коефіцієнт, що відповідає прийнятому закону розподілу. Припускаємо, що відхилення описується рівномірним законом розподілу для симетричних границь $\pm x_i$.

До основних факторів, які вносять невизначеність у вимірювання ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля, відносяться:

1. неточність визначення кутової частоти обертів валу;
2. вплив конструкторсько-технологічних факторів;
3. зміна діелектричної проникності повітря;
4. вплив температури, вологості, тиску та рівня радіації.

Діелектрична проникність повітря ε_0 – це властивість матеріалу, яка визначає його здатність пропускати електричний заряд. Зазвичай ця величина залежить від густини та композиції повітря, температури та тиску навколишнього середовища. Наприклад, при зміні тиску або температури може відбуватися зміна концентрації молекул, що впливає на діелектричні властивості повітря. Під впливом радіації може відбуватися іонізація газу, що призводить до утворення електронів та іонів. У певних умовах це може призвести до зміни провідності газу та інших електричних параметрів [131, 132].

2.3.2 Аналіз чутливості рівнянь перетворення напруженості електростатичного поля в струм

Метою аналізу чутливості є варіація параметрів математичної моделі та оцінки відповідних змін у її результативності. Цей метод особливо корисний для виявлення слабких сторін моделі. Після їх ідентифікації математичну модель

можна вдосконалити за допомогою експериментів або просто відзначити та враховувати для подальших застосувань [133].

У випадку простих математичних моделей виконується послідовне диференціювання результатів за кожним параметром. Похідні надають точний огляд змін у передбаченнях в залежності від параметрів. У складніших моделях диференціювання уникають, використовуючи чисельні методи [133].

Оцінка складних моделей часто забирає багато часу обчислень. У випадках, коли потрібно оцінювати модель кілька разів, може виникнути певний втрачений обсяг точності вимірювання з огляду на скорочення часу, витраченого на оцінку. У такому випадку, потрібно зберігати розумні наближення до моделі. Однак враховуючи, що сама модель – це лише узагальнення, втрата деякої деталізації некритична, якщо це сприяє швидшим обчисленням [133].

Для оцінювання зміни вихідної величини зі зміною оцінок вхідних величин розраховується коефіцієнт чутливості як часткова похідна для кожної вхідної величини [129]:

$$c_i = \frac{\partial F}{\partial x_i}. \quad (1.23)$$

Коефіцієнт чутливості c_i легко розраховується, коли модельне рівняння просте. У такому випадку визначають вклад невизначеності вхідних величин в невизначеність вимірюваної величини як добуток стандартної невизначеності на коефіцієнт чутливості [129]:

$$u_i(y) = |c_i| \cdot u(x_i). \quad (1.24)$$

Вплив основних параметрів чутливості сенсора ЕФ, таких як площі сенсорної пластини S_0 , кутової частоти обертів ω , діелектричної проникності повітря ε_0 та їх відхилення на величину невизначеності результату вимірювання напруженості електростатичного поля E можна оцінити проаналізувавши відповідні коефіцієнти чутливості. У даному випадку, коефіцієнти чутливості є частковими похідними функції перетворення за відповідними параметрами (1.23). При цьому коефіцієнти чутливості залежать від абсолютних величин відповідних параметрів, а ця залежність є нелінійною. Оцінка невизначеності для вимірювального

перетворювача на основі ротаційного методу, описується наступним виразом:

$$U_i = \sqrt{c_{S_0}^2 \cdot u_{S_0}^2 + c_{\omega}^2 \cdot u_{\omega}^2 + c_{\varepsilon_0}^2 \cdot u_{\varepsilon_0}^2} \quad (1.25)$$

де, $u_x = \Delta x / \sqrt{3}$ – невизначеність величин для симетричних границь $\pm x$;

ΔS_0 – загальна похибка активної площі сенсорних пластини, $\pm 2 \text{ мм}^2$;

$\Delta \omega$ – похибка визначення кутової частоти обертів, $\pm 0,02 \text{ рад/с}$;

$\Delta \varepsilon_0$ – похибка діелектричної проникності повітря, $\pm 1.77 \cdot 10^{-16} \text{ Ф/м}$;

c_i – відповідні коефіцієнти чутливості.

Такі параметри як: температура, вологість тиск та радіаційний фон не враховані у вираз оцінки невизначеності оскільки їх основний вклад врахований у розрахунок невизначеності діелектричної проникності повітря.

Сумарна стандартна невизначеність, розраховується як корінь з суми квадратів невизначеності типу А(1.21) та невизначеності типу В(1.22):

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}. \quad (1.26)$$

Розширена невизначеність визначається як добуток коефіцієнта охоплення k_p , де p – ймовірність охоплення, і сумарної стандартної невизначеності [129]:

$$U = k_p \cdot u_c. \quad (1.27)$$

При цьому коефіцієнт охоплення визначається за формулою: $k = t_p(v_{eff})$, де t_p – коефіцієнт Стюдента. Таким чином при ймовірності $p = 99,5\%$ коефіцієнт охоплення $k_p = 2,85$. У випадку застосування нормального закону розподілу розширена невизначеність розраховується за наступним виразом [134]:

$$U = k_p \cdot u_c = 2,85 \cdot u_c. \quad (1.28)$$

Таким чином, результат вимірювання струму пропорційного напруженості електростатичного поля може записується як:

$$i_{min} = \overline{i_{min}} \pm U, \quad p = 99,5\% \quad (1.29)$$

Такий порядок оцінювання вимірювання відповідає міжнародним правилам оцінювання невизначеності [134]. Для рівнянь перетворення (1.9) та (1.19) були розраховані коефіцієнти чутливості для номінальних значень параметрів сенсора ЕФ, їх результати наведено у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Коефіцієнти чутливості рівнянь перетворення

| Вхідна величина | Коефіцієнти чутливості існуючого рівняння перетворення | Коефіцієнти чутливості вдосконаленого рівняння перетворення |
|-----------------|---|--|
| E | $\frac{\partial i(t)}{\partial S_0} = \pm \frac{n\omega\varepsilon_0 S_0}{\pi}$ | $\frac{\partial i(t)}{\partial S_0} = n\omega\varepsilon_0 S_0 \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}$ |
| S_0 | $\frac{\partial i(t)}{\partial S_0} = \pm \frac{n\omega\varepsilon_0 E}{\pi}$ | $\frac{\partial i(t)}{\partial S_0} = n\omega\varepsilon_0 E \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}$ |
| ω | $\frac{\partial i(t)}{\partial \omega} = \pm \frac{n\varepsilon_0 S_0 E}{\pi}$ | $\frac{\partial i(t)}{\partial \omega} = n\varepsilon_0 S_0 E (\cos(n\omega t) - n\omega t \sin(n\omega t)) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}$ |
| ε_0 | $\frac{\partial i(t)}{\partial \varepsilon_0} = \pm \frac{n\omega S_0 E}{\pi}$ | $\frac{\partial i(t)}{\partial \varepsilon_0} = n\omega S_0 E \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}$ |
| h | - | $\frac{\partial i(t)}{\partial h} = kn\omega\varepsilon_0 S_0 E \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}$ |

Розраховані коефіцієнти чутливості номінальних значень параметрів сенсора ЕФ для типового рівняння перетворення (1.9) наведено у табл. 2.5 згідно рекомендованої форми представлення бюджету невизначеності [129].

Таблиця 2.5 – Бюджет невизначеностей типового рівняння перетворення

| Вхідна величина | Оцінка вхідної величини | Стандартна невизначеність | Вклад в сумарну стандартну невизначеність існуючої математичної моделі сенсору | |
|-----------------|------------------------------------|---------------------------------------|--|--------------------------------------|
| | | | Абсолютна | Відносна (при $E = 1 \text{ кВ/м}$) |
| S_0 | 0.00388 м^2 | $\pm 2 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$ | $\pm 17 \text{ пА}$ | $\pm 0.0514 \%$ |
| ω | 754 рад/с | $\pm 0.02 \text{ рад/с}$ | $\pm 0.87 \text{ пА}$ | $\pm 0.0064 \%$ |
| ε_0 | $8.859 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ | $\pm 1.77 \cdot 10^{-16} \text{ Ф/м}$ | $\pm 0.66 \text{ пА}$ | $\pm 0.002 \%$ |

Зміна значення напруженості електростатичного поля є інформативною, в той час як зміна інших параметрів вносить у результат вимірювання невизначеність. Найбільший вплив на величину загальної похибки чинить

неточність виготовлення площі сенсорної пластини, а найменший – діелектрична проникність повітря.

Підставивши значення з табл. 2.5 до виразу (1.25) отримуємо, що оцінка невизначеності вимірювання для рівняння перетворення сенсора електростатичного флюксиметру дорівнює:

$$U_i = \sqrt{\frac{17^2 + 0.87^2 + 0.66^2}{3}} \cdot 10^{-12} = 9,84 \text{ нА}.$$

Використовуючи формулу (1.28), розширена невизначеність становить:

$$U = k \cdot u_c = 2.95 \cdot 9,84 \cdot 10^{-12} = 29 \text{ нА}.$$

Тоді результат вимірювання сили струму пропорційного напруженості електростатичного поля для рівняння перетворення (1.9) з ймовірністю 99,5% записується як:

$$i_{min} = \overline{i_{min}} \pm 29 \text{ нА}, \quad p = 99,5\%.$$

Відповідним чином, було розраховано результат вимірювання струму пропорційного напруженості електростатичного поля для вдосконаленого рівняння перетворення (1.19), бюджет невизначеностей якого наведено у табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Бюджет невизначеностей вдосконаленого рівняння перетворення

| Вхідна величина | Оцінка вхідної величини | Стандартна невизначеність | Вклад в сумарну стандартну невизначеність існуючої математичної моделі сенсору | |
|-----------------|------------------------------------|---------------------------------------|--|--------------------------------------|
| | | | Абсолютна | Відносна (при $E = 1 \text{ кВ/м}$) |
| S_0 | 0.00388 м^2 | $\pm 2 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$ | $\pm 8.75 \text{ пА}$ | $\pm 0.0514 \%$ |
| ω | 754 рад/с | $\pm 0.02 \text{ рад/с}$ | $\pm 0.45 \text{ пА}$ | $\pm 0.0064 \%$ |
| ε_0 | $8.859 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ | $\pm 1.77 \cdot 10^{-16} \text{ Ф/м}$ | $\pm 0.34 \text{ пА}$ | $\pm 0.002 \%$ |
| h | 2 мм | $\pm 10^{-5} \text{ м}$ | $\pm 102 \text{ пА}$ | $\pm 0.604 \%$ |

Після підстановки значення з табл. 2.6 до виразу (1.25) оцінка невизначеності вимірювання для рівняння перетворення сенсора електростатичного флюксиметру (1.19) становить:

$$U_i = \sqrt{\frac{8,75^2 + 0,45^2 + 0,34^2 + 102^2}{4}} \cdot 10^{-12} = 51,2 \text{ nA}.$$

Використовуючи формулу (1.28), було розраховано розширену невизначеність, яка становить:

$$U = k \cdot u_c = 2,95 \cdot 51,18 \cdot 10^{-12} = 151 \text{ nA}.$$

Тоді результат вимірювання сили струму пропорційного напруженості електростатичного поля для рівняння перетворення (1.19) з ймовірністю 99,5% буде записано як:

$$i_{min} = \overline{i_{min}} \pm 151 \text{ nA}, \quad p = 99,5\%.$$

Розрахована величина невизначеності для вдосконаленого рівняння перетворення (1.19) у 5,2 рази перевищує значенням невизначеності розрахованої для типового рівняння перетворення (1.9). Така розбіжність пояснюється тим, що рівняння перетворення (1.19) враховує параметри конфігурації та будови сенсору електростатичного флюксиметру. Ці параметри допомагають краще зрозуміти причини виникнення систематичної похибки вимірювання, яка присутня у існуючих електростатичних флюксиметрах.

Таким чином, застосування вдосконаленого рівняння перетворення (1.19) при проектуванні нових сенсорів електростатичного флюксиметру дозволить визначати оптимальні параметри конфігурації та будови сенсору для забезпечення необхідної чутливості сенсору ЕФ при вимірюванні напруженості електростатичного поля.

Висновки до розділу 2

1. Обґрунтовано будову та фізичний принцип роботи сенсору електростатичного флюксиметру реалізованого на основі ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля та обґрунтовано вимоги до його математичної моделі.
2. Проведено аналіз типового рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм, яким описується робота сенсора ЕФ та

визначено його недосконалості. Встановлено недоліки та обмеження типового рівняння перетворення, які призводять до появи систематичної похибки вимірювання. До яких відноситься:

- спрощена форма сигналу, що враховує лише амплітудні значення струму та не відповідає реальній формі сигналу отриманого з сенсору ЕФ (зображується у вигляді прямокутних імпульсів);
 - відсутність коефіцієнтів корекції, які враховують вплив крайових ефектів на чутливість сенсора ЕФ в залежності від його конфігурації та будови.
3. В результаті проведеного аналізу рівняння перетворення визначено такі шляхи збільшення чутливості сенсору електростатичного флюксиметру:
- збільшення площі чутливих пластин;
 - підвищення частоти обертів екрануючої пластини;
 - збільшення кількості секторів сенсора.
4. Проведено комп'ютерні моделювання розподілу електростатичного поля між чутливими та екрануючою пластинами сенсору ЕФ для встановлення його раціональних параметрів. Розроблено імітаційну модель сенсора ЕФ з диференційним включенням двох груп чутливих пластин. В результаті комп'ютерних моделювань встановлено, що для досягнення максимальної чутливості запропонованої моделі сенсора ЕФ, значення відстані між чутливими і екранованою пластинами повинно бути якомога меншим, а кількість чутливих пластин рівною 6. На основі проведеного дослідження запропоновано та обґрунтовано новий підхід до визначення оптимальних параметрів конфігурації та будови сенсору ЕФ, що дозволить збільшити його чутливість.
5. Отримано числові значення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора до кількості його секторів ($m = -0,15$) та до відстані між пластинами ($k = -0,602$ [мм⁻¹]), які описують вплив крайових ефектів. Проведено перевірку відповідності моделі та загальної значущості регресійної моделі, результати якої демонструють, що з імовірністю 95% довірчі інтервали для коефіцієнтів

пропорційності чутливості сенсору становлять: $m \in (-0,17; -0,129)$ та $k \in (-0,65; -0,55)$.

6. Запропоновано та обґрунтовано вдосконалене рівняння перетворення, яким описується робота первинного вимірювального перетворювача (сенсора ЕФ). У рівнянні перетворення було враховано реальну форму сигналу та коефіцієнти пропорційності чутливості сенсору від його конфігурації та будови, що дозволило зменшити систематичну похибку.
7. Проведено комп'ютерне моделювання для встановлення закону зміни форми сигналу на виході первинного вимірювального перетворювача. Показано та проаналізовано отримані форми сигналу індукованого заряду та розрахованих значень індукованого струму на чутливій пластині в залежності від кута повороту екранованої пластини. Встановлено, що форма сигналу, отримана за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення краще відповідає реальному сигналу, порівняно з типовим.
8. Проведено аналіз чутливості типового та вдосконаленого рівнянь перетворення первинного вимірювального перетворювача. Розраховано їх коефіцієнти чутливості та бюджет невизначеностей. Встановлено, що вдосконалене рівняння перетворення в більшій мірі відповідає фізичній моделі, що дозволяє краще визначити оптимальні параметри конфігурації та будови сенсору для забезпечення необхідної чутливості сенсору ЕФ.

РОЗДІЛ 3

ВДОСКОНАЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ НАПРУЖЕНОСТІ ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ПОЛЯ

Проведений аналіз будови засобів вимірювання напруженості електростатичного поля показав, що існуючі конструкції електростатичних флюксиметрів [17, 63, 70-77] мають досить високу чутливість та завадостійкість до дії зовнішнього впливу і дозволяють проводити вимірювання напруженості ЕП у широкому динамічному діапазоні. Але, їх точність для діапазону до 1 кВ/м все ще залишається на низькому рівні. Точність вимірювання пропонується покращити за рахунок використання сучасних засобів моделювання, нових схемо-технічних рішень та сучасних електронних компонентів

Третій розділ дисертаційної роботи присвячено вдосконаленню інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля за рахунок: заміни блоку амплітудного детектування цифровим алгоритмом амплітудного аналізатора розмаху сигналу; додавання схеми самокалібрування аналогового контуру ІВС; включення блоку підсилення з керованим коефіцієнтом підсилення.

Було встановлено, що основну похибку в результат вимірювання вносить шум викликаний аналоговим контуром схеми. Для встановлення чисельного значення величини похибки аналогового контуру схеми було розглянуто схемо-технічну будову кожного його елементу та запропоновано методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру.

3.1 Узагальнена структура вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля

В структурі більшості існуючих на сьогодні інформаційно вимірювальних систем напруженості ЕП [78-80] переважають аналогові схеми перетворення сигналів, що мають ряд недоліків та недосконалостей. До яких можна віднести: чутливість до зовнішніх впливів, обмежена стійкість до шумів, обмежена точність,

складність налаштування та обслуговування, вартість виробництва, схильність до спотворень сигналу.

Основним кількісним параметром, який характеризує якість системи вимірювання є співвідношення сигнал/шум (англ. Signal to Noise Ratio, SNR). Щоб покращити значення даного параметру системи необхідно збільшувати величину корисного сигналу та зменшувати середньоквадратичне значення загального шуму. Для збільшення значення SNR існує декілька шляхів: збільшення корисного сигналу за рахунок покращення чутливості сенсору та зменшення шумів схеми вимірювання.

Тому, на основі розглянутих систем вимірювання напруженості електростатичного поля було запропоновано розробити власну вдосконалену інформаційно-вимірювальну систему напруженості електростатичного поля. Узагальнену структурну схему вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля показано на рис. 3.1.

Для вдосконалення інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля запропоновано:

- Замінити блок амплітудного детектування, який реалізовувався аналоговою схемою цифровим алгоритмом амплітудного аналізатора розмаху сигналу, що дозволить зменшити шуми та усунути нелінійності, які виникали в аналоговій схемі, а також зменшити вартість виготовлення та загальний рівень енергоспоживання приладу;
- Додати контур самокалібрування аналогового контуру схеми приладу, що дасть змогу врахувати нелінійність аналогової частини приладу та врахувати систематичну похибку вимірювання при обчисленні результату;
- Додати блок підсилення з керованим коефіцієнтом підсилення, що дозволить зменшити вплив похибки квантування при малих рівнях сигналу. Регулювання коефіцієнтом підсилення запропоновано реалізувати програмно, що дозволить динамічно змінювати його значення. З його допомогою можливо утримувати рівень сигналу у діапазоні роботи АЦП, тим самим зменшуючи похибку квантування. Значення коефіцієнту підсилення зберігається в пам'яті

контролера та використовується під час обчислення напруженості електростатичного поля.

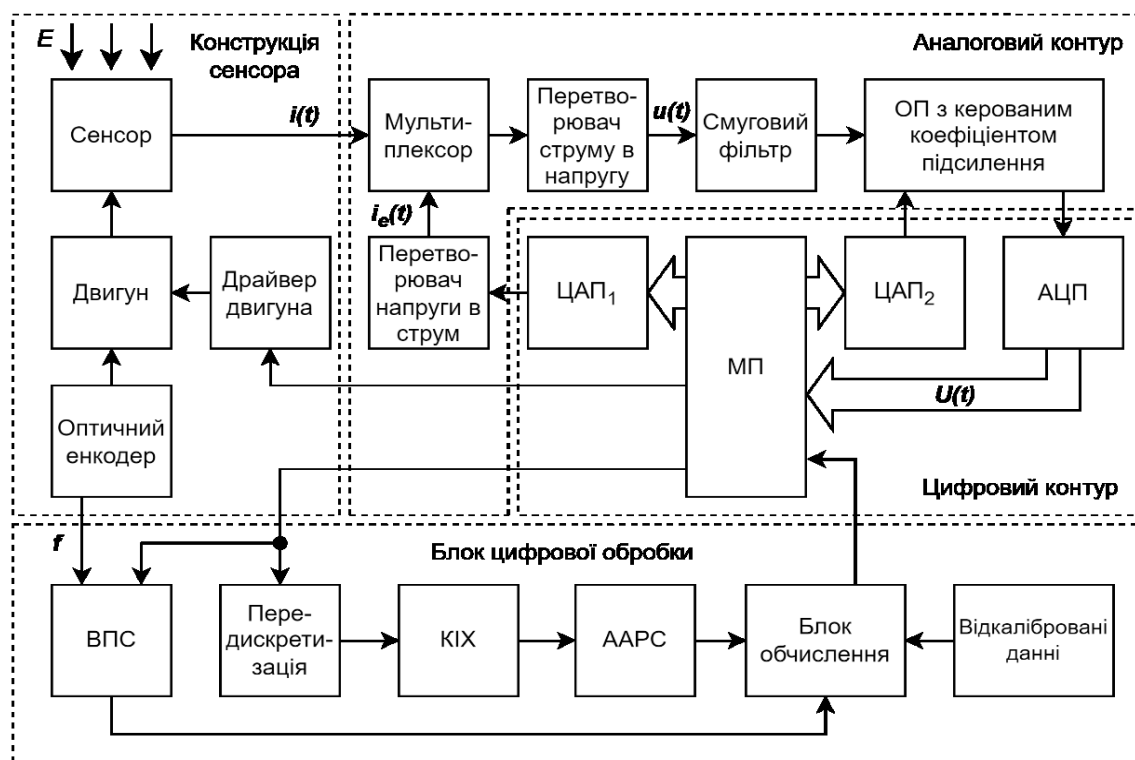


Рисунок 3.1 – Вдосконалена інформаційно-вимірювальна система напруженості електростатичного поля

В загальному, структуру системи вимірювання напруженості електростатичного поля було умовно розділено на три основні частини: конструкція сенсора, аналоговий та цифровий контури. Блок цифрової обробки являє собою алгоритм перетворення сигналу, що є складовою цифрового контуру.

Конструкція сенсора складається з самого сенсора електростатичного флюксиметру, двигуна, драйверу двигуна та оптичного енкодера. Детально будову та конфігурацію сенсора було розглянуто у розділі 2. Обертання екрануючого ротора забезпечується мотором, частота обертів якого керується мікропроцесором (МП) використовуючи для цього драйвер двигуна. Оскільки від частоти обертів двигуна залежить точність визначення напруженості електричного поля (1.19), в системі присутній оптичний енкодер, який визначає кут повороту пластини та встановлює точне значення частоти обертів двигуна. Після отримання даних про частоту обертів та положення двигуна МП здатен до корекції частоти, керуючи

драйвером двигуна, виконуючи роль пропорційно-інтегрально-диференціального (ПІД) контролера. Отримані дані про положення ротора допомагають визначити знак вимірювальної напруги, а отримане значення частоти обертів двигуна нівелює похибки пов'язані з дрейфом цього параметру [81].

Аналоговий контур складається з мультиплексору, перетворювача струму в напругу, перетворювача напруги в струм, смугового фільтру та операційного підсилювача з керованим коефіцієнтом посилення. Структура аналогового контуру передбачає функціонування схеми в одному з двох режимів роботи: вимірювання або калібрування, що забезпечується застосуванням в структурі мультиплексора.

У режимі вимірювання сигнал отриманий з сенсору потрапляє до вимірювального контуру, який перетворює струм отриманий з сенсору в напругу за рахунок використання трансімпедансного перетворювача. Далі сигнал фільтрується смуговим фільтром для виділення корисного сигналу та пригнічення шумів схеми. Останнім кроком перед оцифруванням сигнал посилюється та зміщується відповідно вхідним параметрам АЦП. Перед тим як зчитувати дані з аналогового блоку МП корегує коефіцієнт посилення ОП з керованим коефіцієнтом посилення за допомогою ЦАП₂ для досягнення потрібної точності вимірювання. В такому випадку, усі вимірювані сигнали перед перетворенням АЦП максимально наближався до його верхньої межі вимірювання. Це дасть змогу зменшити вплив ефектів квантування АЦП, забезпечить збільшення співвідношення сигнал-шум на вході АЦП та отримати кращу лінійність вимірювального каналу [135].

У режимі калібрування мультиплексор комутує контур який подає тестовий сигнал зі змінною амплітудою до вимірювального каскаду. Сигнал формується мікропроцесором та подає на ЦАП₁ відповідну послідовність коду, яка відповідає формі реального сигналу та має відповідну частоту сигналу. Тестовий сигнал лінійно змінює свою амплітуду, що дає можливість зафіксувати всі нелінійності вимірювального каскаду та записати результати калібрування до пам'яті мікропроцесора. В подальшому дані отримані під час калібрування будуть враховані при обчисленні напруженості електростатичного поля з метою компенсації систематичної похибки вимірювання.

Цифровий контур складається з мікропроцесора, аналого-цифрового перетворювача та двох цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП). Мікропроцесор відповідає за синхронізацію всіх частин схеми, проведення процедури калібрування аналогового контуру та обрахунку, збереження та передачі результатів вимірювання.

Було встановлено, що основну інструментальну похибку в результат вимірювання вносить шум викликаний аналоговим контуром схеми. Для встановлення чисельного значення величини похибки аналогового контуру схеми було розглянуто схемо-технічну будову кожного його елементу та запропоновано методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру.

1.1.1 Еквівалентна схема сенсора електростатичного флюксиметру

Ротаційний метод вимірювання напруженості електростатичного поля передбачає модуляцію постійного електричного поля, перетворюючи його з постійного на змінне за рахунок почергового експонування та екранування сенсорних пластин. Отриманий з сенсору струм поступає на вхід диференційного трансімпедансного підсилювача. На рис. 3.2 представлена еквівалентна структурна схема підключення сенсору електростатичного флюксиметру до входу диференційного ТП: C_{sence} – власна ємність, яка виникає між пластинами вимірювача напруженості електричного поля; C_{in} – вхідна ємність вимірювальної схеми; R_{air} – опір повітря; R_{in} – вхідний опір вимірювальної схеми; E_{in} – джерело напруги, викликане дією напруженості електричного поля E .

Під дією електричної напруженості E на експонованій сенсорній пластині, яка є частиною конденсатора C_{sence} , з площею S_0 буде індукуватися заряд величина якого розраховується за формулою (1.7). Заземлена пластина поперемінно екранує і експонує дві пари вимірювальних пластин, підключених до входів диференціального трансімпедансного підсилювача. Відповідно, у пластинах змінюється індукований заряд, що викликає зміну струму у вхідному резисторі R_{in} , який позначає загальний опір двох входів диференціального ТП. За період

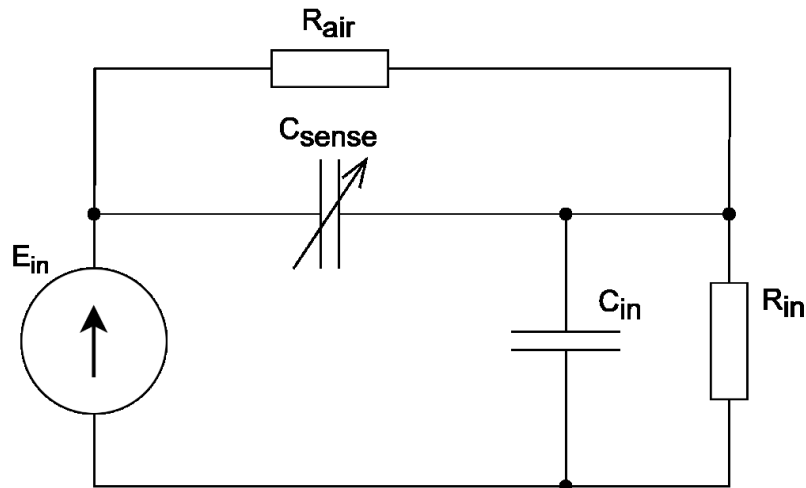


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема сенсору електростатичного флюксиметру

обертання T заземленої пластини струм змінить свій напрямок n разів, де n – кількість секторів сенсорної пластини. Таким чином, ротаційний метод вимірювання напруженості ЕП дозволяє виконування з частотою n/T , що на кілька порядків може перевищувати швидкодію вимірювань статичними методами.

3.1.2 Електрична схема перетворювача струму у напругу

Найбільш розповсюдженою схемою для реалізації вимірювального перетворювача є схема трансімпедансного перетворювача (ТП), її структурну схему показано на рис. 3.3.

Коефіцієнт перетворення струму в напругу даної схеми базується на законі Ома. Вхідний струм протікаючи через резистор, що знаходиться у від'ємному зворотному зв'язку викликає падіння напруги яке допомогою наступної формули:

$$K_{TP} = \frac{E_{out}}{I_p} = -R_f \quad (1.30)$$

Для зменшення діапазону пропускання частоти в схемі передбачено додатковий ємнісний зворотній зв'язок (конденсатор C_f), який паралельний резистору R_f за допомогою якого встановлюється частота зрізу підсилювача, що описується наступним виразом:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (1.31)$$

На основі схеми представлений на рис. 3.3 ґрунтується більш складна схема диференціального трансімпедансного підсилювача, будова якої представлена на рис. 3.4 [136].

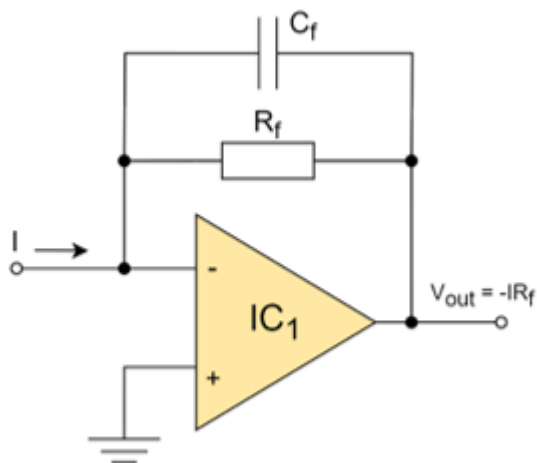


Рисунок 3.3 – Схема трансімпедансного підсилювача з фільтром низьких частот

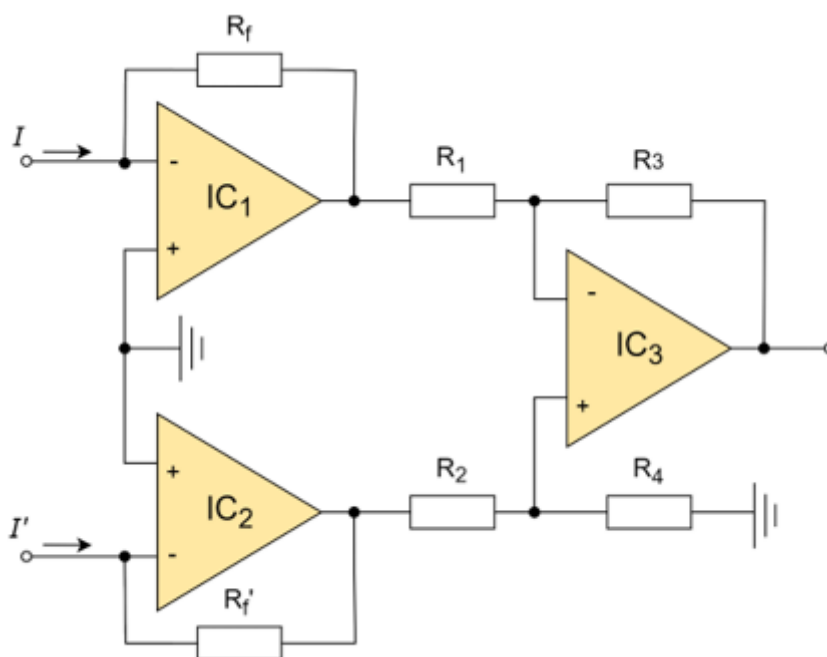


Рисунок 3.4 – Схема диференційного трансімпедансного підсилювача [136]

В основі даної схеми лежать дві схеми ТП, які перетворюють струми з групи пластин А та Б відповідно. Так само як і для схеми ТП, коефіцієнт перетворення

струму в напругу буде рівний падінню напруги на опорі зворотного зв'язку R_f , але оскільки конфігурація схеми включає в себе пару схем ТП, для кожного каналу, результуюча напруга буде подвоєна. Коефіцієнт перетворення струму в напругу для схеми диференційного трансімпедансного підсилювача можна знайти з формули:

$$K_{TP1} = -2R_f. \quad (1.32)$$

Виходи обох ТП з'єднуються зі входами диференційного підсилювача, який посилює різницю напруги між двома входами і зменшує величину синфазної напруги. Вхідні сигнали зазвичай надходять від джерел з низьким опором, оскільки вхідний опір цієї схеми визначається резистивною мережею. За умови рівності резисторів $R_1=R_2$ та $R_3=R_4$, коефіцієнт підсилення даної схеми можна розрахувати як:

$$K_{DIF} = R_3 / R_1. \quad (1.33)$$

Ще одною перевагою диференційних підсилювачів є здатність зменшувати синфазний сигнал, яка відома як коефіцієнт відхилення синфазного сигналу (КВСС) (англ. Common-mode rejection ratio, CMRR). На значення CMRR сильно впливає різниця номіналі резисторів, тому для покращення даного параметра слід застосовувати прецензійні резистори. Так само, варто уникати розміщення ємнісних навантажень безпосередньо на виході підсилювача, щоб мінімізувати проблеми зі стійкістю. Додаткова фільтрація може бути виконана шляхом додавання конденсаторів паралельно R_3 та R_4 . При використанні резисторів великого номіналу, фільтрація також покращить стійкість схеми.

3.1.3 Електрична схема смугового фільтра

Для зменшення впливу шуму на результати вимірів застосовують фільтрацію. Оскільки інформативний сигнал знаходиться на одній конкретній частоті (а саме $n\omega$) доцільно використовувати смуговий фільтр. Застосування смугового фільтра зменшить частотну смугу шуму NBW на виході ТП, тим самим в рази зменшить вплив всіх шумових складових. Типовою схемою для ЕФ є фільтр

з багатопетлевим негативним зворотнім зв'язком, схема якого представлена на рис. 3.5.

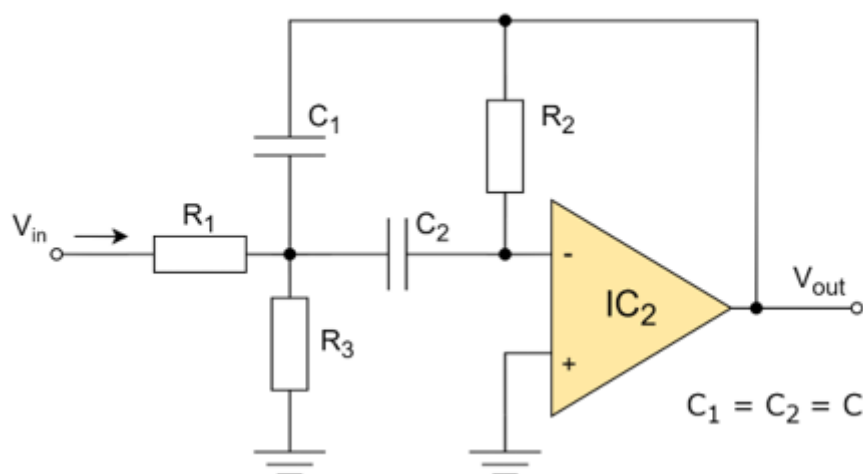


Рисунок 3.5 – Схема смугового фільтра нижніх частот з багатопетлевим негативним зворотнім зв'язком

Особливістю даної схеми фільтра є можливість регулювання резонансної частоти, яка визначається наступною формулою:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (1.34)$$

Окрім фільтрації дана схема передбачає посилення сигналу в області резонансної частоти на величину:

$$K_F = \frac{R_2}{2R_1} \quad (1.35)$$

Добротність Q схеми впливає на швидкість спадання фронтів, розраховується за допомогою наступного виразу:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \pi R_2 C f_r \quad (1.36)$$

З представлених співвідношень видно, що резонансна частота (1.34), коефіцієнт передачі (1.35) та добротність (1.36) смугового фільтра можуть вибиратися довільно. Ще однією перевагою є те, що дана схема не схильна до генерації флуктуацій на резонансній частоті при неточно розрахованих параметрах.

3.1.4 Електрична схема підсилювача з цифровим керуванням коефіцієнту підсилення

Схема підсилювача з цифровим керуванням коефіцієнту підсилення призначена для узгодження рівня корисного сигналу з вхідним рівнем АЦП та являє собою окрему структуру, реалізація якої не має єдиного рішення. Розрахунок параметрів даної схеми є комплексною задачею та вирішується відповідно до наявних в ній елементів.

Основною задачею схеми підсилювача з цифровим керуванням коефіцієнту підсилення є підсилення вхідного сигналу відповідно до встановлених параметрів схеми. Зазвичай керування підсиленням відбувається в залежності від рівня напруги або відповідного коду, який встановлюється на контактах інтегральної мікросхеми. Додатково схема підсилювача може надати сигналу зміщення відносно прийнятого в схемі рівня землі, що забезпечує узгодження рівнів сигналу з вхідними рівнями АЦП.

З метою спрощення розгляду загального рівняння перетворення сигналу було розглянуто будову мікросхеми фірми Analog Devices серій AD605 (рис. 3.6), яка працює в широкому діапазоні частот та має мінімальні параметри шуму.

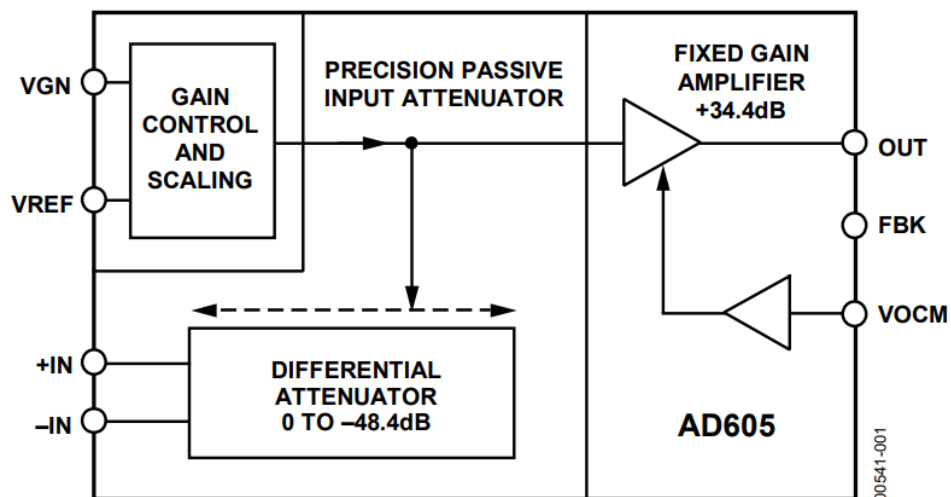


Рисунок 3.6 – Функціональна схема одного каскаду AD605

Мікросхема AD605 в своєму складі має прецизійний пасивний атенюатор, аналогове управління підсиленням (VGA – Variable Gain Amplifier (підсилювач зі

змінним коефіцієнтом підсилення)), керування зміщенням рівня вихідного сигналу (вивід V_{OCM}), та можливість вибору діапазону регулювання підсиленням (вивід F_{BK}). Даний підсилювач має зручне налаштування коефіцієнта підсилення K_N , що може бути описано формулою [137]:

$$K_N = (K_{GS} \cdot V_{Gain} - (19dB - 14dB \cdot (FB))), \quad (1.37)$$

де, K_{GS} – коефіцієнт крутизни підсилення, який задається опорною напругою на вході V_{Ref} , V_{Gain} – напруга, яка керує коефіцієнтом підсилення; FB – коефіцієнт, який демонструє наявність зворотного зв'язку. Коли зворотній зв'язок присутній $FB = 0$ і відповідно $FB = 1$ коли його нема.

Мікросхема AD605 має в своєму складі два незалежні каскади підсилення, кожен з яких може забезпечити підсилення в 48дБ. На рис. 3.7 запропоновано двокаскадну схему підсилювача зі змінним коефіцієнтом підсилення реалізовану на мікросхемі AD605.

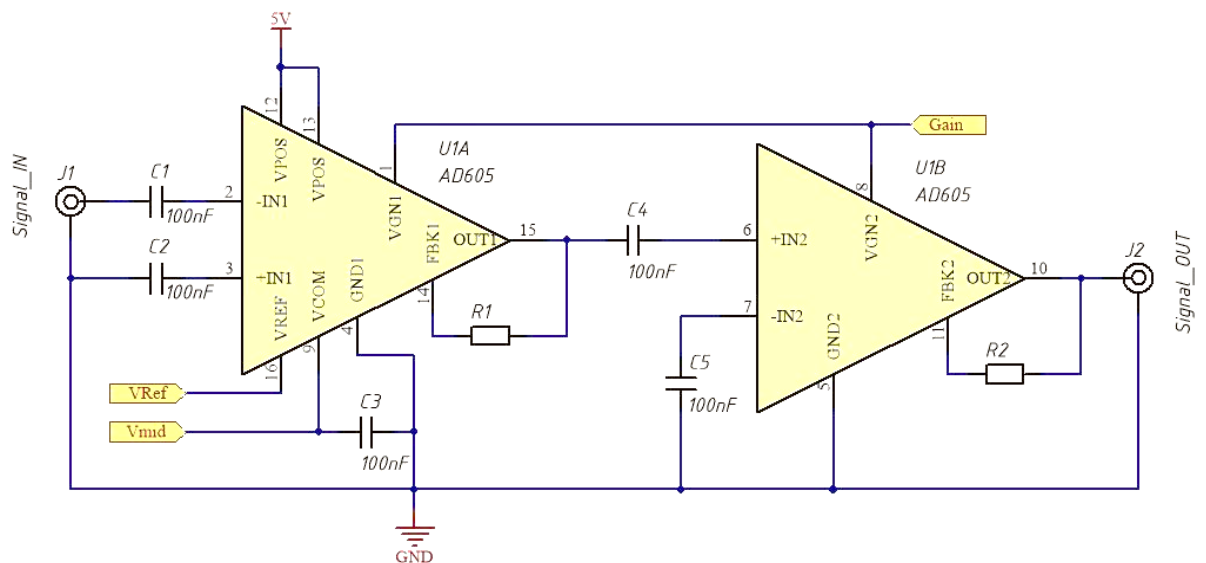


Рисунок 3.7 – Двокаскадна схема підсилювача зі змінним коефіцієнтом підсилення

Напругою на виводах $Gain$ та V_{Ref} задається коефіцієнт підсилення. Вивід V_{mid} задає напругу зміщення на виході, що зручно використовувати при узгодженні каскаду підсилювачів зі входом АЦП. Структура мікросхеми дає можливість змінювати коефіцієнт підсилення K_N в діапазоні від -28dB до 68.8dB, що робить можливим використовувати її як в якості підсилювача так і атенюатора.

3.2 Вдосконалення схеми перетворення струму в напругу

Основна складова інструментальної похибки електростатичного флюксиметру виникає на етапі перетворення струму з сенсора в напругу, оскільки при значеннях напруженості поля до 1кВ/м , струм отриманий з сенсора не перевищує сотень наноампер. Для мінімізації інструментальної похибки вимірювання було запропоновано використання схеми незаземленого диференційного трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги.

Прийнято, що схема диференційного трансімпедансного підсилювача (рис. 3.4) буде мати робочу назву ТП1, а схема незаземленого диференційного трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги [136] (рис. 3.8) – ТП2. Схема ТП1 складається з двох складових: ТП (рис. 3.3) та диференційного підсилювача, а схема ТП2 складається з незаземленого вимірювача струму з низьким падінням напруги та диференційного підсилювача.

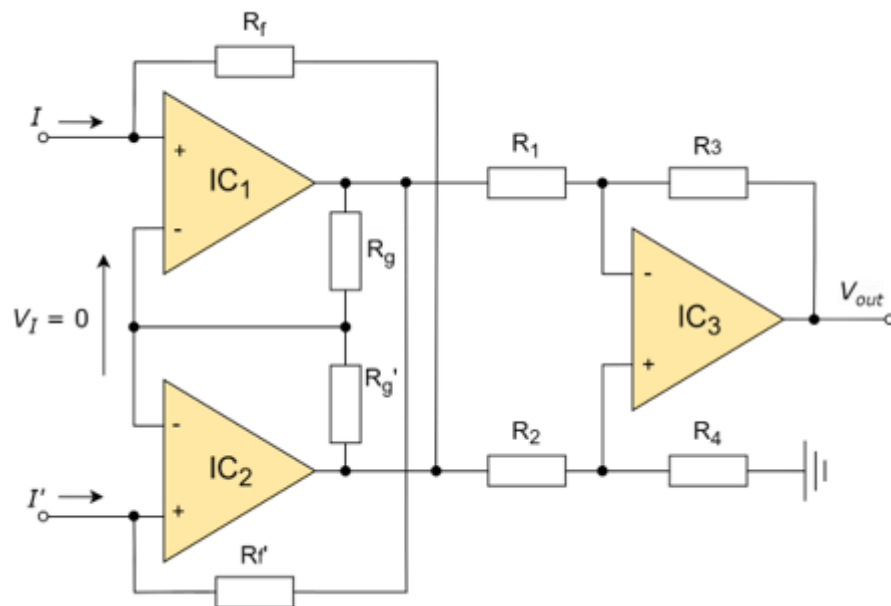


Рисунок 3.8 – Схеми диференційного трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги

Оскільки для схем ТП1 та ТП2 спільним елементом є диференційний підсилювач, його будова буде розглянута останньою.

В свою чергу, ТП2 реалізується на основі схеми електрометричного віднімача, резистори зворотного зв'язку якого включені у протилежні ланцюги зворотного зв'язку. Коефіцієнт підсилення даної схеми буде відрізнятися від ТП1 тільки знаком, оскільки корисний сигнал подається на неінвертуючі входи [136]:

$$K_{TP2} = 2R_f. \quad (1.38)$$

Також варто відмітити, що завдяки наявності у ТП2 зворотного зв'язку через резистори R_g і R_g' , потенціал на неінвертуючих входах схеми стає рівним значенню інвертуючих входів, які в свою чергу з'єднанні між собою. Як наслідок, різниця потенціалів між входами двох ОП зводиться до нуля. Така конфігурація майже повністю нівелює вихідний зсув напруги викликане різницею параметрів ОП.

Порівнюючи вирази (1.32) та (1.38), можна побачити, що ТП1 та ТП2 мають рівні за величиною, але протилежні за знаком коефіцієнти підсилення. Однак вони принципово відрізняються топологією введення, що спричиняє різницю в їх стійкості, рівню загального шуму та ін.

1.1.1 Критерії вибору оптимальних операційних підсилювачів для побудови схем трансімпедансних підсилювачів

Для дослідження схем, попередньо потрібно було обрати ряд ОП, які найбільше підходять за визначеними критеріями. Таким чином постала необхідність в обґрунтуванні та аналізі критеріїв вибору оптимальних ОП для побудови схеми ТП [136].

Для аналізу характеристик ТП було використано програмне забезпечення LTspice компанії Analog Devices, що являє собою універсальний засіб для проектування та створення електричних схем з інтегрованим симулятором змішаного моделювання. Даний симулятор дозволяє проводити спектральний аналіз шумових характеристик у вибраній точці схеми, а також вимірювати шумові характеристики, наведено до входу.

Струм зміщення (I_{bias}) є проблемою ОП, оскільки він протікає через зовнішній опір та створює напругу, яка додає системних помилок. Це струм витоку, який

виникає на обох входах. Залежно від типу вхідного транзистора, струм зміщення може надходити або виходити з вхідних клем. Струм зміщення ОП є особливо важливим параметром під час вимірювання, оскільки величина I_{bias} зменшує подачу струму шини, який необхідно виміряти, тим самим викликаючи систематичну похибку вимірювання. Для задачі вимірювання малих струмів I_{bias} повинен бути якомога меншим. Оскільки за великих значень резистора зворотного зв'язку, у схемі ТП, зсув напруги на виході може чисельно перевищувати верхню або нижню межу живлення, що в свою чергу призведе до повної втрати корисного сигналу.

Шум напруги (e_n) є флуктуацією напруги, яка має багато складових, з яких варто виділити дві основні: флікер-шум та широкосмуговий шум (або білий шум). Флікер шум зазвичай починається від кутової частоти ($1/f$), яка здебільшого складає 1 кГц та лінійно збільшується при русі в діапазон низьких частот з крутизною 3 дБ. Відповідно широкосмуговий шум знаходиться праворуч від кутової частоти та рівномірно розподіляється по всьому високочастотному діапазоні.

Шум струму (i_n) відрізняється набагато ширшим діапазоном значень, ніж шум напруги, в залежності від вхідної структури ОП. Даний параметр не завжди вказується в таблицях специфікацій, але він може бути розрахований, як звичайний шум Шотткі (або дробовий шум), який викликаний струмом зміщення. Схематично шум струму можна представити як джерело шуму між інвертуючим і неінвертуючим входами. Щільність шуму вхідного струму (i_n) найчастіше вказується в таблиці специфікацій підсилювача в одиницях $\text{fA} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$. Оскільки при вимірюванні малих струмів, схеми ТП будуть мати дуже великий за номіналом резистор зворотного зв'язку, параметр шуму струму буде мати домінуючий характер.

Частота, яка є межею між кінцем флікер-шуму та початком широкосмугового шуму, відома як кутова частота ($1/f$) і є показником якості ОП. Кутові частоти $1/f$ не обов'язково однакові для шуму напруги та шуму струму конкретного підсилювача. Загалом, ОП із зворотним зв'язком по струму може мати три кути $1/f$: для шуму напруги, шуму інвертованого вхідного струму та його неінвертуючий шум вхідного струму. При вимірюваннях у діапазоні низьких частот флікер-шум є

визначальною складовою загального рівня шуму, тому чим нижча частота $1/f$, тим краще.

Вхідна напруга зміщення (V_{OS}) визначається як напруга, яка повинна бути прикладена між двома вхідними клемми ОП, для того щоб отримати нуль вольт на виході. Параметр вхідної напруги зміщення символічно представлений джерелом напруги, який є послідовним з позитивним або негативним входами підсилювача. Параметр V_{OS} вважається помилкою постійного струму і присутній з моменту подачі живлення до його вимкнення, з вхідним сигналом або без нього. Це відбувається під час зміщення ОП, і його вплив можна лише зменшити, а не усунути.

Причина виникнення V_{OS} добре відома, здебільшого це пов'язано з властивою невідповідністю вхідних транзисторів і компонентів під час виготовлення кремнієвої матриці. Невідповідність струмів зміщення призводить до різниці напруги на вхідних клеммах ОП. Параметр V_{OS} було зменшено завдяки сучасним виробничим процесам, які дозволили покращити відповідність вхідних транзисторів.

Швидкість наростання (Slew rate) – це швидкість зміни вихідної напруги, спричинена ступінчастою зміною сигналу на вході ОП. Він вимірюється як зміна напруги за певний час (одиниці вимірювання В/мкс або В/мс). Показники зміни швидкості наростання залежать від типу використовуваного ОП. Для вхідних каскадів з високим коефіцієнтом підсилення існує ймовірність того, що сигнали можуть насичуватися, змушуючи підсилювач діяти як джерело постійного струму. Коли це відбувається, швидкість зміни вихідного сигналу підсилювача сильно обмежена. Швидкість наростання визначається характеристиками та внутрішньою будовою мікросхеми ОП, тому при проектуванні нових схем варто враховувати даний параметр.

Підсилення постійного струму за розімкненим контуром (A_{VOL}) – це власний коефіцієнт підсилення підсилювача без замкнутого контуру зворотного зв'язку. Коефіцієнт підсилення у відкритому контурі не є точно контрольованою специфікацією. Він має відносно великий діапазон і в більшості випадків буде

наведений в специфікаціях як типове значення. Даний параметр є дуже важливим при розрахунках, адже від його величини залежить посилення сигналу та посилення шуму. Класичний вираз для розрахунку коефіцієнту підсилення замкнутого підсилювача передбачає підсилення розімкненого контуру:

$$G = \frac{N_G}{1 + \frac{N_G}{A_{VOL}}}, \quad (1.39)$$

де G – це фактичний коефіцієнт підсилення ОП, N_G – коефіцієнт підсилення шуму, а A_{VOL} – коефіцієнт підсилення розімкненого контуру підсилювача. З виразу (1.39) можна зробити висновок, що при малому значенні A_{VOL} коефіцієнт підсилення замкнутого контуру буде меншим за коефіцієнт посилення шуму, відповідно співвідношення сигнал/шум (SNR) погіршиться. Тому, для покращення значення SNR необхідно обирати ОП з дуже високим коефіцієнтом підсилення розімкненого контуру.

Вхідний опір (R_{IN}) ОП є важливим фактором у проектуванні будь-якої схеми, так само як і вихідний опір (R_{OUT}). Параметр R_{IN} визначає рівень зниження вхідної напруги за рахунок утворення подільника напруги. В свою чергу, параметр R_{OUT} визначає падіння напруги в самому ОП, що викликає розсіювання потужності. Великий опір обмежує вихідну потужність ОП, а при включенні на виході неузгодженого навантаження слугує подільником напруги. При проектуванні схем чутливих до малих струмів важливо щоб значення R_{IN} було якомога більшим, щоб мінімізувати стікання струму на землю. А значення R_{OUT} якомога меншим, щоб зменшити похибки, викликані температурним дрейфом та втратами амплітуди між каскадами.

3.2.2 Аналіз критеріїв вибору оптимальних операційних підсилювачів для побудови схем трансімпедансних підсилювачів

Визначено наступні критерії вибору ОП та їх пріоритетність за ступенем впливу на чутливість схеми ТП, перелік компонентів ОП та їх характеристики наведено у табл.3.1:

Таблиця 3.1 – Перелік компонентів та їх шумові характеристики

| № | Назва компоненту | A_{voL} [dB] | Slew Rate [V/μs] | V_{os} [μV] | e_n [nV/Hz ^{1/2}] | e_{nk} [Hz] | i_n [fA/Hz ^{1/2}] | i_{nk} [Hz] | R_{IN} [Ω] | R_O [Ω] | I_{bias} [pA] |
|---|------------------|-------------------|---------------------|------------------|----------------------------------|------------------|----------------------------------|------------------|--------------|--------------|--------------------|
| 1 | LTC6268-10 | 106 | 1000 | 200 | 4 | 1M | 7 | 100k | 1T | 100 | 0,03 |
| 2 | MAX9636 | 130 | 0,9 | 300 | 38 | 1k | 0.9 | 10 | 500M | 1k | 0,1 |
| 3 | MAX40110 | 120 | 7 | 30 | 12.7 | 10k | 1.2 | 10k | 1T | 500 | 1 |
| 4 | OPA381 | 135 | 12 | 7 | 10 | 1M | 20 | 10k | 10T | 1k | 3 |
| 5 | TLE2037A-Q1 | 105,6 | 2,8 | 10 | 2.5 | 1k | 800 | 1k | 500M | 50 | 15k |
| 6 | LMP7731 | 130 | 2,4 | 9 | 3 | 1k | 1100 | 1k | 151M | 1k | 30k |
| 7 | AD797 | 86 | 20 | 10 | 0.9 | 1k | 2000 | 1k | 100M | 0.3m | 80k |

1. Для побудови чутливої схеми ТП основним параметром ОП було визначено струм зміщення (I_{bias}), оскільки він має дуже широкий діапазон значень серед різних ОП, і саме він визначає мінімальний струм який може сприйняти підсилювач;

2. Другим за пріоритетом було обрано параметр шуму струму (i_n), адже саме він буде основною складовою загального шуму, оскільки набуде того самого підсилення, що і корисний сигнал. Тому, при виборі мікросхеми було надано перевагу ОП з мінімальним параметром i_n та мінімальним параметром кутової частоти i_{nk} ;

3. Для мінімізації різниці підсилення сигналу та шуму, було прийнято обирати мікросхеми з великим значенням параметру A_{VOL} , великим вхідним опором R_{IN} та малим вихідним опором R_{OUT} ;

4. Оскільки схема ТП передбачає великий коефіцієнт посилення, особливу увагу приділялося параметру швидкості наростання (*Slew rate*), так як

невідповідність крутизни вихідного сигналу та швидкості наростання призведе до його спотворення;

5. Параметри зміщення вхідної напруги V_{OS} та шуму напруги e_n не є визначальними для даної схеми, але також є складовими похибок вимірювання, тому значення даних параметрів також має бути мінімальним.

На основі обґрунтованих критеріїв та проведеного аналізу було обрано ряд ОП різних моделей, наведених у табл.3.1, для побудови схем ТП та проведення комп'ютерних моделювань.

3.2.3 Комп'ютерне моделювання параметрів шумів схем в частотному діапазоні

Наступним етапом дослідження було проведення комп'ютерних моделювань фактичного коефіцієнта підсилення для обох схем ТП. В даному розділі представлено отримані результати моделювань параметрів шумів схем в частотному діапазоні.

Для аналізу схем було встановлено оптимальні параметри підсилення, адже при встановленні великого опору в зворотній зв'язок деякі з підсилювачів втрачали стійкість і переходили у режим самозбудження в якому вони генерували високочастотні флуктуації.

Параметр загального шуму було виміряно як середньоквадратичний рівень шуму в діапазоні від 10 Hz до 10 MHz. Вимірювання були проведені без використання фільтрації для розрахунку власних шумів схем. На рис. 3.9 представлено приклад графіку розподілу щільності шуму e_n (в одиницях $V/Hz^{1/2}$) від частоти f (у Hz) для мікросхеми MAX9636 [136].

Для перевірки завадостійкості схеми було проведено комп'ютерне моделювання, в якому сигнал амплітудою 10pA перетворено в напругу з коефіцієнтом підсилення 10^{10} разів. Отримані значення амплітуди сигналу (Amp), середньоквадратичне значення шуму ($Noise$) та їх співвідношення сигнал/шум (SNR) виражені в децибелах для обох схем у відповідності до змодельованого компонента, наведено в табл. 3.2 [136].

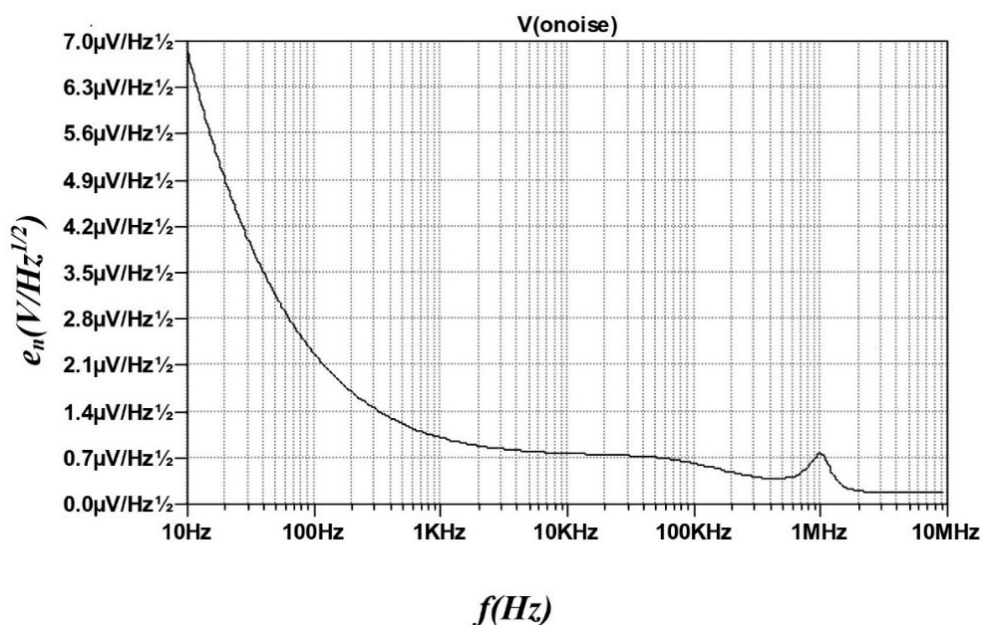


Рисунок 3.9 – Приклад графіку шумової характеристики для мікросхеми MAX9636 [136]

Таблиця 3.2 – Результати моделювання схем ТП1 та ТП2

| I = 10 pA | | ТП 1 | | | ТП 2 | | |
|-----------|------------------|----------|------------|----------|----------|------------|----------|
| № | Назва компоненту | Amp [mV] | Noise [mV] | SNR [dB] | Amp [mV] | Noise [mV] | SNR [dB] |
| 1 | LTC6268-10 | 99,5 | 2,1375 | 33,36 | 99,6 | 2,14 | 33,36 |
| 2 | MAX9636 | 99,4 | 1,035 | 39,65 | 99,5 | 0,726 | 42,74 |
| 3 | OPA381 | 99,6 | 3,1868 | 29,9 | 99,7 | 2,58 | 31,74 |
| 4 | MAX40110 | 99,6 | 1,7452 | 35,13 | 99,8 | 0,826 | 41,64 |
| 5 | TLE2037A-Q1 | 99,7 | 1,8518 | 34,62 | 99,7 | 1,75 | 35,11 |
| 6 | LMP7731 | 99,6 | 1,1262 | 38,93 | 99,7 | 0,636 | 43,9 |
| 7 | AD797 | 98,4 | 1,1016 | 39,02 | 98,9 | 0,83 | 41,52 |

За результатами, отриманих під час комп'ютерного моделювання, шумових характеристик, наведених у табл. 3.2, можна стверджувати, що схема ТП2 має кращу завадостійкість, ніж ТП1, а значення SNR в середньому покращилося на 42 %. Найкращий результат було отримано для мікросхеми MAX40110, для якої співвідношення SNR збільшилося на 111,6 %. Окремо варто відмітити мікросхему LMP7731 яка показала найкращі значення SNR серед запропонованих ОП при використанні схеми ТП2 [136].

3.2.4 Комп'ютерне моделювання лінійності коефіцієнту підсилення

Наступна частина дослідження полягала в моделюванні фактичного коефіцієнту підсилення схеми, яка визначалась за рахунок дослідження реакції схеми на різні діапазони вхідних струмів за різних коефіцієнтів підсилення [136].

Для дослідження було проведено вимірювання струму в діапазоні від 1pA до 1uA, адже він найбільш розповсюджений серед діапазону амплітуд с сенсорів ЕФ. Було прийнято рішення поділити даний діапазон струмів на три під діапазони ([1pA; 100pA], [100pA; 10nA], [10nA; 1uA]), для більш детального дослідження характеристик схем ТП. Відповідно для кожного діапазону струмів було підібрано оптимальний коефіцієнтів підсилення (10G, 100M та 1M), таким чином отримана в результаті напруга на виході кожного з під діапазонів співпадала між собою. З метою збереження стійкості схем ТП, коефіцієнт підсилення було рівномірно розподілено між каскадами. Відповідно для кожного під діапазону струмів було обрано наступні характеристики схем [136]:

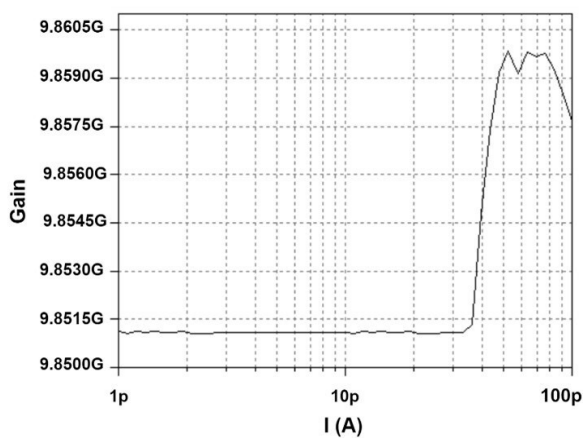
- [1pA; 100pA]: $R_f = 2.5M$; $R_1 = 1k$; $R_3 = 1M$
- [100pA; 10nA]: $R_f = 250k$; $R_1 = 1k$; $R_3 = 100k$
- [10nA; 1uA]: $R_f = 25k$; $R_1 = 1k$; $R_3 = 10k$

На рис. 3.10 показано приклад результатів моделювання мікросхеми LTC6268-10. В результаті моделювання були отриманні графіки залежності значень фактичного підсилення (Gain) від амплітуди струму сигналу $I(A)$, при різних значеннях резистору зворотного зв'язку, які демонструють лінійність підсилення схем ТП [136].

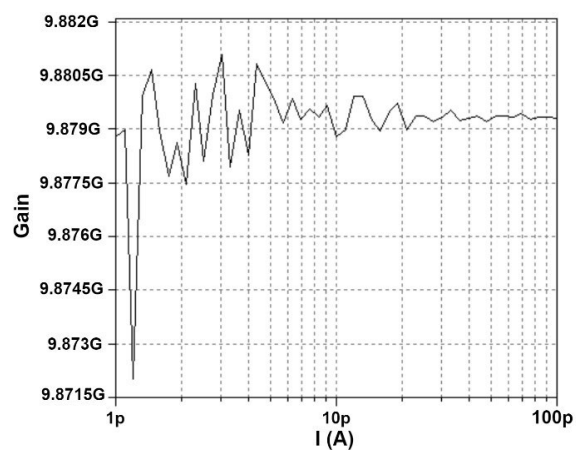
З отриманих графіків залежностей коефіцієнта підсилення від величини вхідного сигналу, при різних значеннях резистору зворотного зв'язку (рис. 3.10), видно, що:

1. Схема ТП1 має певні збурення коефіцієнту підсилення в межах [35pA;100pA] при коефіцієнті 10G (рис. 3.10, а) та в межах [350 pA;8nA] при коефіцієнті 100M (рис. 3.10, в);

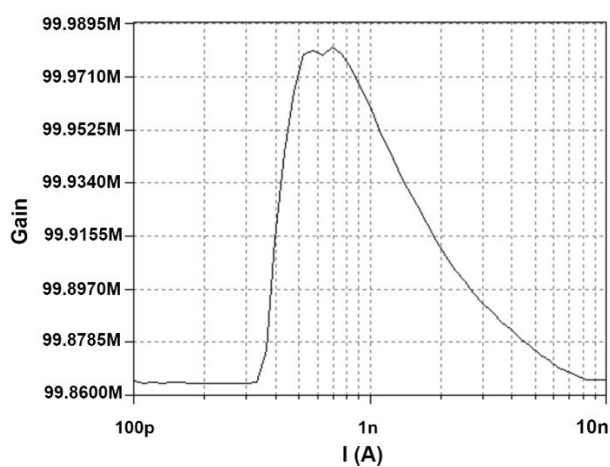
2. Варто відмітити добру лінійність в діапазоні [1pA;35pA] при



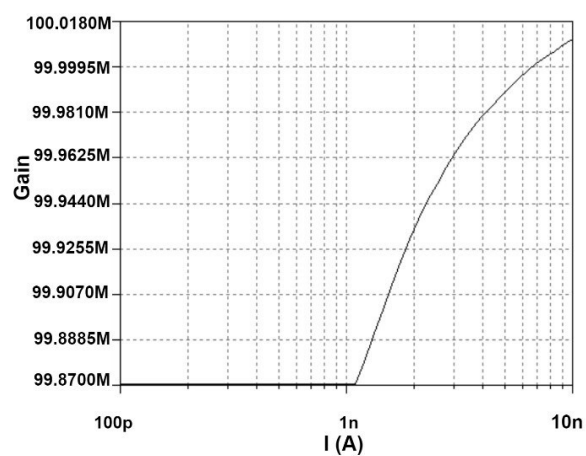
а)



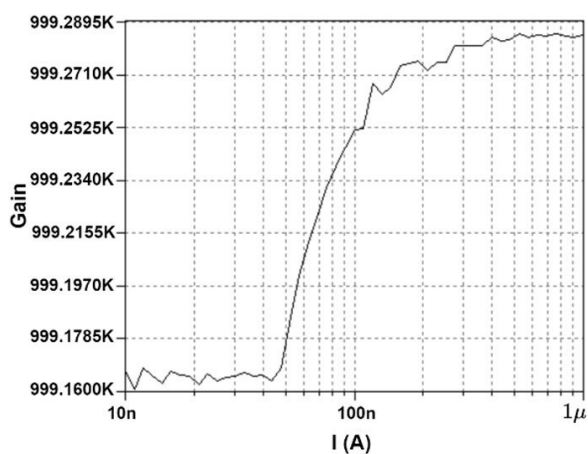
б)



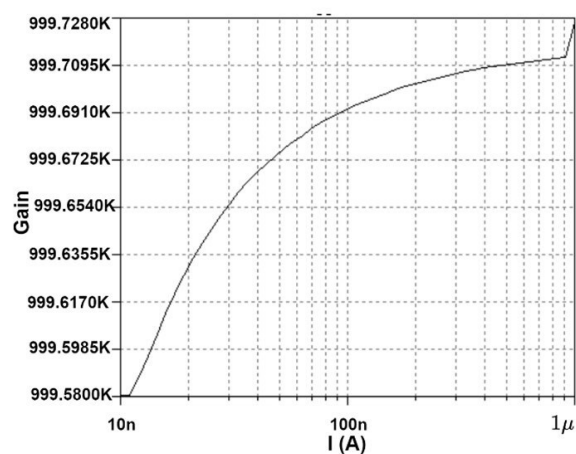
в)



г)



д)



е)

Рисунок 3.10 – Результати комп'ютерного моделювання лінійності коефіцієнту підсилення (Gain) від різних діапазонів входних струмів та за різних коефіцієнтів підсилення [1pA; 100pA], Gain=10G (а, б); [100pA; 10nA], Gain=100M (в, г); [10nA; 1μA], Gain=1M (д, е) [136]

коефіцієнті 10G (рис. 3.10, а);

3. Натомість, схема ТП2 має добру лінійність в широкому діапазоні струмів [100pA; 1uA] (рис. 3.10, г, е), але коефіцієнт підсилення стає нестабільним при малих значеннях струму [1pA; 40pA] та великому коефіцієнті підсилення 10G (рис. 3.10, б).

В результаті аналізу отриманих результатів моделювання лінійності коефіцієнту підсилення від різних діапазонів вхідних струмів ([1pA; 100pA], [100pA; 10nA], [10nA; 1uA]) за різних коефіцієнтів підсилення (10G, 100M та 1M) відповідно, встановлено, що змодельований коефіцієнт підсилення схеми ТП2 ближчий до розрахункового значення, аніж ТП1.

Практичне застосування даних досліджень дозволить підвищити точність нових приладів для вимірювання напруженості електростатичного поля. У порівнянні з існуючою схемою диференціального ТП [116, 138], запропонована схема незаземленого диференціального ТП з нульовим падінням напруги має кращі параметри лінійності (рис. 3.8) та завадостійкості (табл. 3.2). Головною перевагою запропонованої схеми є те, що забезпечується лінійність коефіцієнту підсилення, нівелюється вплив параметрів зміщення операційного підсилювача та зменшується загальний рівень шуму.

На відміну від дослідження [116], в даній роботі для демонстрації ефективності запропонованого ЕФ приведено розрахунок власних шумових характеристик запропонованої схеми незаземленого диференціального ТП з нульовим падінням напруги. Також визначено параметр SNR, за допомогою якого можна розрахувати параметр ефективного значення розрядів (ENOB). На відміну від [138] в дослідженні представлені шумові характеристики запропонованих схем диференційних ТП, які будуть використані для розрахунку загальної похибки ЕФ.

Однією з переваг проведеного дослідження також є обговорення пріоритетності параметрів ОП за ступенем їх впливу на чутливість схеми ТП, що буде корисним при виборі компонентної бази для побудови нових приладів. Однак це дослідження обмежується використанням лише комп'ютерного моделювання та може відрізнятися від реальних. Здебільшого, це обмеження пов'язано з

недосконалістю математичних моделей, які використовує програмне забезпечення.

Проведене дослідження зосереджено на проведені комп'ютерних моделювань запропонованої схеми ТП з метою дослідження параметрів шумів в діапазоні частот (10 Гц–10 МГц) та лінійність коефіцієнту підсилення в залежності від різних діапазонів вхідних струмів. Подальші дослідження мають охоплювати проведення фізичного моделювання запропонованої схеми незаземленого диференціального трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги, для експериментального підтвердження отриманих результатів.

Таким чином, можна стверджувати, що запропонована схема ТП2 має кращі параметри лінійності та завадостійкості на відміну від загальноприйнятої ТП1. Отже, для підвищення точності сенсору ЕФ у нових приладах, ефективним буде використання запропонованої схеми незаземленого диференціального трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги (ТП2).

3.3 Методологія розрахунку значення напруженості електростатичного поля та визначення його похибки вимірювання

3.3.1 Методологія розрахунку інструментальної похибки вимірювання аналогового каскаду інформаційно-вимірювальної системи

Величина шуму підсилювачів на пряму залежить від шумового спектру частот (NBW – Noise Bandwidth), який пропорційний частоті зрізу підсилювача (1.31), знаходиться за формулою:

$$NBW = f_c \cdot K_n \quad (1.40)$$

де K_n - коефіцієнт граничного перетворення, для системи першого порядку він становить $K_n = \pi/2$. Шуми підсилювача можна розбити на три основні групи: струмові шуми (E_{ni}), теплові шуми, що виникає у провідниках (E_{nr}) та шуми викликані флуктуацією напруги (E_{nv}).

З виразу (1.36) отримуємо формулу для розрахунку смуги пропускання фільтра:

$$BW = \frac{f_r}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C} \quad (1.41)$$

Тепловий шум, або ще відомий як шум Джонсона-Найквіста, викликаний хаотичним рухом носіїв заряду у провідниках, знаходиться з наступного виразу:

$$E_{nr} = \sqrt{4kTR_f \cdot NBW} \quad (1.42)$$

де k – стала Больцмана (1.381×10^{-23} Дж/К), T – температура у Кельвінах (при кімнатній температурі в 25°C становить 298 K).

Струмові шуми викликані асиметрією струму споживання вхідного каскаду підсилювача (i_n характеристика підсилювача) та вхідними струмовими шумами сенсора (i_s). В загальному вигляді розраховуються за формулою:

$$E_{ni} = R_f \cdot \sqrt{i_n^2 + i_s^2} \cdot \sqrt{NBW} \quad (1.43)$$

Шуми викликані флуктуацією напруги мають багато складових з яких варто виділити дві основні: $1/f$ шум та широкосмуговий шум або білий шум. Узагальнений графік залежності щільності шуму e_n від частоти f приведений на рис. 3.11. Ліва частина графіка – область $1/f$ -шуму, а з правої частини графіка переважає широкосмуговий шум [81].

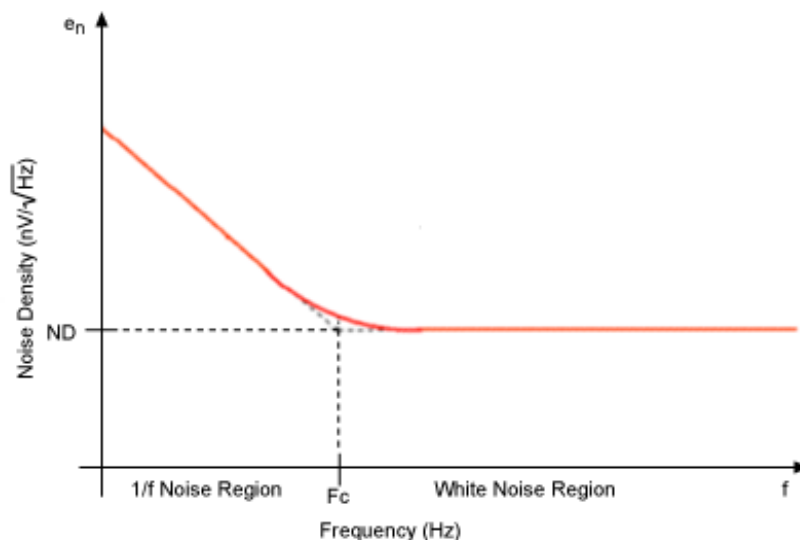


Рисунок 3.11 – Узагальнений вигляд графіка залежності щільності шуму від частоти

Флікер-шум або $1/f$ -шум - це низькочастотний шум, щільність якого обернено

пропорційна частоті. Загальне співвідношення, яке описує величину шуму напруги або струму в області $1/f$, має вигляд:

$$E_{1/f} = e_n \cdot \sqrt{f_0} \sqrt{\ln\left(\frac{f_c}{f_L}\right)} \quad (1.44)$$

де, e_n – спектральна щільність шуму (характеристика Операційного підсилювача(ОП)), f_0 – частота початку відліку шкали (типове значення $[0,1;1]$ Hz), f_L – нижня частота з якої починається розрахунок шуму (типове значення 0,1 Hz).

Широкополосний або білий шум характеризується рівномірним розподіленням по всьому частотному діапазоні в якому працює ОП. Розраховується за формулою:

$$E_{BB} = e_n \cdot \sqrt{NBW} \quad (1.45)$$

Тоді загальний шум флуктуації напруги визначається як скалярний добуток виразів (1.44) та (1.45):

$$E_{nv} = \sqrt{E_{1/f}^2 + E_{BB}^2} \quad (1.46)$$

Середньоквадратичне відхилення σ результуючої величини шуму на виході підсилювача розраховується як скалярний добуток всіх трьох складових (1.42), (1.43) та (1.46):

$$\sigma = \sqrt{E_{ni}^2 + E_{nr}^2 + E_{nv}^2} \quad (1.47)$$

Використовуючи правило трьох сігм практично всі значення нормального Гаусівського розподілу знаходяться в інтервалі $[x \pm 3\sigma]$, тому пікова напруга шуму, з вірогідністю 99,7%, складає :

$$E_{npp} = 6\sigma \quad (1.48)$$

Приведена методологія розрахунку шумів аналогового контуру допоможе встановити оптимальні параметри ОП на які варто звернути увагу при виборі його комплектуючих.

3.3.2 Вплив похибки квантування на загальний результат вимірювання

Ефективність АЦП насамперед характеризується його смугою пропускання

та відношенням сигнал/шум (SNR). Пропускна здатність АЦП характеризується насамперед його частотою дискретизації. На значення SNR АЦП впливає багато факторів, зокрема роздільна здатність, лінійність і точність. Наявність помилки квантування обмежує SNR навіть ідеального АЦП. За умови, що SNR АЦП буде рівний значенню SNR вхідного сигналу, загальний рівень сигналу після АЦП зменшиться на 3dB. У випадку коли SNR АЦП значно перевищує значення SNR вхідного сигналу, тоді впливом помилки квантування можна знехтувати, що призведе до практично ідеального цифрового представлення теоремою дискретизації Найквіста–Шеннона.

Для розрахунку оптимальних параметрів АЦП, потрібно розрахувати співвідношення сигнал/шум на виході схеми підсилювачів. Знаючи інформацію про амплітуду вхідного сигналу та величину шуму можна обчислити відношення SNR на вході АЦП, використовуючи наступну формулу:

$$SNR = 20 \log\left(\frac{A_s}{A_n}\right), \quad (1.49)$$

де A_s – середньоквадратичне значення амплітуди інформаційного сигналу, A_n – середньоквадратичне значення загального шуму.

Середньоквадратичне значення амплітуди інформаційного сигналу на вході АЦП можна знайти з наступного рівняння:

$$A_s = \frac{i(0) \cdot K_{TP} \cdot K_{DIF} \cdot K_F \cdot K_N}{\sqrt{2}}, \quad (1.50)$$

де, $i(0)$ – амплітуда струму отриманого з сенсору (1.19); K_{TP} – коефіцієнту трансформації (1.38); K_{DIF} – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача (1.33); K_{DIF} – коефіцієнт підсилення смугового фільтра (1.35); K_N – змінний коефіцієнт підсилення ОП з керованим коефіцієнтом підсилення (1.37).

Середньоквадратичне значення шуму буде складатися з скалярного добутку шуму сенсора та власних шумів підсилювачів. Прийнявши частотну смугу шуму рівній частотній смузі пропускання смугового фільтра (1.41) розраховується величина пікової напруги шуму ТП. При проходженні смугового фільтра даний шум збільшиться відповідно до коефіцієнту підсилення, який визначається за

допомогою виразу (1.35). Власними шумами виникаючими в смуговому фільтрі можна знехтувати адже вони значно менші за шуми ТП. Тоді середньоквадратичне значення амплітуди шуму знаходиться з виразу:

$$A_n = E_{n_{pp}} \cdot K_{DIF} \cdot K_F \cdot K_N \quad (1.51)$$

Знаючи величину SNR (1.49), можна розрахувати ефективну кількість бітів (ENOB – efficient number of bits), що допоможе при виборі оптимального за характеристиками АЦП. Це співвідношення описується наступним виразом:

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76}{6.02} \quad (1.52)$$

За можливості слід використовувати передискретизацію, щоб зменшити значення критерія ENOB. Зменшення ENOB на n -біт досягається за рахунок зменшення частоти дискретизації у $4n$ рази більше ніж найвища частота корисного сигналу. Для визначення похибки перетворення сигналу в цифровий код використовують наступний вираз [139]:

$$Error = \frac{1}{2^{ENOB}} \cdot 100\% \quad (1.53)$$

Таким чином, при рівних значеннях SNR як для сигналу з сенсору так і для вхідного діапазону АЦП, значення похибки збільшиться у 1,41 рази, а при кожних додаткових +3dB на рахунок SNR АЦП, дане значення буде зменшуватись вдвічі. Так при різниці між SNR на +12dB, помилка збільшиться всього у 1,03 рази. Тому для мінімізації похибки квантування, SNR АЦП повинен перевищувати значення SNR вхідного сигналу.

При перетворенні аналогової напруги в цифровий код напругу з АЦП розрядністю N біт, відбудеться певна втрата точності вимірювання, обумовлена похибкою квантування. Також, на значення коду буде впливати власний вхідний діапазон напруг АЦП (V_{ref-} та V_{ref+}). Таким чином, рівняння перетворення АЦП можна записати наступним виразом:

$$K_{ADC} = \left\lfloor \frac{2^N}{(V_{ref+} - V_{ref-})} \right\rfloor \quad (1.54)$$

Тоді, враховуючи всі перетворення, які зазнав сигнал з сенсору ЕФ, значення коду $U(t)$ можна визначити за наступною формулою:

$$U(t) = i(t) \cdot K_{TP} \cdot K_{DIF} \cdot K_F \cdot K_N \cdot K_{ADC} \quad (1.55)$$

Отримане значення коду напруги може бути додатково відфільтроване цифровими алгоритмами для збільшення відношення SNR та зменшення значення похибки вимірювання.

3.3.3 Загальне рівняння перетворення напруженості електростатичного поля

Заключним завданням третього розділу є виведення загального рівняння перетворення вхідних вимірювальних параметрів та параметрів схеми вимірювача напруженості електростатичного поля.

Взявши за основу виведену формулу розрахунку значення код напруги (1.55) отриману для запропонованої структури приладу вимірювання напруженості електростатичного поля та рівняння перетворення напруженості електростатичного поля в струм (1.19) для сенсору було отримано наступне рівняння:

$$E = \frac{U(t)}{n\omega\varepsilon_0 S_0 \cos(n\omega t) \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}} \cdot K_{TP}^{-1} \cdot K_{DIF}^{-1} \cdot K_F^{-1} \cdot K_N^{-1} \cdot K_{ADC}^{-1} \quad (1.56)$$

Враховуючи, що більшість параметрів сенсору та коефіцієнтів перетворення при відомій конфігурації та будові приладу являють собою константи, їх можна об'єднати в один коефіцієнт (K), який розраховується з наступного виразу:

$$K = \frac{1}{n\varepsilon_0 S_0 \cdot e^{-hk} \cdot e^{-mn}} \cdot K_{TP}^{-1} \cdot K_{DIF}^{-1} \cdot K_F^{-1} \cdot K_{ADC}^{-1} \quad (1.57)$$

Оскільки для обрахунку напруженості електростатичного поля необхідно знати саме амплітудне значення індукованого струму (A), а його фаза визначає знак поля, було запропоновано наступне спрощення:

$$A = \frac{U(t)}{\cos(n\omega t)} \quad (1.58)$$

Взявши до уваги скорочення представлених у виразах (1.57) та (1.58),

рівняння (1.56) набуде наступного вигляду:

$$E = \frac{A \cdot K}{\omega \cdot K_N} \quad (1.59)$$

Таким чином, отримане рівняння (1.59) має чотири основні складові: амплітудне значення індукованого струму (A); загальний коефіцієнт чутливості схеми приладу (K); кутову частоту обертів двигуна (ω) та коефіцієнт підсилення схеми ОП з керованим коефіцієнтом підсилення (K_N).

Висновки до розділу 3

1. Вдосконалено інформаційно-вимірювальну систему напруженості електростатичного поля за рахунок: заміни блоку амплітудного детектування цифровим алгоритмом амплітудного аналізатора розмаху сигналу; додавання схеми самокалібрування аналогового контуру ІВС; включення блоку підсилення з керованим коефіцієнтом підсилення.
2. Встановлено, що основну інструментальну похибку в результат вимірювання вносить шум викликаний аналоговим контуром схеми. Для встановлення чисельного значення величини похибки аналогового контуру схеми було розглянуто схемо-технічну будову кожного його елементу та запропоновано методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру.
3. Встановлено, що, основна складова інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру виникає при перетворенні струму з сенсору в напругу. Запропоновано використання схеми незаземленого диференційного трансїмпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги в якості вимірювального перетворювача, для зменшення інструментальної похибки вимірювання.
4. Проведено комп'ютерне моделювання параметрів шумів та лінійність коефіцієнтів підсилення типової (ТП1) та запропонованої (ТП2) схем диференційних ТП. Отримані результати шумових характеристик та лінійність коефіцієнту підсилення демонструють, що в порівнянні з типовою

схемою ТП1, вдосконалена схема ТП2 має кращу завадостійкість (значення SNR в середньому покращилося на 42 %) та лінійність (1,07%). Найкращий результат було отримано для мікросхеми MAX40110, для якої співвідношення SNR збільшилося на 111,6 %. Окремо варто відмітити мікросхему LMP7731 яка показала найкращі значення SNR серед запропонованих ОП при використанні схеми ТП2.

5. Розроблено методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання аналогового каскаду інформаційно-вимірювальної системи та оцінено вплив похибки квантування на загальний результат вимірювання. Виведено загальне рівняння перетворення напруженості електростатичного поля.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ВДОСКОНАЛЕНОГО ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО ФЛЮКСИМЕТРУ

Четвертий розділ дисертаційної роботи присвячено проведенню експериментальних досліджень вдосконаленого електростатичного флюксиметру для вимірювання у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м. Метою проведення експериментів було встановлення достовірності проведених досліджень та правильність результатів отриманих під час комп'ютерних моделювань.

4.1 Алгоритм цифрової обробки вимірювальної інформації

Розроблена вдосконалена інформаційно-вимірювальна система напруженості ЕП у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м (рис. 3.1) передбачає, що сигнал отриманий з сенсору після перетворення у напругу та підсилення до вхідного рівня АЦП, буде оцифровано для подальшої обробки. У вдосконаленій ІВС запропоновано виконання більшої частини обробки сигналу цифровим способом. Порівняно з відомими способами аналогової обробки сигналу, запропоноване рішення має ряд переваг:

- Мінімізація аналогового інтерфейсу зменшує загальну вартість виробу та енергоспоживання, що є критичним для автономних систем;
- Зменшення похибок вимірювання, що викликане недосконаlostями аналогових схем та впливу додаткових шумів на результати вимірювань.
- Програмне забезпечення має гнучкий дизайн, що дозволяє легко впроваджувати оновлення для приладів, які знаходяться в експлуатації.

На рис. 4.1 представлено структуру алгоритму пост обробки сигналів, яка використовується для перетворення необроблених даних, отриманих з сенсору ЕФ, у результат каліброваного вимірювання напруженості електростатичного поля.

Запропонований алгоритм є універсальним і може бути виконаний як на

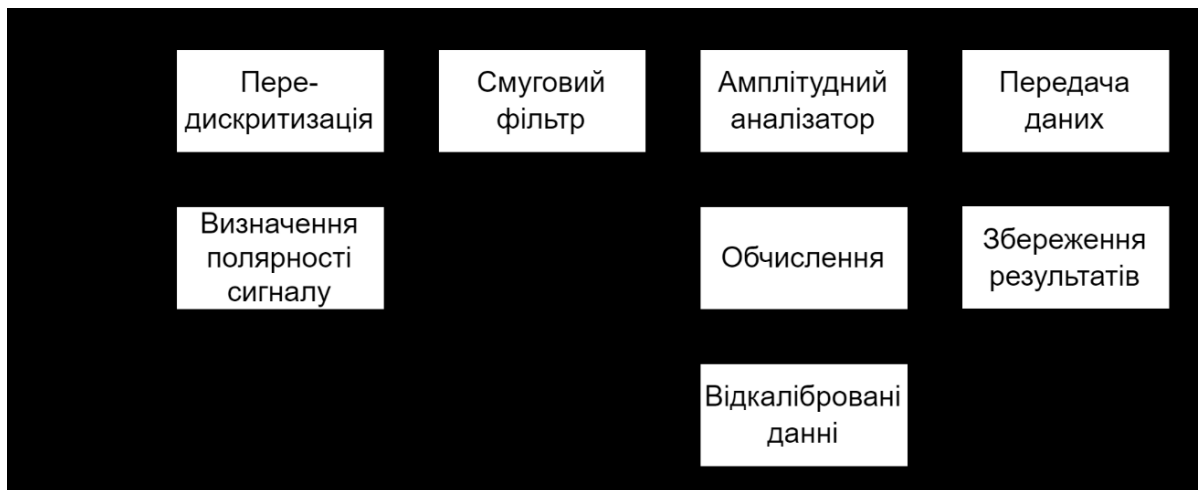


Рисунок 4.1 – Структура алгоритму пост обробки сигналів

звичайному комп'ютері, так і в реальному часі у мікроконтролері ЕФ. Алгоритм обробки даних включає в себе наступні блоки:

1. Визначення полярності сигналу фіксує значення амплітуди сигналу в момент повного відкриття лопаток для визначення полярності напруженості електростатичного поля.

2. Передискретизація. Якщо частота дискретизації значно перевищує частоту сигналу, даний блок забезпечує збільшення розрядності за рахунок усереднення результатів вимірювання.

3. Смуговий фільтр. Програмна реалізація фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою, що допомагає зменшити загальний рівень шуму.

4. Амплітудний аналізатор розмаху сигналу. Алгоритм призначений для визначення розмаху амплітудного значення сигналу.

5. Обчислення. Реалізує обчислення напруженості електростатичного поля з урахування значень систематичної похибки, які були отримані на етапі калібрування.

6. Збереження та передача даних.

1.1.1 Алгоритм передискретизації

Передискретизація — це економічно ефективний процес дискретизації вхідного сигналу зі значно вищою частотою, ніж частота Найквіста, для збільшення

SNR і роздільної здатності (ENOB), що також послаблює вимоги до фільтра згладжування. Як загальна вказівка, передискретизація АЦП у чотири рази забезпечує один додатковий біт роздільної здатності або збільшення динамічного діапазону на 6 дБ. Збільшення коефіцієнта передискретизації (k) призводить до загального зниження рівня шуму, а покращення динамічного діапазону через передискретизацію становить $10\log_{10}(\text{OSR})$ у дБ [140].

Метою програмної передискретизації є збільшення ENOB шляхом зменшення шуму, що спостерігається в сигналі. Програмна передискретизація виконує багаторазове перетворення одного вхідного сигналу та накопичує цифрові значення для досягнення ENOB, вищого, ніж властивий АЦП ENOB. Точність результату зростає залежно від того, наскільки має місце передискретизація. Цю точність можна продемонструвати шляхом вимірювання змінного вхідного сигналу для визначення основної частоти сигналу. Можлива надмірна дискретизація теоретично обмежена шириною даних змінної, яка використовується для зберігання результату перетворення. Наприклад, 16-розрядне слово результату обмежує вас до 16-кратної передискретизації на 12-бітному АЦП з максимальним накопиченим значенням 2^8 .

Окрім обмежень розміру даних, кількість передискретизації обмежується співвідношенням між пропускнуою здатністю АЦП і основна частота вхідного сигналу, оскільки кількість перетворень із надмірною дискретизацією за секунду не може опускатися нижче швидкості Найквіста. Це також означає, що коефіцієнт передискретизації обмежений частотою контуру керування, необхідною для досягнення вимог до продуктивності системи. Обмеження розміру виникає через те, що надмірна вибірка накопичує результати, що незмінно потребує більше пам'яті, ніж вихідний результат, оскільки може виникнути переповнення від додавання. Накопичені значення не усереднюються, оскільки це ефективно усуває отриману додаткову точність. Таким чином, усереднення зберігає розмір збереженого результату та зменшений шум, але це не впливає на спостережуваний ENOB результату в будь-якому значному ступені [141].

АЦП перетворює вхідні сигнали з безперервним часом на вихід з дискретним

часом. Щоб уникнути накладення спектрів і підтримувати точність сигналу, частота дискретизації АЦП (F_S), повинна принаймні вдвічі перевищувати інформацію про максимальну частоту вхідного інформаційного сигналу, що також називається теоремою Найквіста. Використання будь-якої частоти дискретизації вище цієї частоти вважається передискретизацією, а її відношення до частоти Найквіста (F_{SNYQ}) називається коефіцієнтом передискретизації (k), розраховується за виразом:

$$k = \frac{F_S}{F_{SNYQ}} \quad (1.60)$$

Використовуючи передискретизацію, можна зменшити рівень шуму квантування, відповідно, збільшити співвідношення сигнал/шум (SNR). При усередненні двох послідовних значень сигналу загальний рівень шуму зменшується приблизно на 3 дБ, але при цьому частота дискретизації зменшується вдвічі. Відтак, при використанні передискретизації з коефіцієнтом k (1.60), покращення співвідношення SNR розраховується за виразом:

$$SNR_k = SNR + 10 \log_{10}(k) \quad (1.61)$$

На рис. 4.2 показана алгоритм обробки сигналу для методу передискретизації. Шум квантування моделюється як білий шум, доданий до вхідного сигналу під час дискретизації. У свою чергу, передискретизація забезпечує приблизно 3 дБ (або половину біта посилення роздільної здатності) для кожного подвоєння k [142].

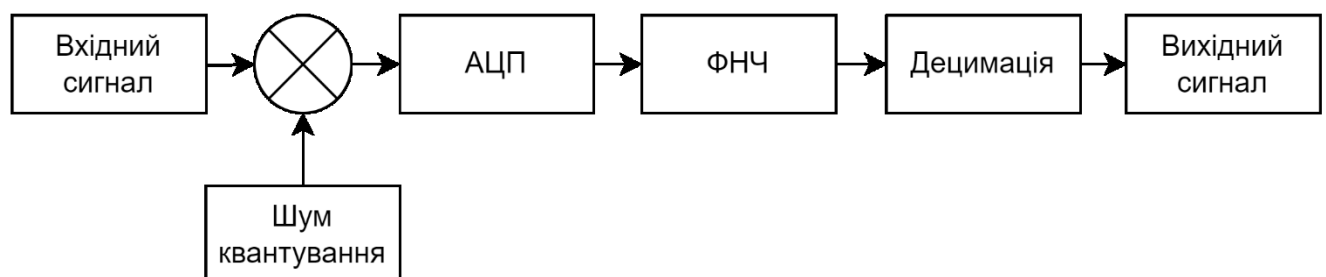


Рисунок 4.2 – Алгоритм обробки сигналу для методу передискретизації

Таким чином, для кожного збільшення роздільної здатності на 1 біт, коефіцієнт передискретизації k повинен збільшитися у чотири рази (табл. 3.1).

Використання передискретизації допомагає зменшити загальний рівень шуму в схемах з аналоговими елементами. Щоб зменшити обмеження аналогового фільтра для згладжування використовується цифрова реалізація процесу фільтрації та децимації. Така реалізація допомагає збільшити роздільну здатність приладу при квантуванні сигналу [143].

Таблиця 4.1 – Залежність ступеня передискретизації, SNR та роздільної здатності

| Ступінь передискретизації | Покращення SNR [dB] | Додаткові біти роздільної здатності |
|---------------------------|---------------------|-------------------------------------|
| 2 | 3 | 0,5 |
| 4 | 6 | 1 |
| 8 | 9 | 1,5 |
| 16 | 12 | 2 |
| 32 | 16 | 2,5 |
| 64 | 18 | 3 |
| 128 | 21 | 3,5 |
| 256 | 24 | 4 |
| 512 | 27 | 4,5 |
| 1024 | 30 | 5 |

Алгоритм передискретизації також можливо реалізувати апаратно при використанні додаткового регістру для накопичення вибірки, суматора та операції бітового зсуву. Так на рис. 4.3 зображено типову реалізацію апаратної реалізації алгоритму передискретизації.



Рисунок 4.3 – Апаратна реалізація передискретизації

За наявності апаратної реалізації алгоритму передискретизації мікроконтролер в рази скоротить процесорний час та зекономити місце під тимчасовий буфер тим самим пришвидшить час обробки результатів та збільшить роздільну здатність АЦП.

4.1.2 Цифровий фільтр

Цифровий фільтр (ЦФ) перетворює послідовність відліків вхідного сигналу у числову послідовність вихідного сигналу. Для ЦФ також вводять поняття імпульсної характеристики, що можна трактувати як результат дискретизації безперервної імпульсної характеристики відповідного аналогового фільтра-прототипу.

Такі фільтри називаються не рекурсивними або трансверсальними [144]. Кількість відліків m називається порядком фільтра. Структурна схема нерекурсивного фільтра показана на рис. 4.4. Імпульсна характеристика нерекурсивного фільтра визначається його коефіцієнтами $h(k) = b_k$. Так як в реальному пристрої кількість ліній затримки обмежено, а отже, і кількість коефіцієнтів, нерекурсивні фільтри відносять до класу КІХ-фільтрів [144].

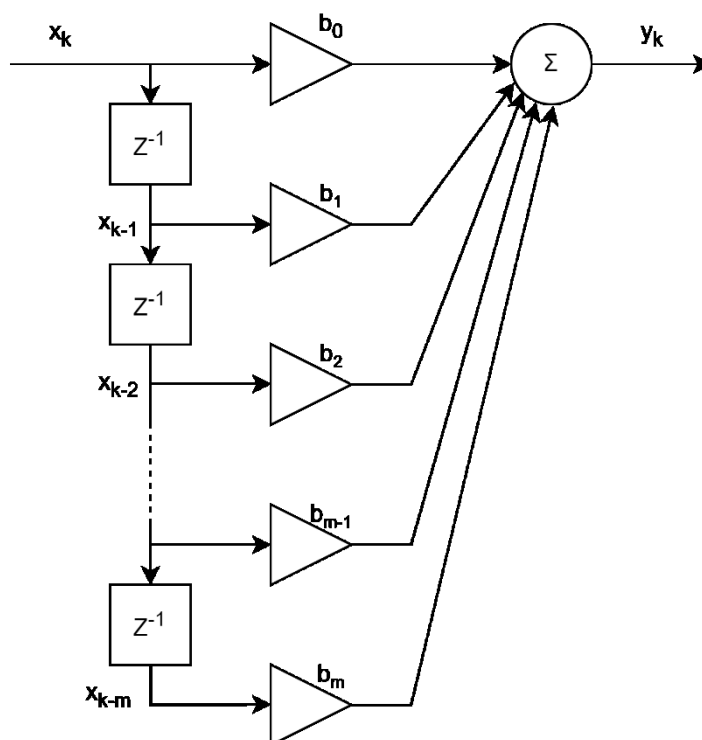


Рисунок 4.4 – Нерекурсивний фільтр

Кожен коефіцієнт фільтра $b[n]$ множиться на змінну стану, яка дорівнює попередній вхідній вибірці $x[n]$. Коефіцієнти та змінні стану для фільтра зберігаються разом у структурі даних. Смугові фільтри пропускають частотні компоненти в межах певного діапазону частот і значно послаблюють частотні компоненти нижче та вище діапазону. В залежності від ступеню фільтра та його конфігурації співвідношення SNR може значно збільшитися.

Для програмної імплементації KIX фільтрів у мікроконтролери компанією ARM була створена бібліотека CMSIS-DSP [145], яка реалізує цифровий смуговий фільтр різної ступені складності. Також, реалізації KIX фільтрів може бути виконана за допомогою програмного середовища MathLab [146] при використанні постобробки на більш потужних комп'ютерах. Також для реалізації фільтрів високих порядків у реальному часі використовують фільтри реалізовані на основі мікросхем програмованої логіки [147].

4.1.3 Амплітудний аналізатор розмаху сигналу

Переважає більшість засобів вимірювання НЕП використовують аналоговий амплітудний детектор, що робить вхідний сигнал подібний до прямої лінії, величина якої відповідає напруженості поля. Така реалізація не підходить для цифрової обробки, оскільки при перетворенні отриманий сигнал втрачає свою інформативність. На відміну від типових схем, вдосконалений ЕФ на вході АЦП приймає підсилений, необроблений сигнал, що дає можливість покращити методи визначення амплітуди сигналів.

Амплітудний аналізатор розмаху сигналу є важливим інструментом для вимірювання амплітуди сигналів змінних у часі. Цей аналізатор використовується для визначення різниці між максимальним та мінімальним значеннями амплітуди сигналу і забезпечує важливі відомості про динаміку сигналу.

Основна функція амплітудного аналізатора розмаху полягає у точному вимірюванні розмаху амплітуди сигналу, що дозволяє виявити коливання величини сигналу від піка до піка. Основним критерієм до цифрового алгоритму, який реалізує амплітудний аналізатор розмаху сигналу є швидкодія. Важливим аспектом є точність вимірювань, яка визначає, наскільки надійно можна оцінити розмах сигналу.

Цифровий алгоритм амплітудного аналізатора розмаху сигналу має кілька переваг над аналоговим амплітудним детектором. Одна з основних переваг полягає в тому, що цифровий аналізатор здатний працювати з великим обсягом даних та використовувати складні алгоритми обробки сигналу, що дозволяє досягти високої точності та ефективності в вимірюваннях.

До інших переваг цифрового алгоритму можна віднести можливість збереження та аналізу даних у цифровому форматі, легше керування параметрами вимірювань, а також використання програмованого інтерфейсу для налаштування та автоматизації вимірювань.

Окрім цього, цифровий алгоритм може бути більш стійким до впливу зовнішніх факторів, таких як температурні коливання чи електромагнітна

інтерференція, оскільки може використовувати алгоритми корекції та фільтрації, що зменшують вплив шумів та помилок.

Загалом, цифровий алгоритм амплітудного аналізатора розмаху сигналу надає більше гнучкості, точності та можливостей для подальшого аналізу даних, що робить його більш перспективним і сучасним засобом для вимірювань амплітуди сигналів у порівнянні з традиційним аналоговим детектором.

Існує багато програмних методів визначення амплітуди сигналу, але зазвичай варто вибирати між точністю визначення амплітуди та часом обробки. Відтак було визначено декілька перспективних методів визначення амплітуди сигналу, які здатні отримати результат за один період сигналу з мінімальним часом обробки.

4.1.3.1 Визначення амплітуди сигналу за формулою Піфагора На рис. 4.5 показано синусоїдальний сигнал, синхронно дискретизований із частотою дискретизації, яка в чотири рази перевищує частоту сигналу. Передбачається, що фазове співвідношення між частотою дискретизації та частотою сигналу є випадковим, але фіксованим [148].

Іншими словами: фазове положення відліків відносно сигналу даних невідоме, але відомо, що відліки розташовані точно під кутом 90 градусів

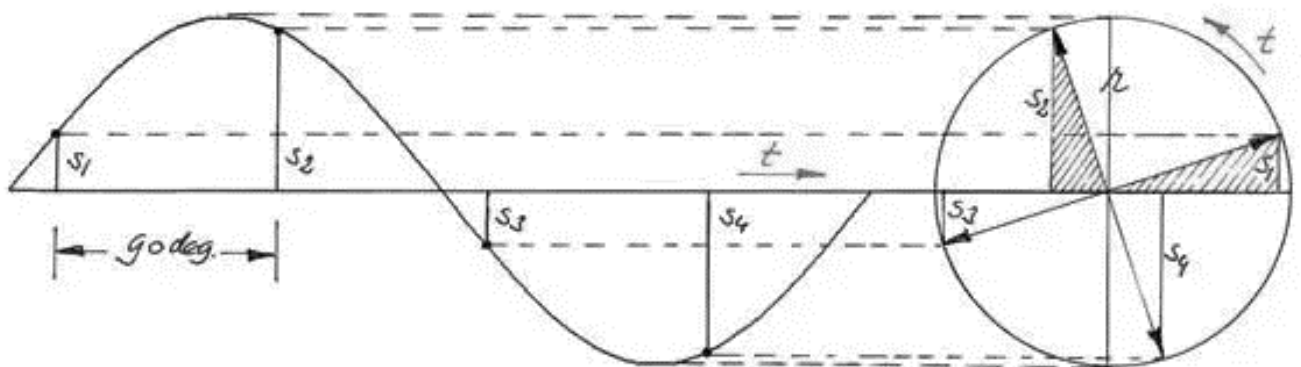


Рисунок 4.5 – Відбір відліків під кутом 90 градусів один від одного.

Іншими словами: фазове положення відліків відносно сигналу даних невідоме, але відомо, що відліки розташовані точно під кутом 90 градусів один від одного. З кругового векторного представлення відліків легко зрозуміти, яке відношення має до цього Піфагор. Оскільки заштриховані трикутники є

конгруентними та прямокутними, застосовується закон Піфагора, а для S_1 і S_2 виконується наступне [148]:

$$r = \sqrt{S_1^2 + S_2^2} \quad (1.62)$$

Оскільки всі відліки знаходяться під кутом 90 градусів, Піфагор справедливий для будь-якого набору з двох послідовних відліків. З математичної точки зору це звучить так [148]:

$$r = \sqrt{S_{[n]}^2 + S_{[n+1]}^2} \quad (1.63)$$

Цей алгоритм означає, що ми можемо обійтися без фазового детектора, синхронного випрямляча та фільтра низьких частот, які були необхідні для синхронного виявлення. Звичайно, це відбувається за рахунок деякої додаткової цифрової процесорної потужності для зведення у квадрат і кореневої системи [148].

Поки що ця проста формула не справляється зі зміщенням постійного струму в сигналі. Але, на щастя, потрібно лише трохи додаткових зусиль, щоб також позбутися зміщення постійного струму [148].

Якщо зсуву немає, то $|S_1|$ дорівнює $|S_3|$ та $|S_2|$ дорівнює $|S_4|$. Якщо є додатне зміщення s , то $|S_1|$ один s занадто великий і $|S_3|$ один s занадто малий, тому якщо ми додамо $|S_1|$ та $|S_3|$ разом, скорочення дельти та сума не містять зміщення та дорівнюють подвоєному значенню без зміщення $|S_1|$ або $|S_3|$. Те саме стосується $|S_2|$ та $|S_4|$.

Якщо вибірки, взяті з АЦП то додавання вибірок для компенсації зсуву постійного струму можна виконати шляхом обчислення $|S_{[n]} - S_{[n+2]}|$ як перша збірна проба і $|S_{[n+1]} - S_{[n+3]}|$ як друга, що призводить до наступної формули для синхронного виявлення амплітуди Піфагора з корекцією зсуву [148]:

$$r = \frac{\sqrt{(S_{[n]} - S_{[n+2]})^2 + (S_{[n+1]} - S_{[n+3]})^2}}{2} \quad (1.64)$$

Цей алгоритм є швидким, тому що амплітуда обчислюється лише з чотирьох відліків і не передбачає затримки фільтра та обмеження пропускну здатності. Для збору необхідних відліків достатньо одного періоду. Використання рівняння (4.5) також усуває всі парні гармоніки в синусоїді [148].

Оскільки кожне значення амплітуди r обчислюється з чотирьох відліків, ефективний шум на 3 дБ менший, ніж шум, який був би присутній в окремих прямих зразках амплітуди. Звичайно, SNR ще покращиться, якщо врахувати більше періодів вибірки [148].

4.1.3.2 Трифазне виявлення амплітуди сигналу На рис. 4.6 показано синусоїдальний сигнал, синхронно дискретизований із частотою дискретизації, яка рівно втричі перевищує частоту сигналу. Фазове співвідношення між частотою дискретизації та частотою сигналу має бути випадковим, але фіксованим [148].

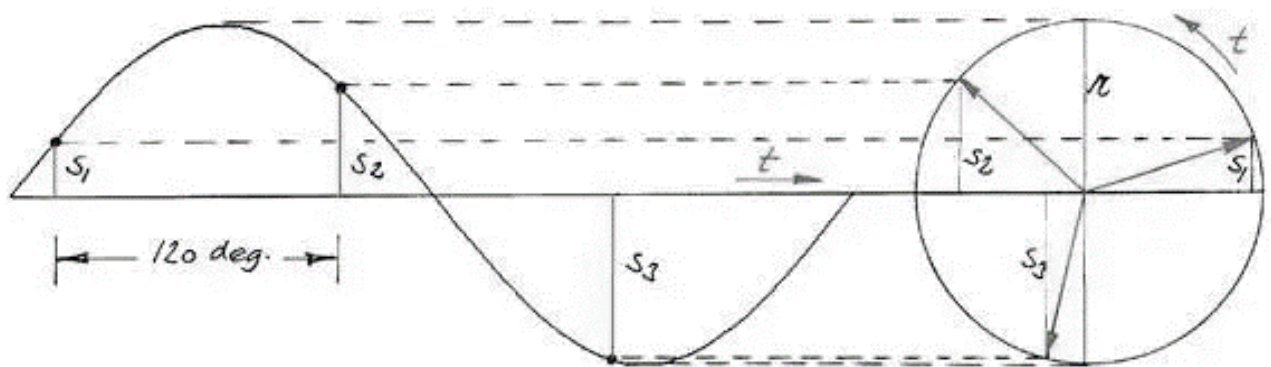


Рисунок 4.6 – Відбір відліків під кутом 120 градусів один від одного

Як відомо, в симетричній трифазній системі електроенергії сума фазних напруг дорівнює нулю, а загальна потужність є постійною в часі. Отже, для трьох відліків сума їхніх квадратів має бути постійною. Легко розрахувати, що ця сума в 1,5 рази перевищує квадрат амплітуди. Амплітуду r сигналу можна обчислити з будь-яких трьох послідовних вибірок, якщо вони знаходяться під кутом 120° одна від одної. Отже, для S_1 , S_2 і S_3 має місце наступне [148]:

$$r = \sqrt{\frac{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}{1.5}} \quad (1.65)$$

Цей алгоритм не усуває зсув постійного струму чи навіть гармоніки. Для цього потрібні додаткові відліки та формування вибірки. Збільшення частоти дискретизації до частоти синусоїди в шість разів усуває зсув постійного струму. Позначено пунктиром на рис. 4.7 [148].

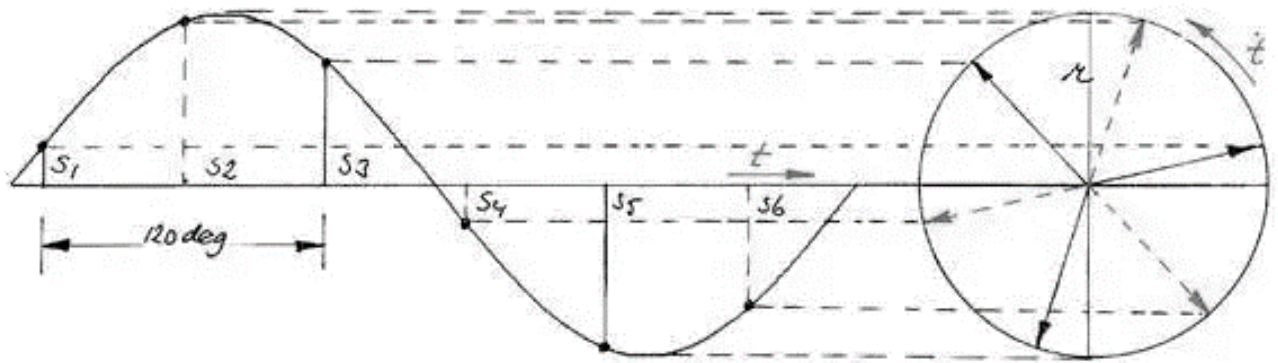


Рисунок 4.7 – Відбір відліків під кутом 120 градусів плюс додаткові відліки (позначено пунктиром)

Як і раніше, об'єднання відліків і комплементарних відліків у загальну вибірку усуває зсув постійного струму та навіть гармоніки. У загальному вигляді, формула набуває наступного вигляду [148]:

$$r = \sqrt{\frac{(S_{[n]} - S_{[n+3]})^2 + (S_{[n+2]} - S_{[n+5]})^2 + (S_{[n+4]} - S_{[n+1]})^2}{6}} \quad (1.66)$$

Цей алгоритм є швидким, тому що амплітуда обчислюється лише з шести відліків і без затримки фільтра та обмеження пропускної здатності. Збір шести відліків займає лише один період. Оскільки кожне значення амплітуди r обчислюється з шести відліків, ефективний шум на 4,8 дБ менший, ніж шум, який був би присутній в окремих прямих зразках амплітуди. Значення SNR покращиться, якщо врахувати більше періодів вибірки [148].

4.1.4 Обробка результатів вимірювання

Під час вимірювання мікроконтролер запрограмований виконувати одразу декілька поставлених перед ним задач: зчитування значення з АЦП; регулювання частотою обертів двигуна; фіксувати амплітудне значення в момент повного відкриття чутливих пластин; корегування коефіцієнту підсилення. Мікроконтролер здатен виконувати ці задачі одночасно за рахунок розподілення задач між своїми

окремими функціонально незалежними блоками та розподілом процесорного часу між задачами.

Так для запуску вибірки 12-розрядного АЦП використовується таймер який працює від тактової частоти процесора. За рахунок технології прямого доступу до пам'яті (Direct Memory Access – DMA), запис даних може здійснюватися безперервно в заздалегідь виділений блок пам'яті без задіяння процесора. Такий підхід дозволяє збільшити частоту дискретизації АЦП та звільнити процесорний час від додаткових операцій.

Для регулювання частоти обертів двигуна використовується таймер, джерелом тактів якого виступають імпульси які формує оптичний енкодер. Через певні проміжки часу, задані програмно, мікроконтролер зчитує кількість отриманих за цей час імпульсів та підраховує частоту обертів. Знаючи кількість обертів двигуна МК приймає рішення про корегування частоти обертів і за необхідності відправляє драйверу двигуна відповідний код.

Фіксування амплітудного значення в момент повного відкриття чутливих пластин також відбувається за рахунок імпульсів які формує оптичний енкодер. Отриманий імпульс викликає переривання яке копіює останнє отримане значення з АЦП і фіксує його в спеціально виділений буфер. Після повного періоду сигналу, мікроконтролер усереднює дані записані в буфері та порівнює отримане значення з середнім значенням амплітуди сигналу. Якщо отримане значення більше за середнє це свідчить про те що поле має додатний потенціал, в протилежному випадку поле має від'ємний потенціал. Даний алгоритм допомагає встановити знак поля використовуючи мінімальну кількість процесорного часу.

Корегування коефіцієнту підсилення відбувається після розрахунку амплітудного значення періоду сигналу. Якщо отримане амплітудне значення виходить з заданого допустимого діапазону вхідного сигналу то контролер використовує таблицю отриману під час калібрування для встановлення коректного коефіцієнту підсилення.

Після того як мікроконтролер зчитав дані протягом одного періоду сигналу він починає оброблювати їх використовуючи розроблені алгоритми

передискретизації, цифрової фільтрації та амплітудного аналізу розмаху сигналу для поліпшення співвідношення сигнал/шум, що в свою чергу зменшує похибку вимірювання. Визначивши значення полярності поля, частоти сигналу, значення розмаху сигналу напруги та значення коефіцієнта підсилення встановленого на ОП мікроконтролер підраховує значення напруженості поля.

4.1.5 Збереження та передача інформації

У пам'яті МК реалізуються два буфери розміром 16 Кбіт, лише один з яких активно заповнюється в будь-який момент часу. Обчислені значення напруженості електростатичного поля записуються у форматі числа з плаваючою точкою розмірністю 32 біти. Старший розряд числа відповідає за полярність поля, наступні 8 біт відповідають за ступінь числа, інші 23 біти заповнюються значенням отриманого результату та являють собою мантису числа (рис. 4.8). Оскільки ефективна кількість бітів, очікувана для роздільної здатності АЦП, становить приблизно 16 бітів, у 7-м наймолодших розрядів числа не несуть в собі корисної інформації. Оскільки ротор обертаються з частотою близько 120 Гц, для сенсору що має три групи чутливих пластин сигнал буде з частотою 360 Гц. За такої частоти буфер, що здатен зберігати 500 значень заповнюється приблизно за 1,5 с, тому для збереження місця та збільшення точності вимірювання дані можна усереднювати.

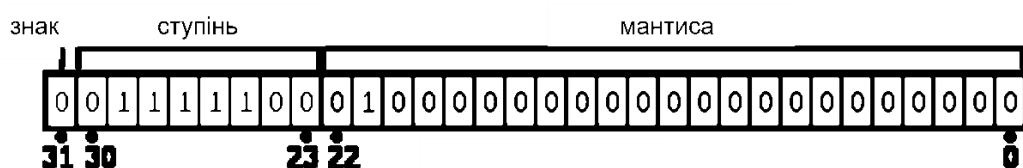


Рисунок 4.8 – Формат запису результату

Після повного заповнення буфера розміром 16 Кбіт основний код починає процес запису заповненого буфера у файл на SD-карту. Оскільки SD-карта відформатована з розміром розміщення файлів 16 Кбіт, копіювання буфера на SD-карту передбачає лише одну операцію запису блоку, мінімізуючи час процесора.

Дані ADC записуються в енергонезалежну пам'ять через ієрархію файлів у

файловій системі FAT32. Кожен файл відповідає цілій годині даних, які зберігаються в батьківських папках, які відповідають даті отриманих даних, тобто в папках дня, місяця та року (рис. 4.9). Кожен файл також містить заголовок з інформацією про дату та годину для резервування [79].



Рисунок 4.9 – Блок-діаграма структури збереження результатів вимірювання

Визначення точного часу досягається шляхом зчитування інформації про дату й час отриману за допомогою модуля GPS. Модуль GPS також може бути використано для встановлення координат місця де був отриманий результат, наприклад для задач геопошуку. За необхідності на приладі можна встановити модуль бездротового зв'язку для передачі даних на комп'ютер з метою створення вимірювальної системи.

4.2 Методика проведення калібрування

Зі зменшенням технології виготовлення мікросхем збільшуються допуски на їх виготовлення, що призводить до значного розкиду в характеристиках аналогових схем. Щоб усунути дані обмеження, при виготовленні конструкцій аналогових схем процес калібрування становиться обов'язковим.

Фотолітографічний метод виготовлення мікросхем не є ідеальним та має межі точності виготовлення, тому при виготовленні аналогових схем існує певна варіативність їх параметрів. Фізичні параметри такі як: товщина оксидної плівки, фізичні розміри, профіль легування та ін. можуть змінюватися через нестабільність

технології виготовлення, що впливає на параметри виготовлених компонентів. Таким чином, найкраще досяжний допуск значень окремих компонентів залежить від точності виробничого процесу і не може бути знижений нижче мінімального рівня.

На точність аналогових схем суттєво впливають і зовнішні фактори, такі як: температура, вологість, електромагнітні перешкоди, механічні впливи, нестабільність джерела електропостачання. Перераховані фактори можуть впливати на параметри електронних компонентів, такі як опір, ємність, та напруга насичення, що може викликати дрейф параметрів і, отже, змінювати характеристики аналогових схем. Окремої уваги потребує часових дрейфів мікросхем, який може виникати через старіння компонентів або зміни їхнього стану внаслідок довготривалого використання.

З метою забезпечення стабільної та точної роботи аналогових схем, проєктанти зазвичай враховують ці зовнішні фактори та застосовують заходи, такі як екрани, фільтри, стабілізація джерела живлення та відповідні механічні заходи, для зменшення їхнього впливу на точність схеми.

З огляду на це, аналоговий дизайн не покладається на абсолютне значення окремих компонентів, а скоріше на відносні значення кількох компонентів. Відносні значення можна зробити як завгодно близькими, тобто з невеликими допусками, використовуючи відповідні методи проєктування. Таким чином, високоточні схеми можуть бути реалізовані навіть за поганих виробничих процесів.

Калібрування використовується для отримання додаткової точності, яку не можуть забезпечити аналогові пристрої. Це дозволяє використовувати компонент з великим розкидом параметрів у точних системах вимірювання.

Завдяки зменшенню розміру цифрових пристроїв навіть складні алгоритми цифрового калібрування можуть бути інтегровані у сучасні прилади та стати доповненням аналоговим конструкціям із кінцевою точністю. Процес цифрового калібрування все частіше інтегрують у сучасні прилади і системи вимірювання адже він здатен значного знизити похибки викликані дрейфом характеристик аналогових схем. Цифрове калібрування може відбуватися у бідь який момент

експлуатації, що дає можливість нівелювати ефект дрейфу температури та старіння.

4.2.1 Калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру

Калібрування аналогового контуру необхідний процес налаштування і коригування параметрів аналогової частини системи з метою забезпечення його точності та відповідності заданим вимогам. Етап калібрування включає визначення та коригування будь-якого зсуву вихідного сигналу при відсутності вхідного сигналу, оцінку та коригування коефіцієнта підсилення аналогового контуру, а також вимірювання рівня шуму для забезпечення правильної відповіді системи на вхідні сигнали [149].

На рис. 4.10 зображено схему калібрування аналогового контуру, який дозволяє проводити компенсацію зсуву та корегування коефіцієнту підсилення. Представлена схема калібрування інтегрована у вимірювальний контур і керується мікроконтролером і не потребує додаткових елементів для проведення калібрування, що робить її повністю автономною.

Схема калібрування аналогового контуру (рис. 4.10) виконується без участі

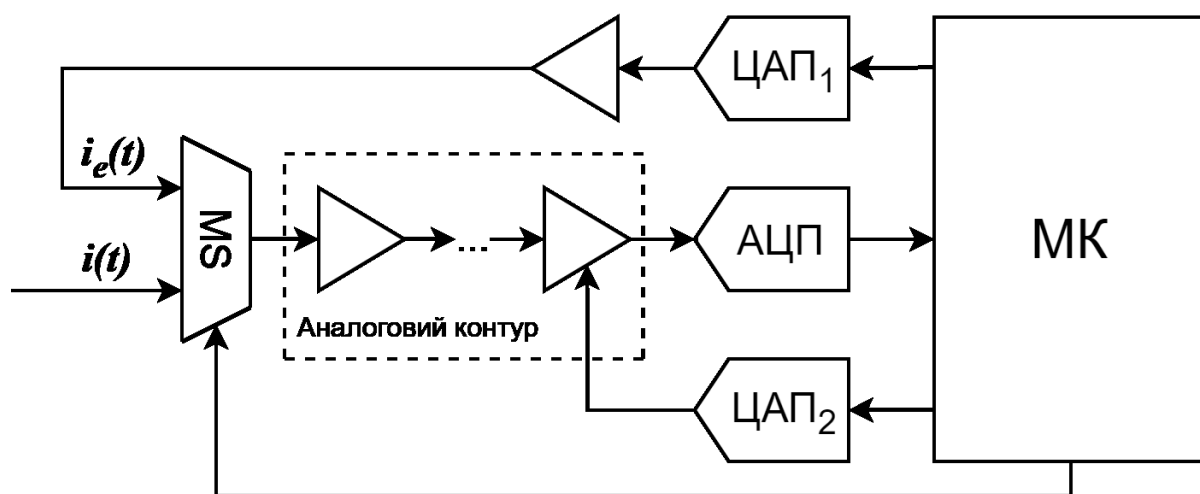


Рисунок 4.10 – Схема калібрування аналогового контуру

сенсору. Схема використовує окремий контур, який комутується мультиплексором MS при встановленні відповідного коду на його вході. За допомогою ЦАП₁ схема калібрування може імітувати інформативний сигнал отриманий з сенсору. Наявний у структурі ІВС зворотній зв'язок, представлений контуром ЦАП₂ та ОП з керованим коефіцієнтом підсилення дозволяє компенсувати зміщення нуля аналогового контуру та його нелінійність. Калібрування відбувається безпосередньо командами мікроконтролера, який реалізує алгоритм калібрування представлений на рис. 4.11.

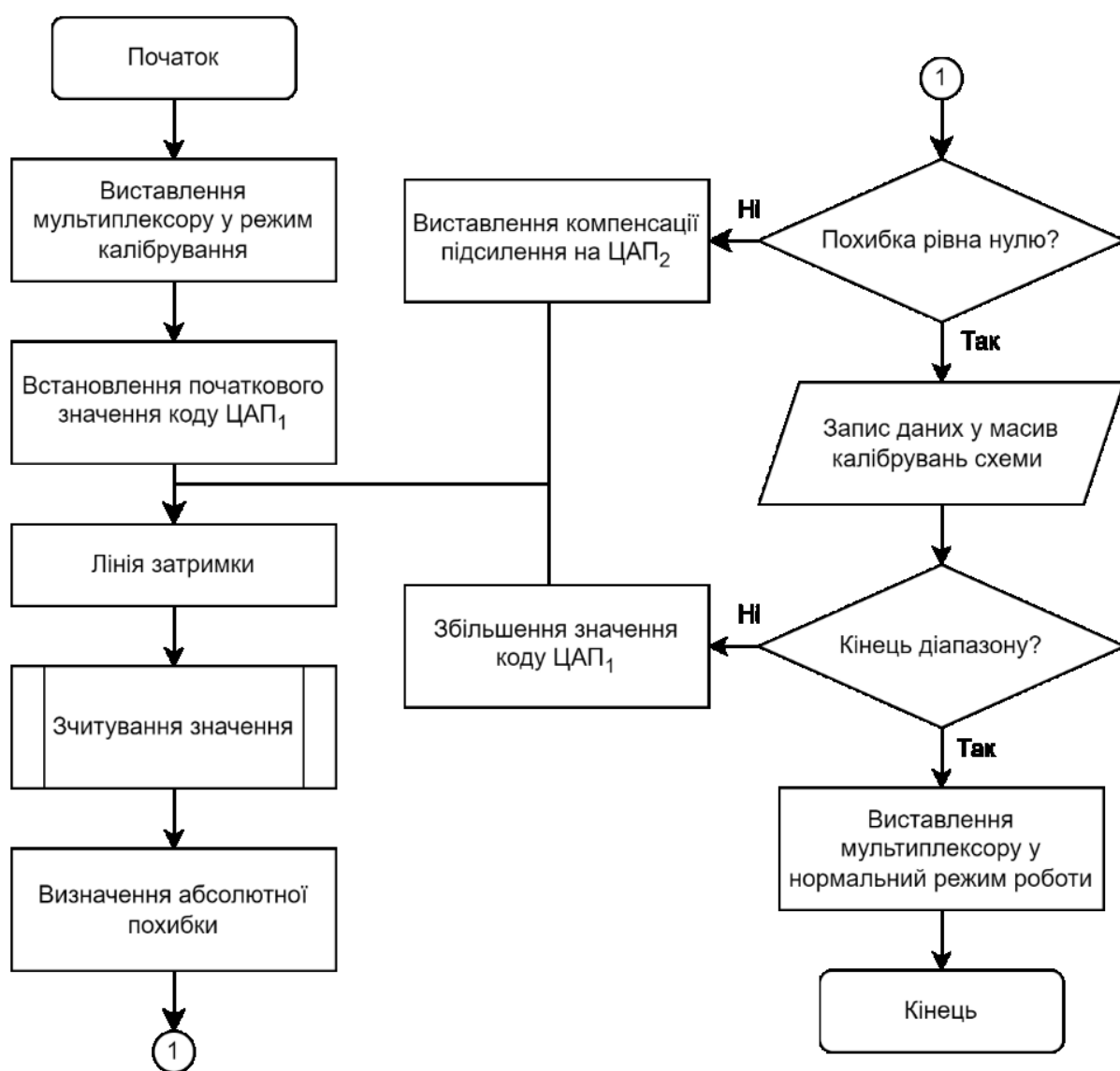


Рисунок 4.11 – Алгоритм калібрування аналогового контуру електростатичного флюксометру

Після виставлення мультиплексора у режим калібрування МК виставляє початкове значення коду на ЦАП₁ імітуючи відсутність будь якого сигналу. Отримане значення буде демонструвати зсуву вихідного сигналу відносно нульового рівня. Використовуючи цифровий код, пропорційний сигналу отриманого на вході АЦП, МК розраховує значення коду для компенсації зміщення та виставляє його на ЦАП₂. Після цього робиться перевірка вірності значення компенсування. За умову відсутності зсуву МК починає цикл визначення коефіцієнтів коригування підсилення. Послідовно збільшуючи значення вихідного сигналу з ЦАП₁, мікроконтролер визначає числове значення коду для ЦАП₂, який підтримує рівень вхідного сигналу у верхній шкалі АЦП та компенсує нелінійність сигналу. Отримані значення коду зберігаються у енергонезалежній пам'яті МК та будуть використані при обчисленні.

Перевага цифрового підходу полягає в тому, що після калібрування інформація про компенсацію зберігається необмежений час пам'яті МК. Якість компенсації залежить від роздільної здатності ЦАП та АЦП, тоді як в аналоговому рішенні пам'ять вибірки та зберігання потребує періодичного оновлення. За допомогою цих перетворень мікроконтролер може записати в своїй пам'яті масив коефіцієнтів підсилення для функції передачі вхідного сигналу перетворювача.

4.2.2 Калібрування сенсору електростатичного флюксиметру

В процесі виготовлення сенсору ЕФ та після його встановлення в самому приладі виникають певні систематичні похибки вимірювання пов'язані з неточністю виготовлення та позиціонування сенсору. Відстань між пластинами також змінюється в залежності від товщини екрануючої пластини та частоти обертів двигуна викликаючи при цьому адитивну похибку вимірювання. Утворену похибку можливо повністю усунути після проведення калібрування сенсору.

На відміну від калібрування аналогового контуру, калібрування сенсору потребує еталонний сигнал, тому калібрування проводяться з використанням лабораторного стенду з еталонним джерелом напруги. На рис. 4.12 представлено

алгоритм калібрування сенсору електростатичного флюксиметру.

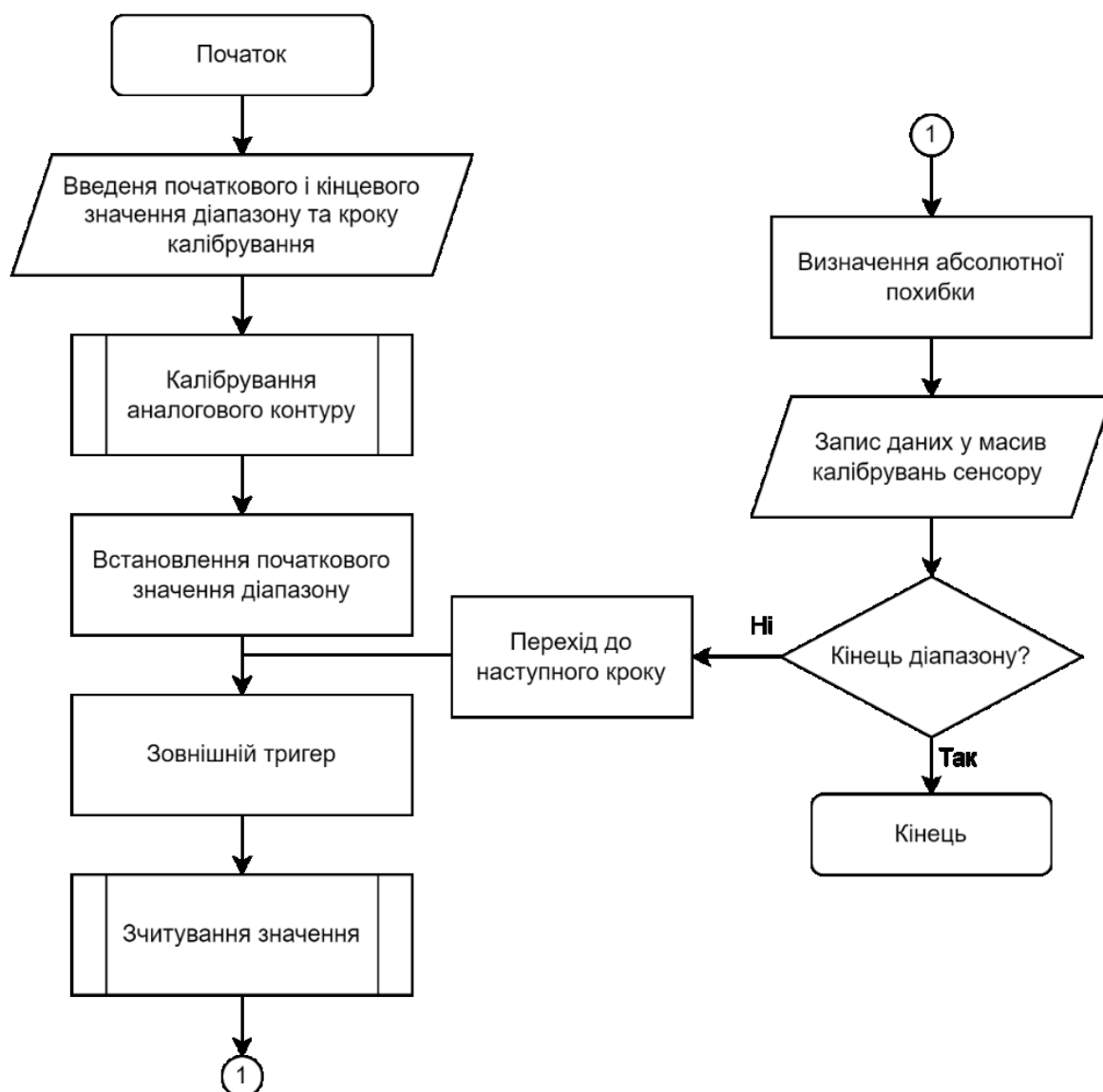


Рисунок 4.12 – Алгоритм калібрування сенсору електростатичного флюксиметру

Перед початком калібрування сенсору ЕФ, прилад має набути кімнатної температури та пройти процедуру калібрування аналогового контуру. Прилад розташовують між двома паралельними пластинами лабораторного стенду так щоб чутливі пластини сенсору знаходились паралельно їм та були направлені вздовж ліній напруженості поля. Калібрування сенсору ЕФ може бути автоматизовано при можливості синхронізації зчитування даних з еталонного джерела напруги. Калібрування починається з виставлення нуля на еталонному джерелі напруги, це дозволяє приладу зчитати рівень власного шуму.

Наступний крок алгоритму – циклічна зміна значення еталонної напруги при якій прилад отримає номінальне значення з еталонного джерела живлення та порівнює його з виміряним. Результатом калібрування буде масив значень, який містить інформацію про величину відхилення результату вимірювання від номінального значення. Отриманий масив зберігається у енергонезалежній пам'яті контролера та використовується для компенсації систематичної похибки вимірювання викликаной недосконалістю виготовлення сенсору.

4.2.3 Опис еталону

Налаштування калібрування сенсору ЕФ проводиться шляхом впливу на пристрій відомого електричного поля, яке створюється двома паралельними провідними пластинами та змінним джерелом живлення високої напруги, який подає високу напругу на пластини. Щоб уникнути спотворення відомого рівномірного поля, в одній з пластин відкривають отвір і датчик встановлюють врівень з ним.

Для розробки еталону було використано рекомендації IEEE щодо відповідних розмірів провідних пластин і правильної відстані між ними, які є відносно розмірів датчика [150]. Щоб уникнути збурення щільності поверхневого заряду на верхній пластині, відстань між пластинами d має бути принаймні в три рази більшою за радіус R сенсору ЕФ (рис. 4.13), а зовнішній край чутливої пластини повинен бути як мінімум у два рази більше за радіус R сенсору ЕФ до будь-якого краю екранованої пластини. Іншими необхідними характеристиками пристрою, який генерує калібрувальне поле, є:

1. Достатньо велика область однорідності, щоб зменшити невизначеність у значенні напруженості поля до прийнятного рівня в місці розташування зонда;
2. Електричне поле не повинно зазнавати суттєвих збурень від сусідніх об'єктів, заземлених поверхонь або оператора, який виконує калібрування;
3. Розміри приладу повинні бути достатньо великими, щоб пластина суттєво не порушувала розподіл заряду на поверхні пластини, що створює поле.

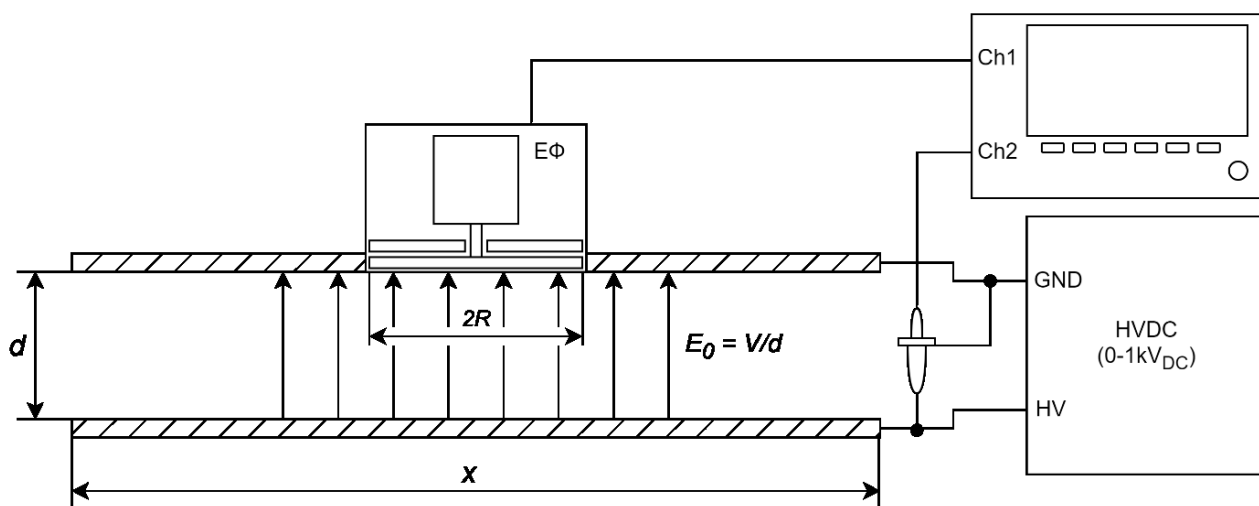


Рисунок 4.13 – Схематичне зображення калібрувального стенду

Області однорідного поля відомої величини та напрямку без об'ємного заряду можуть бути створені з метою калібрування за допомогою паралельних пластин, за умови, що відстань між пластинами щодо розмірів пластини є достатньо малою [151]. Фізична реалізація стенду для проведення калібрування сенсору ЕФ показана на рис.4.14.

Важливим є те, щоб чутлива пластина сенсору ЕФ повинна знаходитися на одному рівні з площиною заземлення для точного калібрування та подальших вимірювань. Значення рівномірного поля (E_0) визначається як V/d , де V — прикладена різниця потенціалів, а d — відстань між пластинами. Величини нормалізованого поля, E/E_0 , на поверхні пластини та посередині між напівбезмежними паралельними пластинами зображені як функція нормалізованої відстані x/d від краю пластини на рис. 4.15.

Криві показані на рис. 4.15 демонструють, що відхилення від рівномірності через ефекти смугового поля становить 0,1% на відстані однієї пластини від краю. Для квадратних пластин кінцевого розміру ефекти окантовуваного поля від чотирьох країв можна оцінити за допомогою суперпозиції, коли ефект від кожного краю менше ніж 0,1%. Числові розрахунки полів між паралельними пластинами кінцевого розміру показують, що існує розбіжність приблизно в 0,04% для оцінок окантовок полів для відстані в одну пластину від країв паралельних пластин [152].

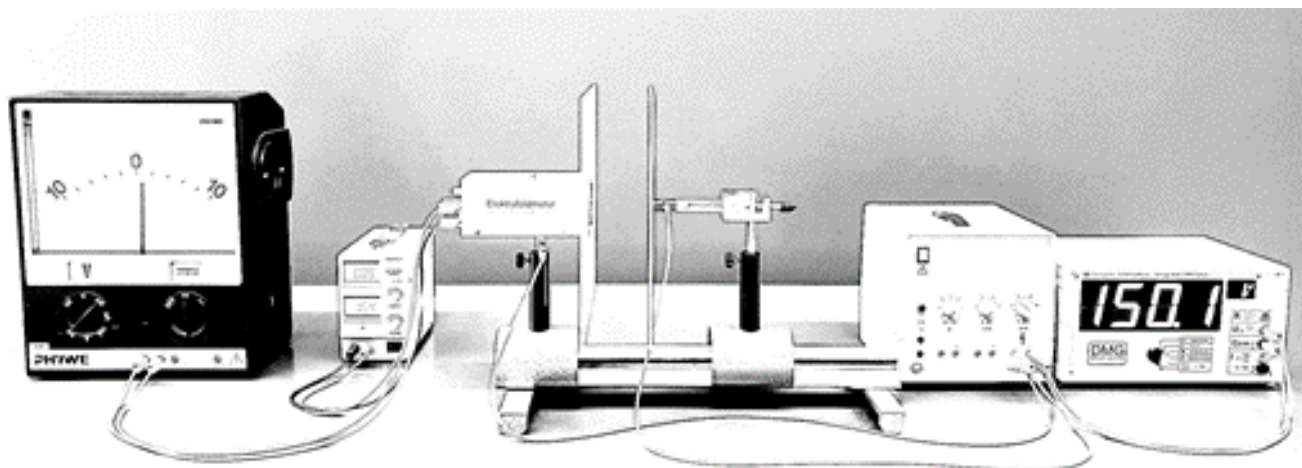


Рисунок 4.14 – Стенд для проведення калібрування сенсору

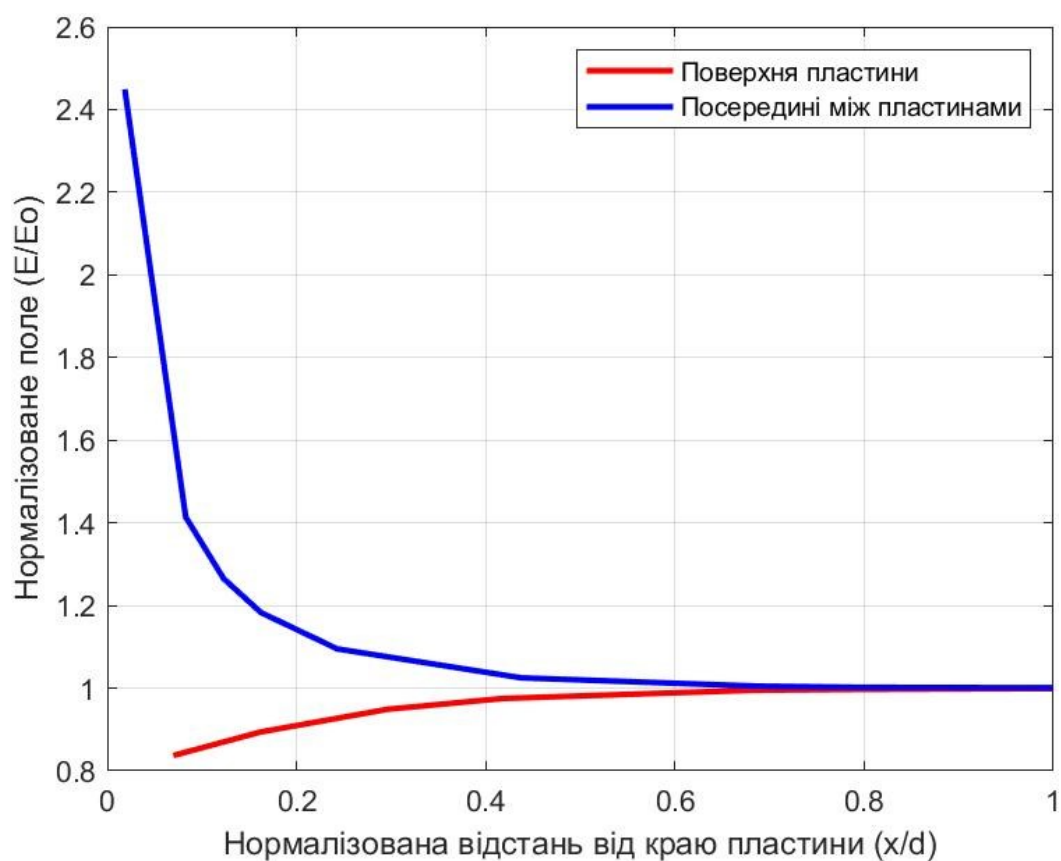


Рисунок 4.15 – Нормоване електричне поле на поверхнях напівбезмежних паралельних пластин і посередині між ними

Ці результати будуть дійсні за відсутності збурень через розташовані поблизу заземлені об'єкти або площини.

4.3 Експериментальне дослідження похибок вимірювання вдосконаленого електростатичного флюксиметру

4.3.1 Опис умов проведення експерименту

Границі допустимої основної похибки визначають екстремальні (найбільші та найменші) відхилення значень номінальної статистичної функції перетворення за нормальних умов при заданій довірчій імовірності. Ці границі симетрично розташовані по обидві сторони від номінальної статистичної функції. Основна похибка, яка враховує як випадкові, так і систематичні складові, представлена найбільшим і найменшими допустимими значеннями додаткової похибки, що виникає внаслідок умов вимірювань, відмінних від нормальних умов [153].

Нормальні умови використання засобів вимірювання охоплюють ситуації, при яких впливові величини, такі як температура оточуючого середовища, тиск, вологість та інші, мають нормальні значення. Додатково, вони передбачають певне просторове положення, відсутність вібрацій, електромагнітних полів та випромінювання [153].

Зазвичай в якості нормальних значень або області нормальних значень впливових величин приймають температуру оточуючого повітря $20 \pm 5^{\circ}\text{C}$, тиск $101,325 \pm 3,3$ кПа (760 ± 25 мм рт. ст.), відносну вологість 30–80% і так далі. Вказані нормальні умови використання засобів вимірювання в багатьох випадках не є робочими умовами їх експлуатації. Тому, для засобів вимірювання визначається область значень впливової величини, яку визначають у технічних умовах або стандартах. При цьому значення додаткової похибки не повинно перевищувати встановлених границь [153].

4.3.2 Калібрування електростатичного флюксиметру

Для перевірки лінійності між вхідним електричним полем і вихідним струмом сенсору ЕФ було проведено калібрувальний експеримент. Додатково було визначено розкид значень. Відповідно до схеми калібрувального стенду (рис. 4.13)

було використано генератор постійного струму високої напруги (HVDC) з максимальною вихідною напругою 150 В використовувався для створення електричного поля між двома мідними пластинами. Діаметр пластин складав 500 мм, а відстань між двома пластинами 150 мм. Краї пластин були закруглені, щоб уникнути спотворення електричного поля внаслідок концентрації. Електростатичний флюксиметр був розміщений у центрі вищої пластини для визначення інтенсивності електричного поля. Вихідні напруги ЕФ були записані цифровим запам'ятовуючим осцилографом. Для проведення калібрування використано сенсор ЕФ з кількістю лопаток рівною 3 та відстанню в 1 мм між чутливими та екрануючою пластинами, зовнішній радіус (R) лопаток при цьому складав 50мм, а внутрішній (r) – 17мм.

На рис. 4.16 показано зміну амплітудного значення вихідного сигналу вдосконаленого сенсору ЕФ в залежності від напруженості електростатичного поля утвореного між пластинами калібрувального стенду. Синім кольором позначено очікуване амплітудне значення індукованого на чутливі пластини сенсору струму; червоним позначено отримане амплітудне значення індукованого струму. Як видно, очікуване значення чутливості сенсора (12,97 пА/В/м) відрізняється від розрахункового (13,53 пА/В/м), що викликає систематичну мультиплікативну похибку вимірювання. При цьому виникає відносна похибка вимірювання рівна 4,36%.

Як видно з рис. 4.16,б після проведення калібрування та внесення корекції в вимірювальний каскад вдалося в значній мірі знизити вплив інструментальних похибок викликаних засобом вимірювання. Калібрувальні данні включали в себе масиви даних про нелінійності аналогового контуру та корекцію чутливості сенсору. Після проведення калібрування, відносну похибку вимірювання вдалося зменшити до 0,37%, при цьому забезпечуючи чітку лінійність перетворення.

Також було проведено калібрування вдосконаленого сенсору електростатичного флюксиметру, результати якого представлені на рис. 4.17.

Результати калібрування вдосконаленого ЕФ демонструють, що розроблений датчик ЕФ мав лінійну реакцію на вхідне електричне поле в межах вимірювального

діапазону до 1 кВ/м. Також, було проведено циклічне вимірювання напруженості ЕП в трьох точках вимірювального діапазону (10 В/м, 100 В/м, 1 кВ/м) для визначення розподілу похибок вимірювання.

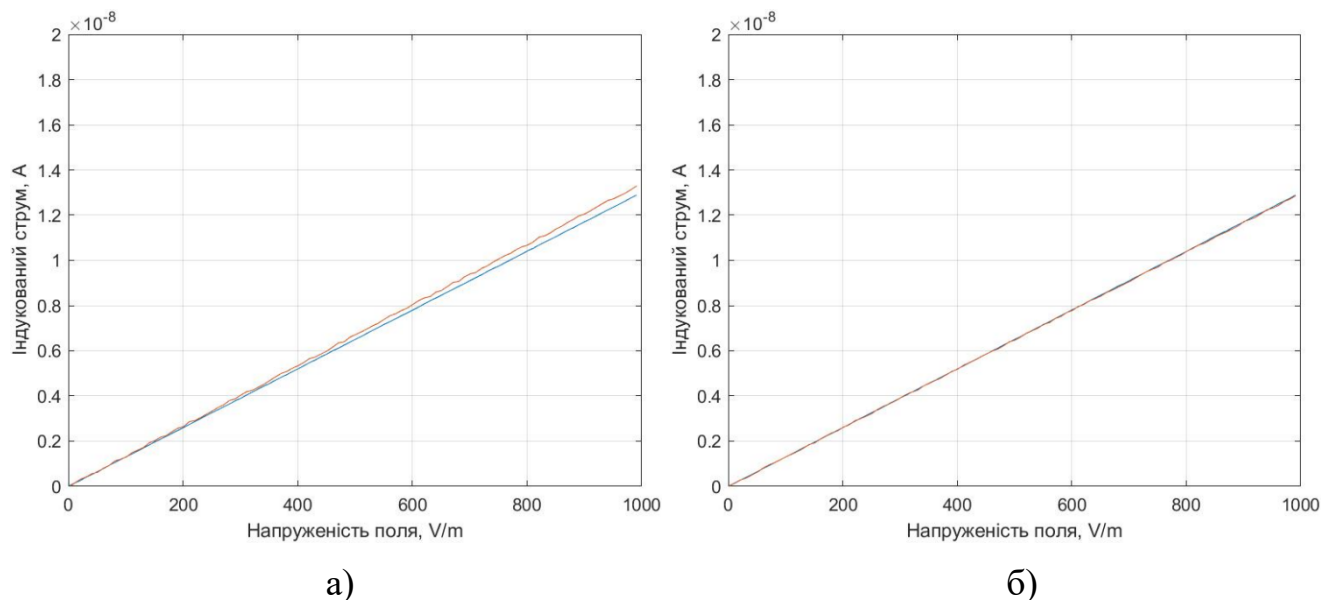


Рисунок 4.16 – Калібрування сенсору ЕФ, чутливість сенсору до компенсації відкаліброваними даними (а); після компенсації відкаліброваними даними (б)

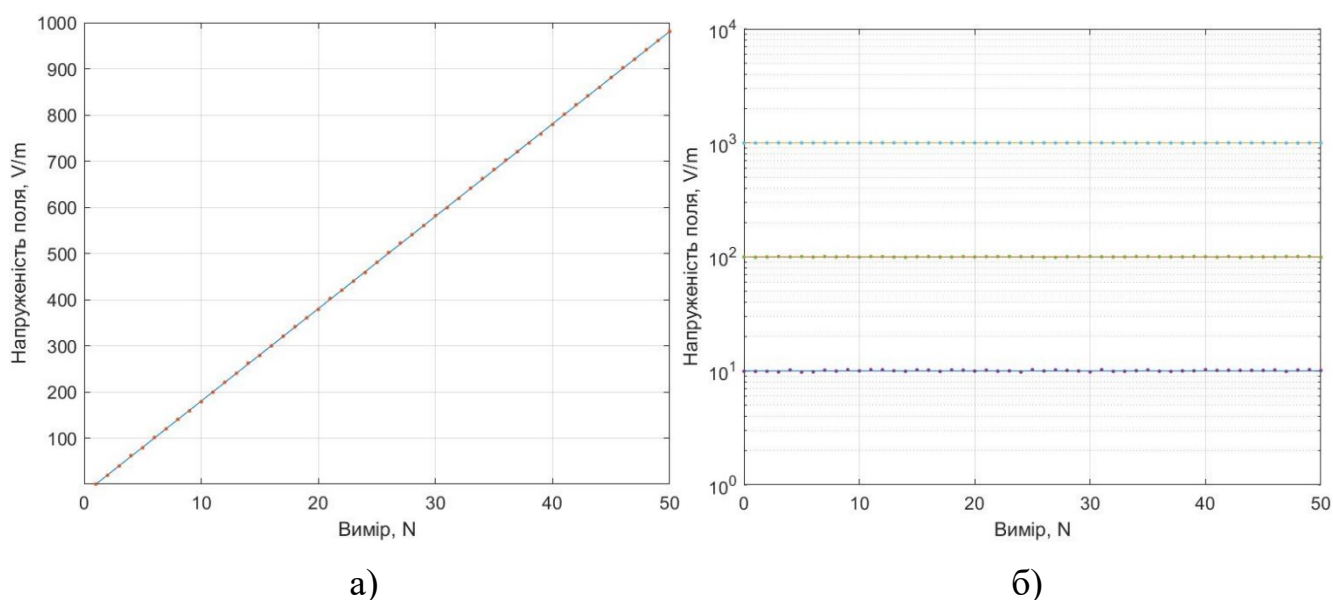


Рисунок 4.17 – Калібрування сенсору: дослідження лінійності вимірювання (а); вибірка даних для різних діапазонів вимірювання (б)

Таблиця 4.2 – Оцінка випадкових похибок

| Вимірюване значення, В/м | Математичне очікування, M_x | Дисперсія, D_x | Середньоквадратичне відхилення, σ_x | $P = 95\%$ |
|--------------------------|-------------------------------|------------------|--|-------------|
| 10 | 10.07 | 0,055 | $\pm 0,235$ | $\pm 0,47$ |
| 100 | 99.94 | 0,047 | $\pm 0,217$ | $\pm 0,434$ |
| 1000 | 999.97 | 0,036 | $\pm 0,185$ | $\pm 0,37$ |

Було розраховано середньоквадратичне відхилення для кожної з трьох точок вимірювального діапазону. Для точки в 10 В/м середньоквадратичне відхилення склало $\pm 0,235$ В/м; для точки 100 В/м – $\pm 0,217$ В/м; для точки 1 кВ/м – $\pm 0,185$ В/м. Таким чином, для нижньої межі вимірювального діапазону границі можливих значень вимірювальної величини з ймовірністю 95% будуть знаходитися в межах $\pm 0,47$ В/м. Відповідно при збільшенні значенні вимірювальної величини значення похибки буде зменшуватися, що пов'язано зі збільшенням співвідношенням сигнал шум. Проведене калібрування підтверджує, що використання вдосконаленої ІВС дало змогу зменшити похибку вимірювання електростатичного флюксиметру в порівнянні з відомими засобами вимірювання напруженості електростатичного поля.

1.1.1 Результати експерименту

Для підтвердження результатів, отриманих під час комп'ютерного моделювання було проведено експериментальне дослідження сенсору ЕФ шляхом вимірювання напруженості електростатичного поля до 1кВ/м. Для проведення експерименту було виготовлено прототип вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля та три сенсори ЕФ з різною кількістю секторів 4, 6 та 8 (Додаток Д).

Метою проведення експериментів було встановлення достовірності проведених досліджень та вірність результатів отриманих під час комп'ютерних моделювань.

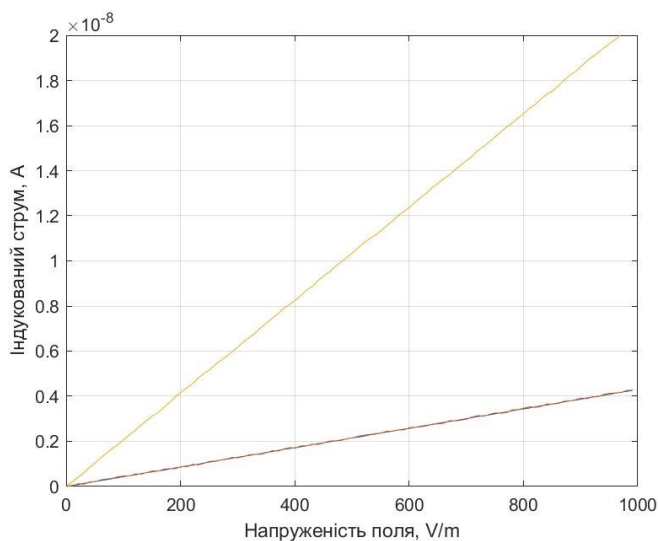
Спочатку було проведено експеримент для перевірки залежності чутливості сенсора від відстані між пластинами. При проведенні комп'ютерних моделювань було встановлено, що значення відстані між чутливими пластинами і екранованим ротором повинно бути якомога меншим для підвищення чутливості сенсору ЕФ. На рис. 4.18 представлено результати залежності чутливості сенсору від відстані між пластинами. Червоним кольором на графіку зображено очікуване амплітудне значення індукованого струму; жовтим кольором позначене амплітудне значення індукованого струму визначене за допомогою типового рівняння перетворення (1.9); синім кольором позначене амплітудне значення індукованого струму визначене за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення (1.19).

З графіків зображених на рис. 4.18 видно, що зі зменшенням відстані між пластинами очікуване значення чутливості сенсору ЕФ та отриманого за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення (1.19) збільшуються та мають досить близькі значення.

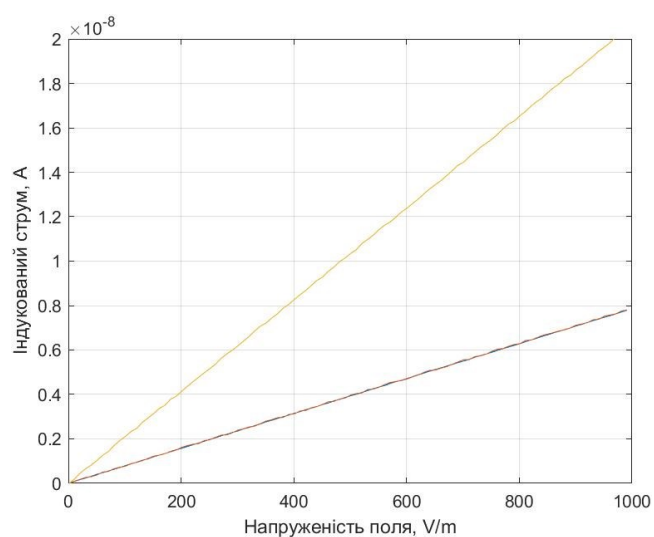
У табл. 4.3 наведено числові значення чутливості сенсору отримані під час експерименту. Значення чутливості сенсору отримані при використанні типового рівняння перетворення (1.9) є статичним, оскільки не враховує відстані між пластинами, тому призводить до значних систематичних похибок вимірювання. Похибка визначення чутливості вдосконалим рівнянням перетворення не перевищує 1% відносно очікуваного результату.

Комп'ютерне моделювання розподілу електростатичного поля між чутливими та екрануючою пластинами ЕФ в залежності від кількості пластин вказує на те що максимальну чутливість сенсор набуде при конфігурації з 6-ма секторами. При цьому чутливість сенсора має збільшитися щонайменше у 2,67 рази в порівнянні з типовою конфігурацією з чотирма секторами. вказує на те що максимальну чутливість сенсор набуде при конфігурації з 6-ма секторами. При цьому чутливість сенсора має збільшитися щонайменше у 2,67 рази в порівнянні з типовою конфігурацією з чотирма секторами.

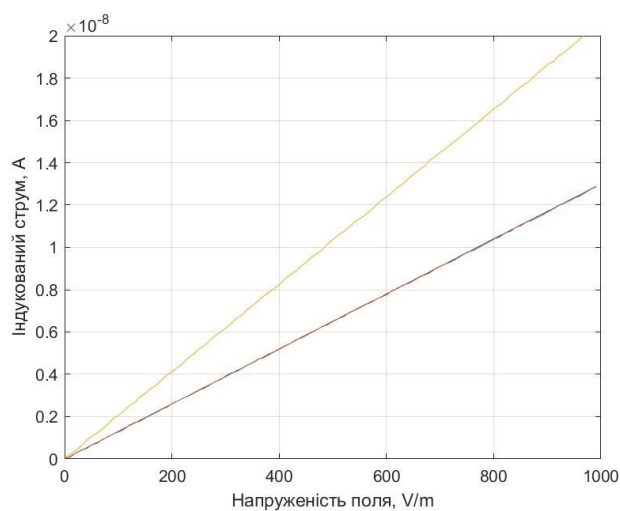
Для порівняння результатів було показанго результат отриманий при використанні типового рівняння перетворення (1.9) позначений жовтою лінією;



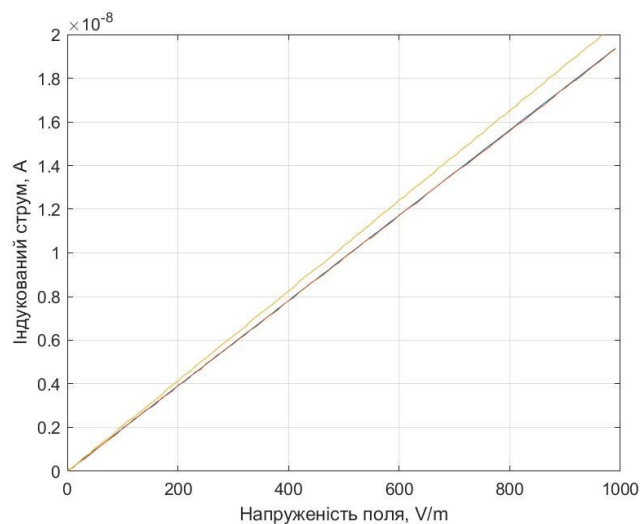
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.18 – Графіки чутливості сенсора ЕФ в залежності від відстані між пластинами 3мм(а); 2мм (б); 1мм (в); 0,5мм (г)

Таблиця 4.3 – Визначення чутливості сенсору

| Відстань між пластинами | Чутливість сенсору, пА/В/м | | |
|-------------------------|----------------------------|------------------------------|------------------------------------|
| | Очікуване | Типове рівняння перетворення | Вдосконалене рівняння перетворення |
| 3 мм | 4,32 | 20,65 | 4,309 |
| 2 мм | 7,91 | 20,65 | 7,882 |
| 1 мм | 13,1 | 20,65 | 12,97 |
| 0,5 мм | 19,56 | 20,65 | 19,5 |

очікуваний результат позначений червоним; синім позначено результат отриманий при використанні вдосконаленого рівняння перетворення (1.19).

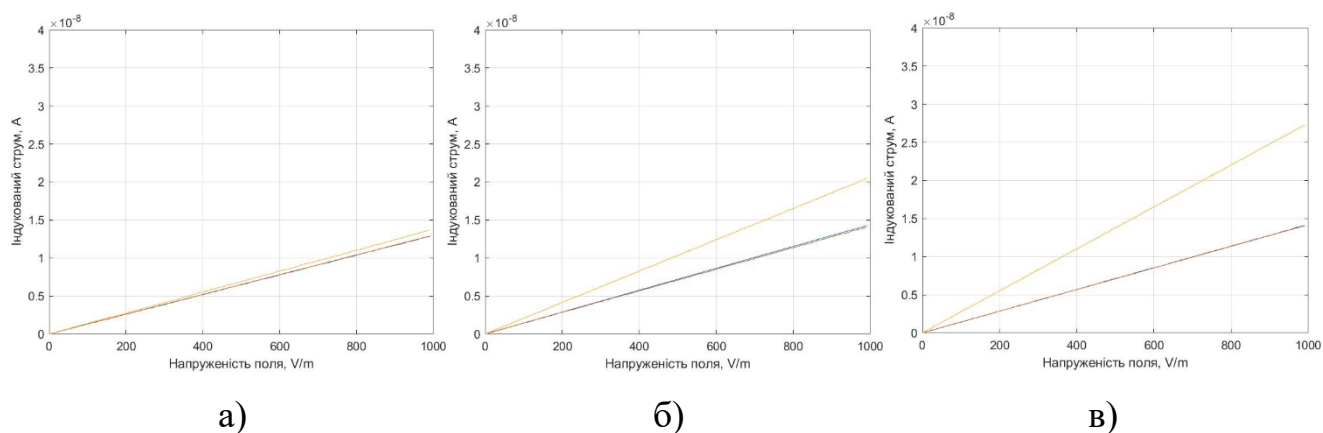


Рисунок 4.19 – Графіки чутливості сенсора ЕФ в залежності від кількості секторів: 4 (а); 6 (б); 8 (в)

Першим кроком було отримано форму сигналу з сенсору вдосконаленого ЕФ без використання постобробки. З графіків зображених на рис. 4.19 видно, що для очікуваного значення при збільшенні кількості секторів з 4 до 6 чутливість сенсора збільшилася, але при подальшому зростанні кількості секторів до 8 чутливість сенсору зменшується. Дана зміна в чутливості пояснюється дією крайових ефектів. Вдосконалене рівняння добре відтворює дану зміну чутливості. Натомість, типове рівняння при збільшенні кількості секторів лінійно збільшує чутливість, що не відповідає дійсності. Таким чином, можна стверджувати, що вдосконалене рівняння перетворення (1.19) дозволяє з високою точністю визначити чутливість сенсору ЕФ.

Окремо було розглянуто дію запропонованого цифрового алгоритму обробки вхідного сигналу. Для цього було проведено вимірювання електростатичного поля напруженістю 1 В/м без використання пост обробки контролером, результат було записано до пам'яті внутрішнього накопичувача рис. 4.20. З отриманих результатів було розраховано співвідношення сигнал шум, яке склало 47.2 dB.

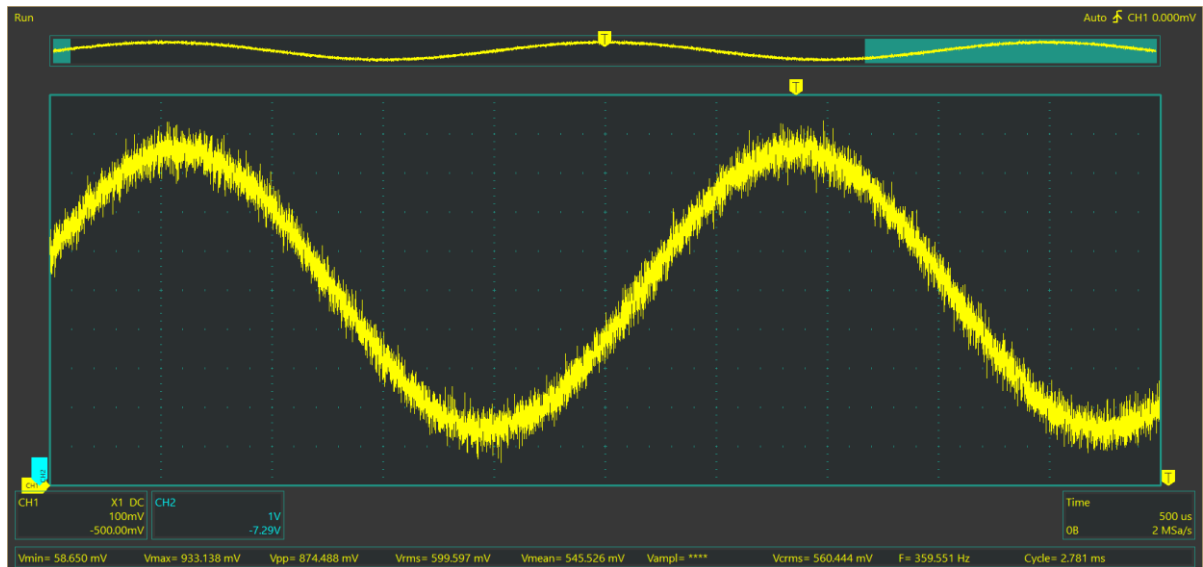


Рисунок 4.20 – Сигнал отриманий ЕФ під дію напруженості поля 1В/м

Наступним етапом, при вимірювання еталонного сигналу 1 В/м контролером було застосовано цифровий алгоритм передискретизації за ступенем 256 рис. 4.21.

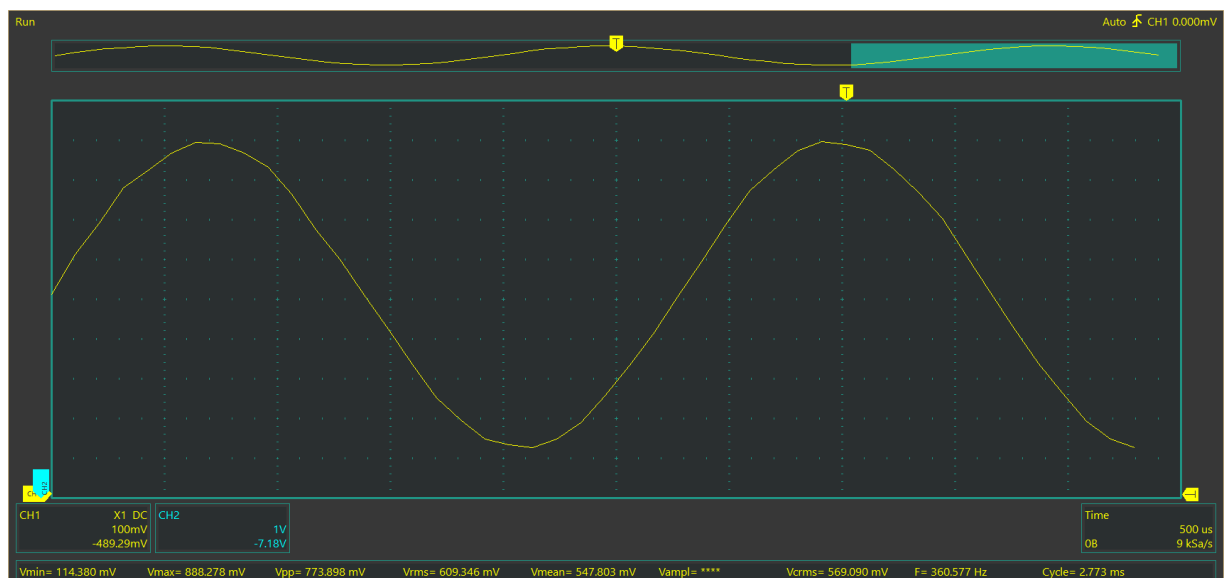


Рисунок 4.21 – Сигнал отриманий з електростатичного флюксиметру після передискретизації

В результаті, за рахунок усереднення проміжкових значень вдалося збільшилося значення співвідношення сигнал шум до 71.2 dB. При цьому довжина масиву даних зменшилася у 256 разів.

Останній етап – до цифрового алгоритму було додано КІХ фільтр результати роботи якого зображено на рис. 4.22.

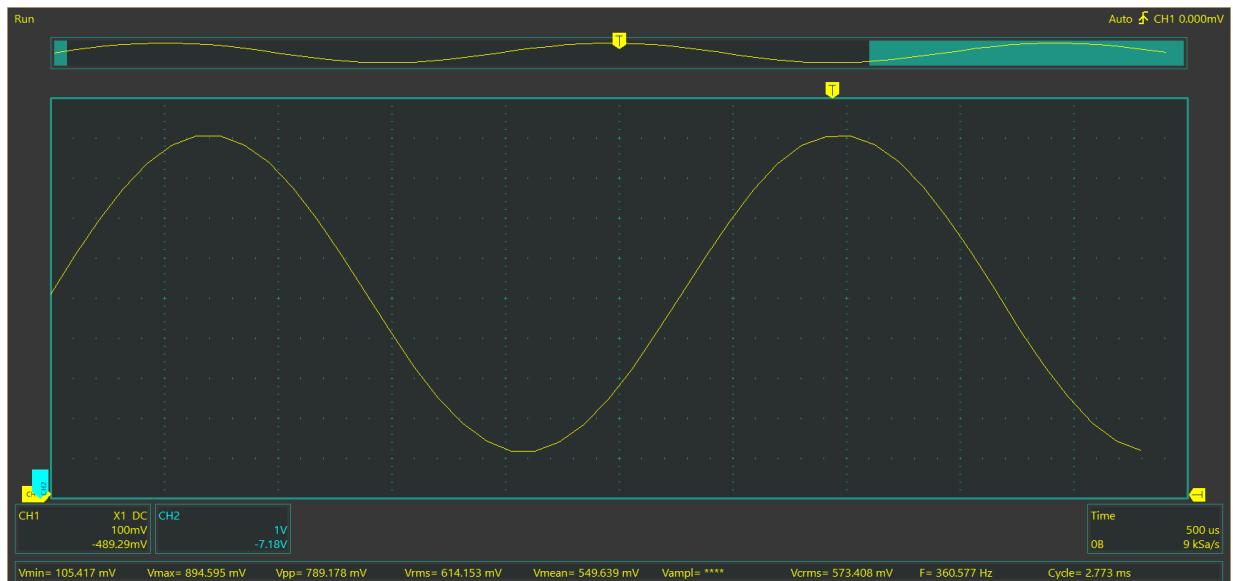


Рисунок 4.22 – Сигнал отриманий ЕФ після передискретизації та цифрової фільтрації

Результат приведено на рис. 4.22 демонструє, що В результаті, за рахунок усереднення значень вдалося збільшилося значення співвідношення сигнал шум до 81.1 dB.

У ході виконаної роботи було досліджено та визначено переваги використання передискретизації та цифрової фільтрації в обробці сигналів, з особливим зверненням на їхній вплив на співвідношення сигнал-шум (SNR). Отримані результати свідчать про важливість цих методів у поліпшенні якості сигналу та ефективному зменшенні шумів.

Цифрова фільтрація виявилася ефективним інструментом для виділення сигналів від шумів та перешкод, що призвело до покращення SNR і, відповідно, поліпшення якості обробки сигналу. Застосування передискретизації, зокрема збільшення частоти дискретизації, сприяє зменшенню шуму та забезпечує більш точне відтворення високочастотних компонентів сигналу, що також впливає на збільшення SNR.

Важливо відзначити, що оптимальний вибір параметрів передискретизації та цифрової фільтрації повинен враховувати конкретні характеристики сигналу та умов вимірювань, оскільки неконтрольоване збільшення частоти дискретизації може призвести до артефактів. У подальших дослідженнях рекомендується докладне оптимізоване налаштування цих методів для конкретних завдань та умов вимірювань.

Таким чином, в результаті проведення експериментів було встановлено достовірність проведених математичних та комп'ютерних моделювань сенсору вдосконаленого електростатичного флюксиметру та правильність отриманих результатів. Розроблені алгоритми цифрової обробки сигналів, калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру та калібрування електростатичного флюксиметру можуть бути використані для розробки та практичного використання вдосконаленої ІВС

Висновки до розділу 4

1. Розроблені алгоритми цифрової обробки сигналів, калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру, калібрування сенсору електростатичного флюксиметру
2. Розроблено структуру алгоритму цифрової обробки сигналу для вдосконаленої інформаційно-вимірювальної системи напруженості ЕП у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м, який має такі переваги:
 - Мінімізація аналогового інтерфейсу зменшує загальну вартість виробу та енергоспоживання, що є критичним для автономних систем;
 - Зменшення похибок вимірювання, що викликане недосконаlostями аналогових схем та впливу додаткових шумів на результати вимірювань.
 - Програмне забезпечення має гнучкий дизайн, що дозволяє легко впроваджувати оновлення для приладів, які знаходяться в експлуатації.
3. Розроблено методики для проведення калібрувань вдосконаленого електростатичного флюксиметру, які включають:

- Алгоритм та схему калібрування аналогового контуру електростатичного флюксиметру;
 - Алгоритм калібрування сенсору електростатичного флюксиметру;
 - Розробку стенду для проведення калібрування сенсору.
4. Проведено експериментальні дослідження прототипу вдосконаленого електростатичного флюксиметру з метою визначення його метрологічних характеристик. Проведення експерименту складалось з декількох підготовчих етапів: підготовлення стенду для калібрування та процедури калібрування вдосконаленого ЕФ для перевірки лінійності між вхідним електричним полем і вихідним струмом сенсору ЕФ. Додатково було визначено розкид значень. З отриманих результатів видно, що очікуване значення чутливості сенсора (12,97 пА/В/м) відрізняється від розрахункового (13,53 пА/В/м), що викликає систематичну мультиплікативну похибку вимірювання. При цьому виникає відносна похибка вимірювання рівна 4,36%.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі в результаті проведення теоретичних і експериментальних досліджень вирішено важливу науково-технічну задачу удосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля за рахунок зменшення його похибок вимірювання, а також наукового обґрунтування та розробки сучасної завадостійкої інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля з підвищеною точністю у низькому вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.

1. Аналіз сучасного стану та тенденцій розвитку методів та засобів вимірювання напруженості електростатичного поля показав, що не зважаючи на велику кількість проведених досліджень, їх точність вимірювання у діапазоні до 1 кВ/м, залишається низькою. Встановлено, що існуючі конструктивні рішення електростатичних флюксиметрів, будова яких ґрунтується на використанні ротаційного методу вимірювання, не дозволяють проводити точні вимірювання напруженості електростатичного поля у діапазоні до 1кВ/м та потребують подальших наукових розробок для їх практичного впровадження.
2. Для вдосконалення математичної моделі сенсору електростатичного флюксиметру проведено комп'ютерне моделювання розподілу ЕП між чутливими та екрануючою пластинами сенсору ЕФ з диференціальним включенням двох груп чутливих пластин. На основі проведеного дослідження запропоновано та обґрунтовано новий підхід до визначення оптимальних параметрів конфігурації та будови сенсору ЕФ, що дозволило збільшити його чутливість та зменшити інструментальну похибку вимірювання. Розроблено раціональну конструкцію сенсору напруженості електростатичного поля для вимірювання у діапазоні до 1кВ/м, за рахунок встановлення параметрів його оптимальної конфігурації та будови (значення відстані між пластинами 2,5-3 мм та 6 секторів), що дало можливість підвищити чутливість сенсору щонайменше у 2,6 рази.

3. Для вдосконалення рівняння перетворення, напруженості електростатичного поля в струм сенсора електростатичного флюксиметру, яке враховує ступінь впливу крайових ефектів для різних конфігурацій та будови сенсору проведено комп'ютерне моделювання сенсора електростатичного флюксиметру. Встановлено, що форма сигналу, отримана за допомогою вдосконаленого рівняння перетворення краще відповідає реальному сигналу, порівняно з типовим. Отримано числові значення коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсора до кількості його секторів ($m = -0,15$) та до відстані між пластинами ($k = -0,602 \text{ [мм}^{-1}\text{)]}$), які описують вплив крайових ефектів. Проведено перевірку відповідності моделі та загальної значущості регресійної моделі, результати якої демонструють, що з імовірністю 95% довірчі інтервали для коефіцієнтів пропорційності чутливості сенсору становлять: $m \in (-0,17; -0,129)$ та $k \in (-0,65; -0,55)$.
4. Для вдосконалення інформаційно-вимірювальної системи напруженості електростатичного поля з поліпшеними метрологічними характеристиками було розроблено її загальну структуру, яка містить цифровий алгоритм амплітудного аналізатора розмаху сигналу, схему самокалібрування аналогового контуру системи та блок підсилення з керованим коефіцієнтом підсилення. Розроблено методологію розрахунку інструментальної похибки вимірювання аналогового каскаду інформаційно-вимірювальної системи та оцінено вплив похибки квантування на загальний результат вимірювання. Виведено загальне рівняння перетворення напруженості електростатичного поля.
5. Для вдосконалення схеми перетворення струму в напругу та зменшення інструментальної похибки вимірювання електростатичного флюксиметру запропоновано використання схеми незаземленого диференційного трансімпедансного підсилювача з нульовим падінням напруги в якості вимірювального перетворювача. Проведено комп'ютерне моделювання параметрів шумів та лінійність коефіцієнтів підсилення типової та вдосконаленої схем диференційних трансімпедансних підсилювачів.

Встановлено, що в порівнянні з типовою схемою, вдосконалена схема має кращу завадостійкість (значення SNR в середньому покращилося на 42 %) та лінійність (1,07%).

6. Розроблено алгоритм обробки вхідного сигналу який збільшує динамічний діапазон (81 дБ) вимірювання напруженості електростатичного поля у вимірювальному діапазоні до 1 кВ/м.
7. Проведено експериментальні дослідження прототипу вдосконаленого електростатичного флюксиметру з метою визначення його метрологічних характеристик. Проведення експерименту складалось з декількох підготовчих етапів: підготування стенду для калібрування та процедури калібрування вдосконаленого ЕФ для перевірки лінійності між вхідним електричним полем і вихідним струмом сенсору ЕФ. Додатково було визначено розкид значень. З отриманих результатів видно, що очікуване значення чутливості сенсора (12,97 пА/В/м) відрізняється від розрахункового (13,53 пА/В/м), що викликає систематичну мультиплікативну похибку вимірювання. При цьому виникає відносна похибка вимірювання рівна 4,36%.
8. Результати дисертаційної роботи впроваджено у «Quantum Satis Engeneering LLC» (Wilmington, Delaware USA), Товариство з обмеженою відповідальністю «ЕФТЕРРА» (м. Київ) та в навчальний процес кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] І. М. Кучунський, І. Т. Горбачук та П. П. Луцик, Загальний курс фізики, т. 2, Київ: Техніка, 2006.
- [2] І. Г. Богацька, Д. Б. Гловко, А. А. Маляренко та Ю. Л. Ментковський, Загальні основи фізики, т. 2, Д. Б. Головка та Ю. Л. Ментковського, Ред., Київ: Либідь, 1998, р. 224.
- [3] R. G. Powell, *Electrostatic Fields 1*, Palgrave, London: Foundations of Engineering, 1990.
- [4] Д. Л. Дідух, Електрика та магнетизм, Тернопіль: Підручники і посібники, 2020, р. 464.
- [5] L. Y. Kwang, *Electric and magnetic fields, Electrical Engineering-Volume I*, т. 1, Oxford: Eolss Publishers Co. Ltd., 2009, р. 62.
- [6] A. J. Compton, *Basic Electromagnetism and Its Applications*, т. 9, Springer Science and Business Media, 2012.
- [7] C. Liu , E. R. Williams, E. J. Zipser та G. Burns, «Diurnal variations of global thunderstorms and electrified shower clouds and their contribution to the global electrical circuit,» *Journal of the Atmospheric Sciences*, pp. 309-323, 2010.
- [8] R. Markson, «The global circuit intensity: Its measurement and variation over the last 50 years,» *Bulletin of the American Meteorological Society*, pp. 223-242, 2007.
- [9] R. Roble та I. Tzur, «The global atmospheric electrical circuit,» в *The Earth's electrical environment*, Washington, DC, National Academies Press, 1986, pp. 206-231.
- [10] R. J. Blakeslee, D. M. Mach, M. G. Bateman та J. C. Bailey, «Seasonal variations in the lightning diurnal cycle and implications for the global electric circuit,» *Atmospheric Research*, pp. 135-136, 228-243, 2014.

- [11] F. J. W. Whipple, «Modern views on atmospheric electricity,» *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, pp. 199-222, 2007.
- [12] S. Israelsson, «On the Conception "Fair Weather Condition" in Atmospheric Electricity,» *pure and applied geophysics*, т. 116, pp. 149-158, 1978.
- [13] A. J. Bennett та R. G. Harrison, «Atmospheric Electricity in Different Weather Conditions,» *Weather*, т. 62, № 10, pp. 277-283, 2007.
- [14] K. L. Aplin, R. G. Harrison та M. J. Rycroft, «Investigating Earth's Atmospheric Electricity: A Role Model for Planetary Studies,» *Space Science Reviews*, т. 137, pp. 11-27, 2008.
- [15] K. A. Nicoll, «Measurements of Atmospheric Electricity Aloft,» *Surveys in Geophysics*, т. 33, № 5, pp. 991-1057, 2012.
- [16] S. V. Anisimov, S. V. Galichenko та K. V. Aphinogenov, «Evaluation of the Atmospheric Boundary-Layer Electrical Variability,» *Boundary-Layer Meteorology*, т. 167, pp. 327-348, 2018.
- [17] M. Buguet, P. Lalande, P. Laroche, P. Blanchet, A. Bouchard та A. Chazottes, «Thundercloud electrostatic field measurements during the inflight EXAEDRE campaign and during lightning strike to the aircraft,» *Atmosphere*, т. 12, № 12, p. 1645, 10 12 2021.
- [18] E. A. Jacobson та E. P. Krider, «Electrostatic field changes produced by Florida lightning,» *Journal of the Atmospheric Sciences*, pp. 103-117, 1976.
- [19] W. J. Koshak та E. P. Krider, «Analysis of lightning field changes during active Florida thunderstorms,» *Journal of Geophysical Research*, p. 1165, 1989.
- [20] W. J. Koshak та E. P. Krider, «A linear method for analyzing lightning field changes,» *Journal of the Atmospheric Sciences*, pp. 473-488, 1994.
- [21] L. M. Maier та E. P. Krider, «The charges that are deposited by cloud-to-ground lightning in Florida,» *Journal of Geophysical Research*, pp. 13,275-13,289, 1986.

- [22] M. J. Murphy, E. P. Krider та M. W. Maier, «Lightning charge analyses in small convection and precipitation electrification (CaPE) experiment storms,» *ournal of Geophysical Research*, pp. 29,615-29,626, 1996.
- [23] J. Chubb та J. Harbour, «A system for the advance warning of risk of lightning,» в *Paper presented at the Electrostatics Society of America 'ESA 2000' meeting Niagara Falls June 18-21 2000*, Niagara Falls, 2000.
- [24] J. Montanya , J. Bergas та B. Hermoso, «Electric field measurements at ground level as a basis for lightning hazard warning,» *Journal of Electrostatics*, pp. 241-246, 2004.
- [25] M. J. Murphy, R. L. Holle та N. W. S. Demetriades, «Cloud-to-ground lightning warnings using electric field mill and lightning observations,» в *In 20th International Lightning Detection Conference (ILDC)*, Tucson, USA, 2008.
- [26] R. G. Harrison, «Fair Weather Atmospheric Electricity,» *Journal of Physics: Conference Series*, 301, 012001, pp. 1-6, 2011.
- [27] R. G. Harrison та K. A. Nicoll, «Fair Weather Criteria for Atmospheric Electricity Measurements,» *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, т. 179, pp. 239-250, 2018.
- [28] L. Li, T. Chen, S. Ti, S.-H. Wang, J.-J. Song, C.-L. Cai, Y.-H. Liu, W. Li та J. Luo, «Fair-weather Near-Surface Atmospheric Electric Field Measurements at the Zhongshan Chinese Station in Antarctica,» *Applied Sciences*, т. 12, № 18, p. 9248, 2022.
- [29] R. G. Harrison, «The Global Atmospheric Electrical Circuit and Climate,» *Surveys in Geophysics*, т. 25, pp. 441-484, 2004.
- [30] C. Price, «Will a Drier Climate Result in More Lightning?,» *Atmospheric Research*, т. 91, № 2-4, pp. 479-484, 2009.
- [31] R. G. Harrison, «Aerosol-Induced Correlation Between Visibility and Atmospheric Electricity,» *Journal of Aerosol Science*, т. 52, pp. 121-126, 2012.

- [32] N. Kastelis та K. Kourtidis, «Characteristics of the Atmospheric Electric Field and Correlation with CO₂ at a Rural Site in Southern Balkans,» *Earth, Planets and Space*, т. 68, № 3, 2016.
- [33] E. T. Pierce, «Radioactive Fallout and Secular Effects in Atmospheric Electricity,» *Journal of Geophysical Research*, т. 77, № 3, pp. 482-487, 1972.
- [34] M. Takeda, M. Yamauchi, M. Makino та T. Owada, «Initial Effect of the Fukushima Accident on Atmospheric Electricity,» *Geophysical Research Letters*, т. 38, № 15, 2011.
- [35] A. W. P. Thomson, A. J. McKay, E. Clarke та S. J. Reay, «Surface Electric Fields and Geomagnetically Induced Currents in the Scottish Power Grid During the 30 October 2003 Geomagnetic Storm,» *Space Weather*, т. 3, № 11, 2005.
- [36] L. Nie та X. Zhang, «Identification and Analysis of Multi-Station Atmospheric Electric Field Anomalies before the Yangbi Ms 6.4 Earthquake on 21 May 2021,» *Atmosphere*, т. 14, № 10, p. 1579, 2023.
- [37] X. Zhang, X. Shen, M. Parrot, Z. Zeren, X. Ouyang, J. Liu та Y. Miao, «Phenomena of electrostatic perturbations before strong earthquakes (2005-2010) observed on DEMETER,» *Natural Hazards and Earth System Science*, т. 12, № 1, pp. 75-83, 2012.
- [38] J. J. Su та H. Chen, «Study on the mechanism of atmospheric electric field anomalies before earthquakes,» *Results in Geophysical Sciences*, т. 15, p. 100060, 2023.
- [39] X. Jin, L. Zhang, J. Bu, G. Qiu, L. Ma, C. Liu та Y. Li, «Discussion on anomaly of atmospheric electrostatic field in Wenchuan Ms8.0 earthquake,» *Journal of Electrostatics*, т. 104, p. 103423, 2020.
- [40] С. П. Левашов, Н. А. Якимчук, И. Н. Корчагин, В. В. Прилуков та Ю. Н. Якимчук, «Комплексні методи інформаційного забезпечення ресурсних питань,» в *Про можливість знаходження і картування за допомогою геоелектричних методів аномалій типу "поклад вуглеводнів" у розломних зонах кристалічних масивів*, 2010.

- [41] М. А. Якимчук та І. П. Мороз, «Власні електромагнітні коливання поляризованих шарів літосфери,» *Геоінформатика*, т. 1, pp. 93-96, 2010.
- [42] С. П. Левашов, Н. А. Якимчук та И. Н. Корчагин, «Можливості мобільних геофізичних технологій при пошуках та розвідці нафти та газу,» *Геодинаміка*, т. 2, № 11, pp. 158-160, 2011.
- [43] М. В. Худецький, В. Г. Баженов та М. А. Якимчук, «Спосіб вертикального електрорезонансного зондування». Україна Патент 57951, 25 03 2011.
- [44] М. А. Якимчук, «Електричне поле і його роль у житті Землі,» *Геоінформатика*, № 3, pp. 10-20, 2014.
- [45] С. П. Левашов, М. А. Якимчук, И. Н. Корчагин та М. Д. Божежа, «Мобильные прямопоисковые технологии: некоторые результаты их применения при поисках нефти и газа в морских акваториях,» *Геологія і корисні копалини Світового океану*, т. 14, № 3, pp. 81-116, 2018.
- [46] А. С. Белак, «Автоматизована система вимірювання напруження електричного поля на місцевості,» м. Київ, 2021.
- [47] В. Г. Баженов та О. А. Повшенко, «Аналіз сучасних методів вимірювання електричних полів,» *Sciences of Europe*, № 101, pp. 72-77, 2022.
- [48] В. Г. Суярко, Прогнозування, пошук та розвідка родовищ вуглеводнів, Харків: Фоліо, 2015, р. 413.
- [49] B. W. Waaver та R. K. Warren, «Electric power grid induced geophysical prospecting method and apparatus». USA Патент 7248052, 24 Jun 2007.
- [50] ESDA/JEDEC, «Joint Standard For Electrostatic Discharge Sensitivity Testing - Charged Device Model (CDM) - Device Level,» Rome, NY, 2022.
- [51] ESDA/JEDEC, «Joint Standard For Electrostatic Discharge Sensitivity Testing - Human Body Model (HBM) - Component Level,» Rome, NY, 2023.
- [52] S. H. Voldman, ESD Handbook, Wiley Sons, Limited, John, 2021.
- [53] J. Smallwood, «A Guide to ESD,» EMC Information Centre - The EMC Journal, [Онлайновий]. Available:

https://www.nutwooduk.co.uk/archive/old_archive/030923.htm.

[Дата

звернення: 19 Nov 2023].

- [54] EOS/ESD Association, Inc., «EOS/ESD Fundamentals Part 1 | EOS/ESD Association, Inc.,» EOS/ESD Association, Inc., [Онлайновий]. Available: <https://www.esda.org/esd-overview/esd-fundamentals/part-1-an-introduction-to-esd/>. [Дата звернення: 19 Nov 2023].
- [55] S. Pan та Z. Zhang, «Fundamental Theories and Basic Principles of Triboelectric Effect: A Review,» *Friction*, т. 7, № 1, pp. 2-17, Aug. 2018.
- [56] EOS/ESD Association, Inc., ESD Association Advisory for Electrostatic Discharge Terminology - Glossary, Rome, NY 13440: Electrostatic Discharge Association, 2017.
- [57] A. Richter, B. Carn та EOS/ESD Association, Inc., «A Look at the New ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 CDM Test Standard,» т. 51, pp. 11-15, Oct. 2017.
- [58] F. Ruffat, F. Caignet, A. Boyer, F. Escudié, G. Mejecaze та F. Puybaret, «New measurement method to investigate the service life of protection networks exposed to ESD,» *Microelectronics Rel.*, p. 114661, Sep 2022.
- [59] Y. Gao, «Design of compact-diode-SCR with low-trigger voltage for full-chip ESD protection,» *Microelectronics Rel.*, т. 140, p. 114860, Jan 2023.
- [60] EOS/ESD Association, Inc., Protection of Electrical and Electronic Parts, Assemblies, and Equipment (Excluding Electrically Initiated Explosive Devices), Rome, NY 13440: Electrostatic Discharge Association, 2021.
- [61] IEC, Electrostatics - Part 5-2: Protection of electronic devices from electrostatic phenomena - User guide, Geneva, Switzerland: Electrostatic Discharge Association, 2018.
- [62] C. Karch, M. Calomfirescu, M. Rothenhaeusler, C. Brand та H. Meister, «Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress 2017,» в *FFS: Lightning Strike Protection of Radomes - An Overview*, Munich, 2017.

- [63] M. G. Bateman, M. F. Stewart, S. J. Podgorny, H. J. Christian, D. M. Mach та R. J. Blakeslee, «A low-noise, microprocessor-controlled, internally digitizing rotating-vane electric field mill for airborne platforms,» *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, pp. 1245-1255, 2007.
- [64] J. J. Jones, W. P. Winn та F. Han, «Electric Field Measurements with an Airplane: Problems Caused by Emitted Charge,» *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, т. 98, № D3, pp. 5235-5244, 1993.
- [65] O. Povschenko та V. Bazhenov, «Analysis of Modern Atmospheric Electrostatic Field Measuring Instruments and Methods,» *Technology Audit and Production Reserves*, т. 4, № 1(72), pp. 16-24, 2023.
- [66] L. Ackermann, A. Bouwers, C. Carlsson, K. Dümmlin, U. Goering, O. Haxel, R. Krebs, S. Ledin, K. Lidén, L. Lorentzon, G. A. Magni, H. Mergler, F. W. Spiers, H. Schleussner, M. P. Visser, F. Wachsmann, E. S. Wasser, E. Zieler та H. Vieten, *Encyclopedia of Medical Radiology*, pringer-Verlag Berlin Heidelberg, 1968.
- [67] Y. B. Acharya, «A Wide Range Linear Electrometer,» *AIP Review of Scientific Instruments*, т. 71, № 6, pp. 2585-2588, 2000.
- [68] R. G. Harrison, «An antenna electrometer system for atmospheric electrical measurements,» *API Review of Scintific Instruments*, т. 68, № 3, pp. 1599-1603, 1997.
- [69] R. G. Harrison, G. J. Marlton, K. A. Nicoll, M. W. Airey та P. D. Williams, «A self-calibrating wide range electrometer for in-cloud measurements,» *Review of Scientific Instruments*, т. 88, № 12, p. 126109, 2017.
- [70] S. Chauzy, J. C. Medale, S. Prieur та S. Soula, «Multilevel measurement of the electric field underneath a thundercloud: 1. A new system and the associated data processing,» *Journal of Geophysical Research*, pp. 22,319-22,326, 1991.
- [71] W. P. Winn та C. B. Moore, «Electric field measurements in thunderclouds using instrumented rockets,» *Journal of Geophysical Research*, pp. 5003-5017, 1971.

- [72] J. A. Chalmers, «Atmospheric electricity,» New York, Pergamon Press, 1967, p. 128.
- [73] J. N. Chubb, «Two new designs of ‘field mill’ type fieldmeters not requiring earthing of rotating chopper,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1178-1181, 1990.
- [74] G. P. Harnwell та S. N. Voorhis, «An electrostatic generating voltmeter,» *Review of Scientific Instruments*, pp. 540-541, 1933.
- [75] M. N. Horenstein та P. R. Stone, «A micro-aperture electrostatic field mill based on MEMS technology,» *Journal of Electrostatics*, pp. 51-52, 515-521, 2001.
- [76] D. J. Malan та B. F. J. Schonland, «An electrostatic fluxmeter of short response-time for use in studies of transient field-changes,» *Proceedings of the Physical Society*, pp. 402-408, 1950.
- [77] W. W. Mapleson та W. S. Whitlock, «Apparatus for the accurate and continuous measurement of the Earth's electric field,» *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, pp. 61-72, 1955.
- [78] P. E. Secker, «The desing of simple instruments for measurement of charge on insulating surfaces,» *Journal of Electrostatics*, pp. 27-36, 1975.
- [79] A. Antunes de Sá, R. A. Marshall, A. P. Sousa, A. Viets та W. Deierling, «An array of low-cost, high-speed, autonomous electric field mills for thunderstorm research.,» *Earth and Space Science*, 3 November 2020.
- [80] Y. Cui, H. Yuan, X. Song, L. Zhao, Y. Liu та L. Lin, «Model, Design and Testing of Field Mill Sensors for Measuring Electric Fields under High-Voltage Direct Current Power Lines,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, т. 65, № 1, pp. 608-615, 2016.
- [81] В. Г. Баженов та О. А. Повшенко, «Методичні особливості розрахунку похибок вимірювання напруженості електростатичного поля,» *Вісник КПІ*, т. 65, № 1, pp. 65-72, 18 Лютий 2023.

- [82] Y. Zhu, J. E.-Y. Lee та A. A. Seshia, «A Resonant Micromachined Electrostatic Charge Sensor,» *IEEE Sensors Journal*, т. 8, № 9, pp. 1499-1505, 2008.
- [83] C. Peng, X. Chen, Q. Bai, L. Luo та S. Xia, «A Novel High Performance Micromechanical Resonant Electrostatic Field Sensor Used In Atmospheric Electric Field Detection,» в *Micro Electro Mechanical Systems, 2006. MEMS 2006 Istanbul. 19th IEEE International Conference*, 2006.
- [84] X. Chen, C. Peng та S. Xia, «Design of a thermally driven resonant miniature electric field sensor with feedback control,» в *3-rd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Sanya, China, 2008.
- [85] P. S. Riehl, K. L. Scott, R. S. Muller, R. T. Howe та J. A. Yasaitis, «Electrostatic charge and field sensors based on micromechanical resonators,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, т. 12, № 5, pp. 577-589, 2003.
- [86] C. Gong, H. Tao, C. Peng, Q. Bai, S. Chen та S. Xia, «A Novel Miniature Interlacing Vibrating Electric Field Sensor,» *IEEE Sensors*, pp. 409-411, 2005.
- [87] P. Yang, C. Peng, H. Zhang, S. Liu, D. Fang та S. Xia, «A high sensitivity SOI electric-field sensor with novel comb-shaped microelectrodes,» в *16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, Beijing, China, 2011.
- [88] B. Bahreyni, G. Wijeweera, C. Shafai та A. Rajapakse, «Design and Testing of a Field-Chopping Electric Field Sensor using Thermal Actuators with Mechanically Amplified Response,» в *TRANSDUCERS 2007 - 2007 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, Lyon, France, 2007.
- [89] B. Bahreyni, G. Wijeweera, C. Shafai та A. Rajapakse, «Analysis and Design of a Micromachined Electric-Field Sensor,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, т. 17, № 1, pp. 31-36, 2008.
- [90] J. Huang, X. Wu, X. Wang, X. Yan та L. Lin, «A novel high-sensitivity electrostatic biased electric field sensor,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, т. 25, № 9, p. 095008, 2015.

- [91] Y. Wang, D. Fang, K. Feng, R. Ren, B. Chen, C. Peng та S. Xia, «A novel micro electric field sensor with X-Y dual axis sensitive differential structure,» *Sensors and Actuators A: Physical*, т. 229, pp. 1-7, 2015.
- [92] Q. Ma, K. Huang, Z. Yu та Z. Wang, «An electric field sensor with double-layer floating structure for measurement of dc synthetic field coupled with ion flow,» в *19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, Kaohsiung, Taiwan, 2017.
- [93] G. C. Underwood, «A MEMS Dual Vertical Electrometer and Electric Field-Mill,» Department of Electrical and Computer Engineering, Toronto, Ontario, Canada, 2019.
- [94] B. Ling, Y. Wang, C. Peng, B. Li, Z. Chu, B. Li та S. Xia, «Single-chip 3D electric field microsensor,» *Front. Mech. Eng.*, т. 12, № 4, pp. 581-590, 2017.
- [95] Z. Chu, C. Peng, R. Ren, B. Ling, Z. Zhang, H. Lei та S. Xia, «A High Sensitivity Electric Field Microsensor Based on Torsional Resonance,» *Sensors*, т. 18, № 1, pp. 286-302, 2018.
- [96] J. R. Smith, «Electric Field Imaging,» Massachusetts Institute of Technology, 77 Massachusetts Avenue, Cambridge, MA, USA, 1999.
- [97] J. R. Smith, E. Garcia, R. Wistort та G. Krishnamoorthy, «Electric Field Imaging Pretouch for Robotic Graspers,» в *2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, San Diego, CA, USA, 2007.
- [98] NASA, «Electric Field Imaging System | T2 Portal,» National Aeronautics and Space Administration, 6 Feb 2019. [Онлайновый]. Available: <https://technology.nasa.gov/patent/LAR-TOPS-116>. [Дата звернення: 20 Nov 2023].
- [99] E. R. Generazio, «Electric potential and electric field imaging,» в *43rd Annual Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 2017.
- [100] E. R. Generazio, «Electric field quantitative measurement system and method». USA Патент 9,279,719, 8 Mar 2016.

- [101] E. R. Generazio, «Ephemeral electric potential and electric field sensor». The United States of America Патент 9,804,199, 31 Oct 2017.
- [102] E. R. Generazio, «Quasi-static electric field generator». The United States of America Патент 9,559,616, 31 January 2017.
- [103] E. R. Generazio, «Dynamic multidimensional electric potential and electric field quantitative measurement system and method». The United States of America Патент 10,712,378, 14 July 2020.
- [104] E. R. Generazio, «Method for phonon assisted creation and annihilation of subsurface electric dipoles». The United States of America Патент 10,900,930, 26 January 2021.
- [105] E. R. Generazio, «Dynamic multidimensional electric potential and electric field quantitative measurement system and method». The United States of America Патент 11,293,964, 5 April 2022.
- [106] E. R. Generazio, «Method for phonon assisted creation and annihilation of subsurface electric dipoles». The United States of America Патент 11,360,048, 14 June 2022.
- [107] L. H. M. Mens, «Advances in Cochlear Implant Telemetry: Evoked Neural Responses, Electrical Field Imaging, and Technical Integrity,» *Trends in Amplification*, т. 11, № 3, pp. 143-159, 2007.
- [108] E. R. Generazio, «Electric Field Imaging (EFI) Technology,» Nondestructive Evaluation Program | Office Of Safety And Mission, Langley Research Center, 2016.
- [109] E. R. Generazio, «Identification and characterization of remote objects by electric charge tunneling, injection, and induction, and an erasable organic molecular memory». The United States of America Патент 10,281,430, 7 May 2019.
- [110] E. R. Generazio, «Electric field imaging system». The United States of America Патент 10,620,252, 14 April 2020.

- [111] D. S. Chester, «Electrical storm forecast system». United States of America Патент US4095221, 13 07 1978.
- [112] T. J. Wells та R. S. Elliott, «Micro-electrometer». United States of America Патент US6982549B1, 03 07 2006.
- [113] J. A. Swenson, W. H. Beasley, L. G. Byerley та I. G. Bogoev, «Electric-field meter having current compensation». United States of America Патент US7256572B2, 14 09 2007.
- [114] A. Lemonou, Z. Agorastou, T. Noulis та S. Siskos, «Low Noise-Low Power Transimpedance Amplifier Design for Electric Field Sensing,» в *2022 Panhellenic Conference on Electronics & Telecommunications (PACET)*, Tripolis, Greece, 2022.
- [115] Z. Agorastou, T. Noulis та S. Siskos, «Analog Sensor Interface for Field Mill Sensors in Atmospheric Applications,» *Sensores*, т. 22, № 21, p. 8405, 1 November 2022.
- [116] Z. Agorastou, A. Michailidis, A. Lemonou, R. Themeli, T. Noulis та S. Siskos, «Integrated Filter Design for Analog Field Mill Sensor Interface,» *Sensors*, т. 23, № 7, p. 3688, 2 April 2023.
- [117] П. М. Павленко, С. Ф. Філоненко, О. М. Чередніков та В. В. Трейтяк, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМ І ПРОЦЕСІВ, Київ: Національний авіаційний університет, 2017, p. 392.
- [118] P. Tant, B. Bolsens, T. Sels, D. Van Dommelen, J. Driesen та R. Belmans, «Design and Application of a Field Mill as a High-Voltage DC Meter,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, т. 56, № 4, pp. 1459 - 1464, 23 July 2007.
- [119] J. Chubb, «Limitations on the performance of ‘field mill’ fieldmeters with,» *Journal of Electrostatics*, т. 78, № 1-3, 2015.

- [120] «COMSOL Multiphysics® Simulation Software,» 2022. [Онлайновий]. Available: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>. [Дата звернення: Dec 2022].
- [121] «COMSOL Documentation,» 1998-2023. [Онлайновий]. Available: <https://doc.comsol.com/6.2/docserver/#!/com.comsol.help.comsol/helpdesk/helpdesk.html>. [Дата звернення: Jan 2023].
- [122] P. O. Povshenko O., «Increasing sensitivity of the electrostatic field mill sensor by determining its optimal configuration,» *Technology audit and production reserves*, т. 6, № 1(74), pp. 21-27, 13 Dec 2023.
- [123] J. . A. Swenson, W. H. Beasley, L. G. Byerley та I. G. Bogoev, «Electric-field meter having current compensation». United States Патент US 7.256,572, 14 Aug. 2007.
- [124] W. Ibrahim, M. R. Ghazali, S. A. Ghani та Z. Abdul-Malek, «Measurement of vertical Electric fields from lightning flashes using parallel plate antenna,» в *InECCE 2011 - International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering*, 2011.
- [125] R. G. Harrison та G. J. Marlton, «Fair weather electric field meter for atmospheric science platforms,» *Journal of Electrostatics*, т. 107, p. 103489, 2020.
- [126] J. Montanyà, P. Rodríguez, J. Bergas, A. Illa, B. Hermoso та I. Candela, «A new electrostatic field measurement method: The coherent-notch field mill,» *Journal of Electrostatics*, т. 65, № 7, pp. 431-437, 2007.
- [127] P. Tant, B. Bolsens, T. Sels, D. Van Dommelen, J. Driesen та R. Belmans, «Design and Application of a Field Mill as a High-Voltage DC Meter,» в *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, Sorrento, Italy, 2006.
- [128] Z. Bobbitt, «Exponential Regression in Excel (Step-by-Step),» 15 Feb 2021. [Онлайновий]. Available: <https://www.statology.org/exponential-regression-excel/>. [Дата звернення: Dec 2023].

- [129] М. В. Філіппова, О. В. Волошко та С. С. Заєць, «Основи метрології та інформаційновиміральної техніки,» КПІ імені Ігоря Сікорського, Київ, 2017.
- [130] М. М. Дорожовець, Опрацювання результатів вимірювань, Львів: Львівська політехніка, 2007.
- [131] S. Cular, «The Measurement and Uncertainty of Air Dielectric Capacitors from 1 kHz to 10 MHz,» в *The Measurement and Uncertainty of Air Dielectric Capacitors from 1 kHz to 10 MHz*, United States, 2014.
- [132] Р. В. Трембовецька, В. В. Тичков, К. В. Базіло та Л. Г. Куницька, «Основи теорії похибок,» Черкаси, 2018.
- [133] В. О. Поджаренко, О. М. Васілевський та В. Ю. Кучерук, «Опрацювання результатів вимірювань на основі концепції невизначеності,» ВНТУ, Вінниця, 2008.
- [134] Л. А. Назаренко, «Невизначеність результатів вимірювання в фотометрії,» *Міжнародний науково-технічний журнал "Світлотехніка та Електроенергетика"*, т. 2, pp. 27-37, 2010.
- [135] М. Dorozhovets та А. Pryhrotskyi, «Enhancing Gain Accuracy of a Differential Amplifier through Dynamic Amplification Method,» *Measurement Techniques and Metrology*, т. 73, pp. 68-75, 2012.
- [136] В. V. P. O. B. H. Povshenko O., «Increasing the accuracy of electrostatic fields strength measurement by using an improved differential transimpedance amplifier circuit,» *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, т. 6, № 5(126), p. 6–14, 2023.
- [137] Analog Devices, «Dual, Low Noise, Single-Supply Variable Gain Amplifier,» 1996-2008. [Онлайновий]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad605.pdf>. [Дата звернення: Oct 2021].

- [138] J.-H. Noh, «Frequency Response Analysis and Design Rules for Capacitive Feedback Transimpedance Amplifier,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 1-9, 2020.
- [139] Data Translation, «Overall Accuracy = ENOB (Effective Number of Bits),» 2008. [Онлайновий]. Available: <https://files.digilent.com/reference%2FENOB-Overall-Accuracy.pdf>. [Дата звернення: Oct 2023].
- [140] M. Pachchigar, «Increase Dynamic Range of SAR ADCs Using Oversampling,» *Analog Devices*, 01 Jun 2015. [Онлайновий]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/increase-dynamic-range-of-sar-adcs-using-oversampling.html>. [Дата звернення: 05 Dec 2023].
- [141] O. Amir та J. Casuga, «Application Note ADC Oversampling,» *Texas Instruments*, Mar 2023. [Онлайновий]. Available: https://www.ti.com/lit/an/sprad55/sprad55.pdf?ts=1703975758401&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. [Дата звернення: Dec 2023].
- [142] R. Brown та S. Singh, «General Oversampling of MSP ADCs for Higher Resolution,» *Texas Instruments Incorporated*, Feb 2018. [Онлайновий]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slaa694a/slaa694a.pdf>. [Дата звернення: Dec 2023].
- [143] Atmel Corporation, «Enhancing ADC Resolution by Oversampling,» *Microchip*, 2015. [Онлайновий]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/doc8003.pdf>. [Дата звернення: Dec 2023].
- [144] M. B. Trimale та Chilveri, «A Review: FIR Filter Implementation,» в *2017 2nd IEEE International Conference On Recent Trends In Electronics Information & Communication Technology*, India, 2017.
- [145] Arm Ltd., «CMSIS-DSP Software Library,» 2 May 2022. [Онлайновий]. Available: https://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/group__FIR.html. [Дата звернення: Dec 2023].

- [146] Sybernix, «Designing a Bandpass Finite Impulse Response (FIR) Filter in Matlab,» 20 Nov 2021. [Онлайновий]. Available: <https://sybernix.medium.com/designing-a-bandpass-finite-impulse-response-fir-filter-in-matlab-e79be749e21c>. [Дата звернення: Dec 2023].
- [147] A. Akif, FIR Filter Features on FPGA, Linköping University: Department of Electrical Engineering, 2018.
- [148] P. Spronck, «Synchronous Sampling and Algorithmic Amplitude Detection,» 5 5 2005. [Онлайновий]. Available: <https://www.eetimes.com/synchronous-sampling-and-algorithmic-amplitude-detection/>. [Дата звернення: Dec 2023].
- [149] M. Pastre та M. Kayal, Methodology for the Digital Calibration of Analog Circuits and Systems, Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2006.
- [150] American National Standards Institute, «IEEE Guide for the Measurement of DC Electric-Field Strength and Ion Related Quantities,» IEEE, New York, 1990.
- [151] P. M. Morse та H. Feshbach, Methods of Theoretical Physics, Part II, New York: McGraw Hill, 1953, p. 1245.
- [152] T. Takuma, T. Kawamoto та Y. Sunaga, «Analysis Of Calibration Arrangements For AC Field Strength Meters,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Томи %1 з %2PAS-104, № 2, pp. 488-496, 1985.
- [153] С. М. Гетманець та Д. В. Степанов, Основи вимірювань і випробувань. Конспект лекцій для студентів спеціальності 7.05050403, 8.05050403 «Відновлення та підвищення зносостійкості деталей і конструкцій», Київ: НТУУ «КПІ», 2013, p. 41.

ДОДАТОК А

**Список наукових праць здобувача за темою дисертації та відомості про
апробацію результатів дисертації**

1. Povshenko O. Increasing the accuracy of electrostatic fields strength measurement by using an improved differential transimpedance amplifier circuit [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov, Olha Pazdrii, Halyna Bohdan // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. – Т. 6, № 5(126). – С. 6–14. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2023.292691> (*Scopus, Q 3, ISSN 1729-3774*)
2. Povshenko O. Increasing sensitivity of the electrostatic field mill sensor by determining its optimal configuration [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Olha Pazdrii // Technology audit and production reserves. – 2023. – Т. 6, № 1(74). – с. 21–27. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.292919> (*фахове видання, ISSN 2706-5448*)
3. Povshenko O. Analysis of modern atmospheric electrostatic field measuring instruments and methods [Електронний ресурс] / Oleksandr Povshenko, Viktor Bazhenov // Technology audit and production reserves. – 2023. – Т. 4, № 1(72). – с. 16–24. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2023.285963> (*фахове видання, ISSN 2664-9969*)
4. Повшенко О. А. Методичні особливості розрахунку похибок вимірювання напруженості електростатичного поля / О. А. Повшенко, В. Г. Баженов. // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Сер.: Приладобудування. – 2023. – №65. – с. 65–72. [https://doi.org/10.20535/1970.65\(1\).2023.283358](https://doi.org/10.20535/1970.65(1).2023.283358) (*фахове видання, ISSN 2663-3450*)
5. Повшенко О. А. Аналіз сучасних методів вимірювання електричних полів / О. А. Повшенко, В. Г. Баженов. // Sciences of Europe. – 2022. – №101. – с. 72–

77. <https://doi.org/10.5281/zenodo.7107072> (*Закордонне видання*, ISSN 3162-2364)

6. Баженов В. Узагальнення математичної моделі електростатичного флюксметра для підвищення точності вимірювання напруженості атмосферного електростатичного поля / В. Баженов, О. Повшенко// XXII Міжнародна науково-технічна конференція “ПРИЛАДОБУДУВАННЯ: стан і перспективи”: Міжнар. наук. конф., Київ, 16-17 трав. 2023 р. – Київ, 2023. – с. 185–286.
7. Баженов В. Вдосконалення функціональної схеми електростатичного флюксметра / В. Баженов, О. Повшенко // XV Міжнародна науково-практична конференція «Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІПРТК-2022)»: Міжнар. наук. конф., Київ, 23 трав. 2023 р. – Київ, 2023. – с. 165–166.
8. Povshenko O.A. Analysis of modern methods of measuring electric fields [Electronic resource]/ O. A. Povshenko, V. G. Bazhenov// Formation of perceptions of the structure of scientific methodology: Proceedings of the V International Scientific and Practical Conference, Vienna, 30–31 December 2022. – [S.l.], 2022. – p. 5–7. – Mode of access: <https://intersci.eu/wp-content/uploads/2023/01/Formation-of-perceptions-of-the-structure-of-scientific-methodology.pdf>.

ДОДАТОК Б

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан приладобудівного факультету
Національного технічного університету України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

д.т.н., професор  Григорій ТИМЧИК

« 19 » _____ 2023 року

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

в навчальному процесі матеріалів дисертаційної роботи

Повшенка Олександра Анатолійовича

В навчальному процесі кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю приладобудівного факультету КПІ ім. Ігоря Сікорського при підготовці магістрів зі спеціальності 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка (151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології) (освітня програма «Комп'ютерно-інтегровані системи та технології в приладобудуванні») та в ході розроблення силабусу, конспекту лекцій та практичних робіт з дисципліни «Новітні системи та технології обробки сигналів» були використані такі матеріали кандидатської дисертації О.А. Повшенка:

- принцип створення математичних моделей вимірювальних систем на прикладі вдосконаленої математичної моделі сенсору електростатичного флюксиметру;
- принцип розробки програмних алгоритмів цифрової обробки сигналів на прикладі алгоритму цифрової обробки отриманого сигналу з сенсору вимірювача напруженості електростатичного поля для розрахунку/відображення значень напруженості ЕП.

Заступник декана ПБФ

к.т.н., доцент



Марина ФІЛІПОВА

Завідувач кафедри АСНК

д.т.н., доцент



Юрій КИРИЧУК

Професор кафедри АСНК

д.т.н., професор



Юрій КУЦ

Доцент кафедри АСНК

к.т.н.



Галина БОГДАН

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан приладобудівного факультету
Національного технічного університету України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

д.т.н., професор  Григорій ТИМЧИК

« 14 » 01 2023 року

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

в навчальному процесі матеріалів дисертаційної роботи
Повшенка Олександра Анатолійовича

В навчальному процесі кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю приладобудівного факультету КПІ ім. Ігоря Сікорського при підготовці бакалаврів зі спеціальності 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка (151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології) (освітня програма «Комп'ютерно-інтегровані системи та технології в приладобудуванні») та в ході розроблення силабусу, конспекту лекцій та практичних робіт з дисциплін «Електроніка» та «Основи цифрової схемотехніки» були використані такі матеріали кандидатської дисертації О.А. Повшенка:

- методичне забезпечення для проведення комп'ютерного моделювання схем операційних підсилювачів з метою розрахунку їх характеристик, використовуючи програмне забезпечення LTspice компанії Analog Devices.
- розробки програмних алгоритмів цифрової обробки сигналів на прикладі розробленого алгоритму цифрової обробки отриманого сигналу з сенсору вимрювача напруженості електростатичного поля.

Заступник декана ПБФ

к.т.н., доцент

Марина ФІЛІППОВА

Завідувач кафедри АСНК

д.т.н., доцент

Юрій КИРИЧУК

Доцент кафедри АСНК

к.т.н., доцент

Віктор БАЖЕНОВ

Доцент кафедри АСНК

к.т.н.

Галина БОГДАН



Товариство з обмеженою відповідальністю «ЕФТЕРРА»

04123, м. Київ, вул. Галицька 3, к.17

+3800634557800

efterra2020@gmail

№ 06/Н

від "12" січня 2024р.

Акт

впровадження результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, Бабіч І.М. – заступник директора, Рудь О.Д. – науковий консультант, склали цей акт про те, що результати наукових досліджень Повшенка Олександра Анатолійовича, отримані в дисертаційній роботі «Вдосконалення ротаційного методу вимірювання напруженості електростатичного поля», яка виконувалась на кафедрі Автоматизації та систем неруйнівного контролю НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», є важливими і будуть використані для розробок перспективних заводостійких систем вимірювання напруженості електростатичного поля з підвищеною точністю, а саме алгоритмічне, програмне та методичне забезпечення для вдосконаленого електростатичного флюксиметру, з метою проведення вимірювань напруженості електростатичного поля як на відкритій місцевості так і у приміщеннях.

Заступник директора

 Бабіч І.М.

Науковий консультант

 Рудь О.Д.


Quantum Satis Engineering LLC

+1 484 52 111 21
1201 N. Orange
Street Suite 7160
19801
Wilmington
Delaware
United States

sale@nanofulleron.com
www.nanofulleron.com

January 18, 2024

Act Implementation of the results of the dissertation

This Act is composed by Yaroslav Churakov, Director of "Quantum Satis Engineering LLC", the undersigned, confirms that:

the results of the scientific research of Oleksandr Povshenko, obtained in the thesis "Improvement of the rotational method of measuring the electrostatic field strength", which was carried out at the Department of Automation and Non-destructive Testing Systems of National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", are important and will be used for the development of modern systems for measuring the electrostatic field strength with increased accuracy in the range of up to 1 kV/m, namely, algorithmic, software and methodical support for an improved electrostatic field mill, in order to measure the electrostatic field strength as both outdoors and indoors.

Yaroslav Churakov
director



ДОДАТОК В

Класифікації рівнів стійкості до електростатичного розряду для моделей HBM, CDM і MM

Таблиця В.1 – Класифікація стійкості до електростатичного розряду для
моделі людського тіла (HBM)

| Клас | Діапазон напруги |
|---------|---|
| Клас 0 | <250 В (Виходить з ладу при дії імпульсу ESD 250 В) |
| Клас 1А | 250 В до <500 В (Витримує 250 В та виходить з ладу при 500 В) |
| Клас 1В | 500 В до <1000 В (Витримує 500 В та виходить з ладу при 1000 В) |
| Клас 1С | 1000 В до <2000 В (Витримує 1000 В та виходить з ладу при 2000 В) |
| Клас 2 | 2000 В до <4000 В (Витримує 2000 В та виходить з ладу при 4000 В) |
| Клас 3А | 4000 В до <8000 В (Витримує 4000 В та виходить з ладу при 8000 В) |
| Клас 3В | ≥8000 В (Витримує 8000 В або вище) |

Таблиця В.2 – Класифікація стійкості до електростатичного розряду для
моделі зарядженого пристрою CDM

| Клас | Діапазон напруги |
|------|---|
| C1 | <125 В (Виходить з ладу для імпульсу ESD 125 В) |
| C2 | 125 В до <250 В (Витримує 125 В та виходить з ладу при 250 В) |
| C3 | 250 В до <500 В (Витримує 250 В та виходить з ладу при 500 В) |
| C4 | 500 В до <1000 В (Витримує 500 В та виходить з ладу при 1000 В) |
| C5 | 1000 В до <1500 В (Витримує 1000 В та виходить з ладу при 1500 В) |
| C6 | 1500 В до <2000 В (Витримує 1500 В та виходить з ладу при 2000 В) |
| C7 | 2000 В (Витримує 2000 В) |

Таблиця В.3 – Класифікація стійкості до електростатичного розряду для моделі машини (ММ)

| Клас | Діапазон напруги |
|------|---|
| М1 | <100 В (Виходить з ладу для імпульсу ESD 100 В) |
| М2 | 100 В до <200 В (Витримує 100 В та виходить з ладу при 200 В) |
| М3 | 200 В до <400 В (Витримує 200 В та виходить з ладу при 400 В) |
| М4 | ≥ 400 В (Витримує 400 В або вище) |

ДОДАТОК Г
Результати комп'ютерного моделювання розподілу
електростатичного поля

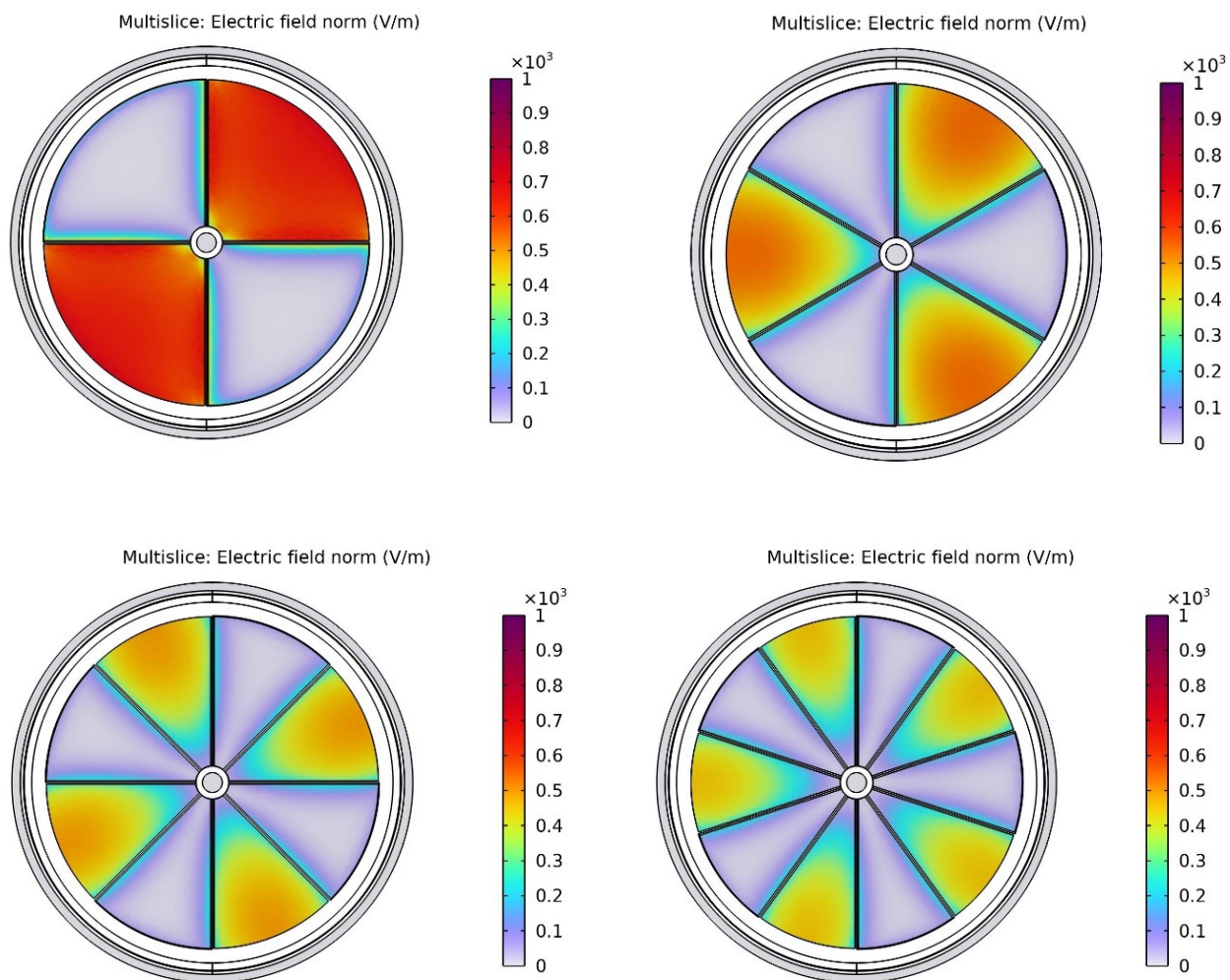


Рисунок Г.1 – Розподіл напруженості електростатичного поля нормованого до поверхні чутливих пластин для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 4 (а); 6 (б); 8 (в); 10 (г)

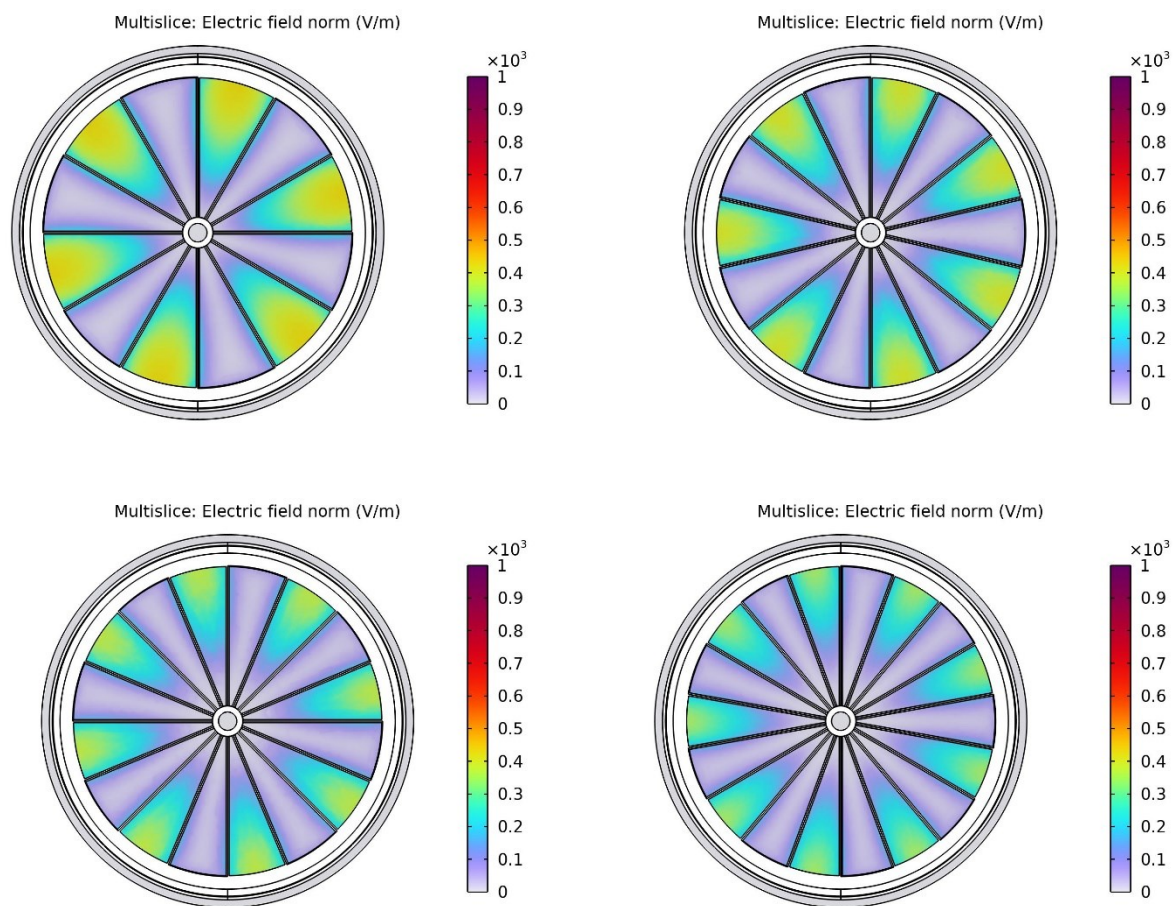


Рисунок Г.2 – Розподіл напруженості електростатичного поля нормованого до поверхні чутливих пластин для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 12 (а); 14 (б); 16 (в); 18 (г)

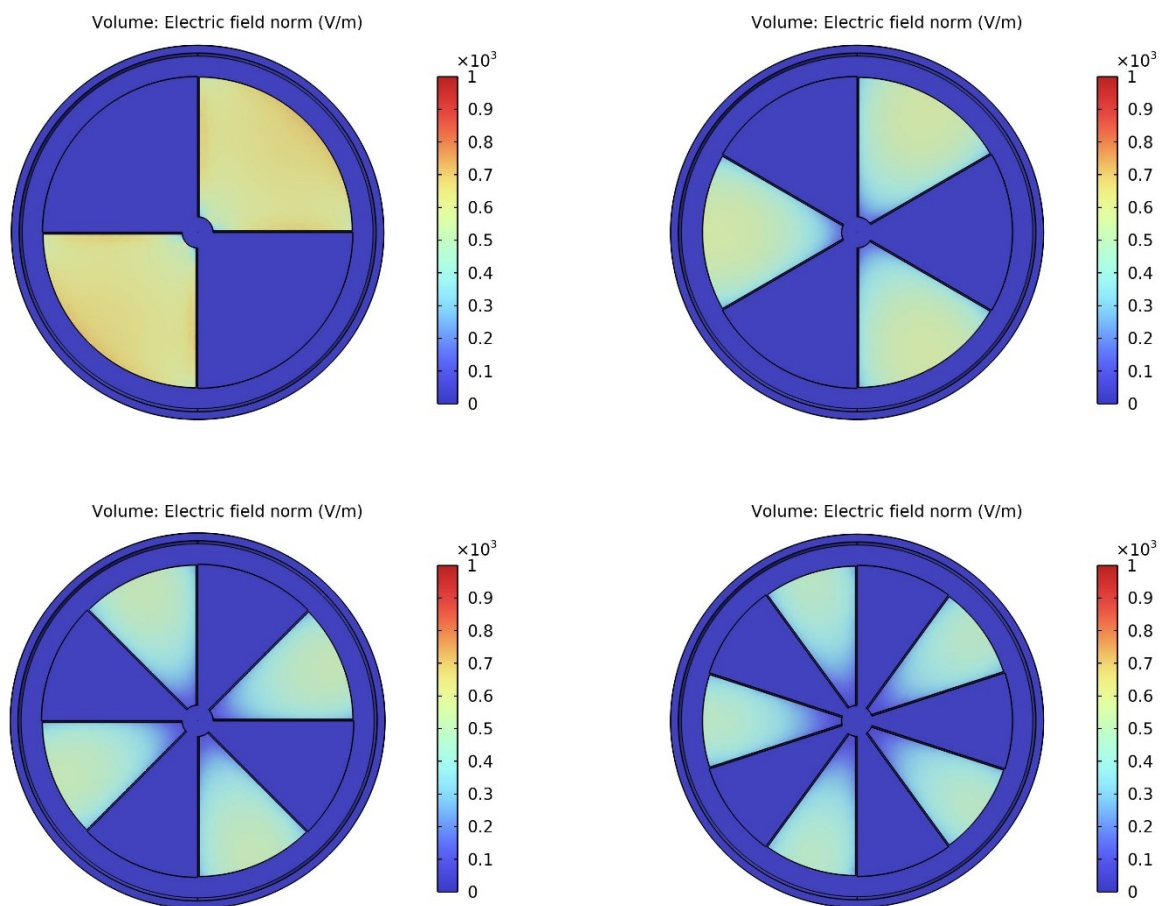


Рисунок Г.3 – Інтегральне значення розподілу напруженості електростатичного поля нормованого до поверхні екрануючих пластин, сенсор вид зверху, для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 4 (а); 6 (б); 8 (в); 10 (г)

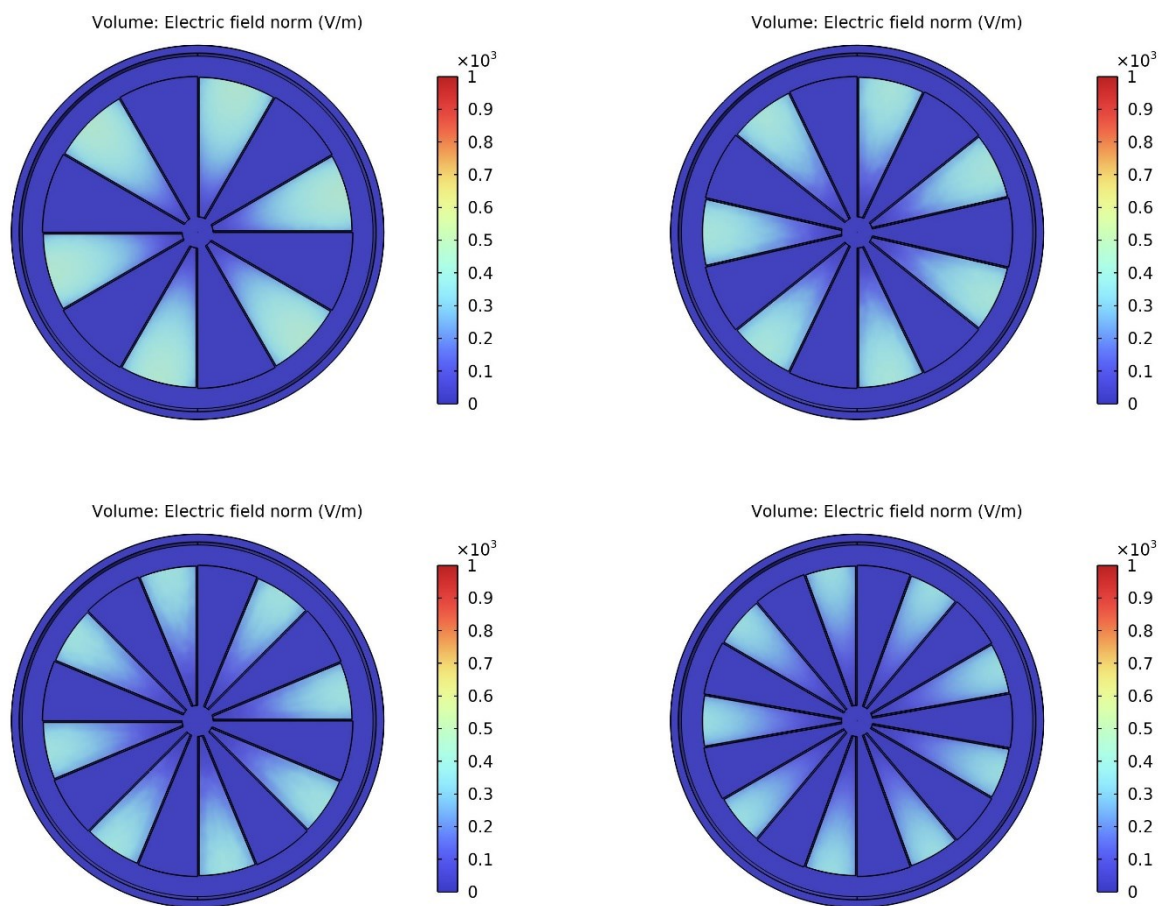
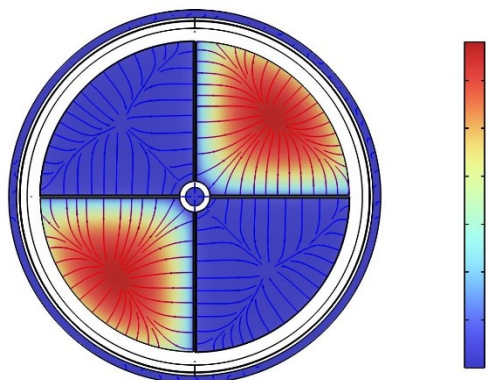
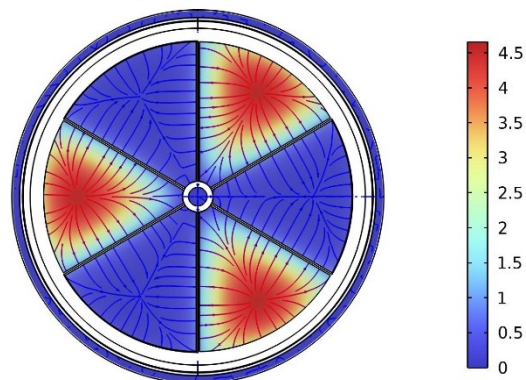


Рисунок Г.4 – Інтегральне значення розподілу напруженості електростатичного поля нормованого до поверхні екрануючих пластин, сенсор вид зверху, для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 12 (а); 14 (б); 16 (в); 18 (г)

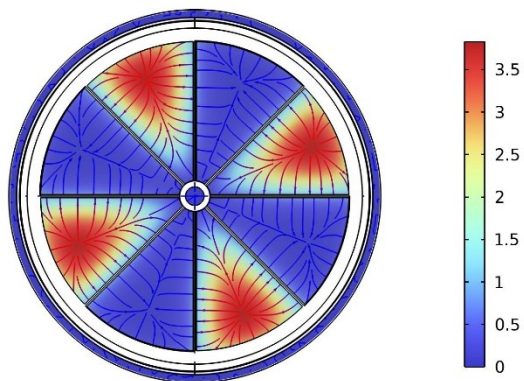
Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field

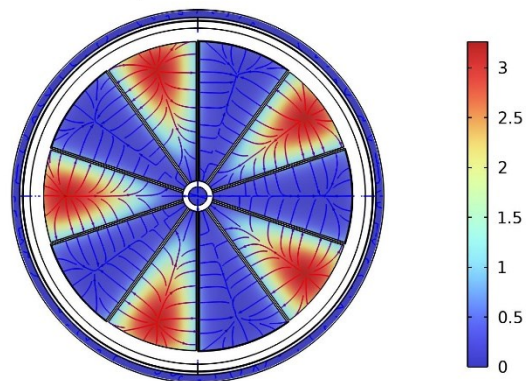
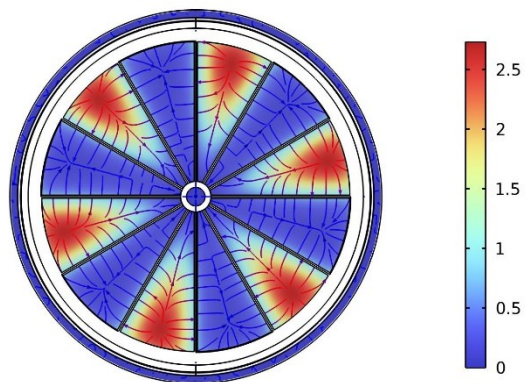
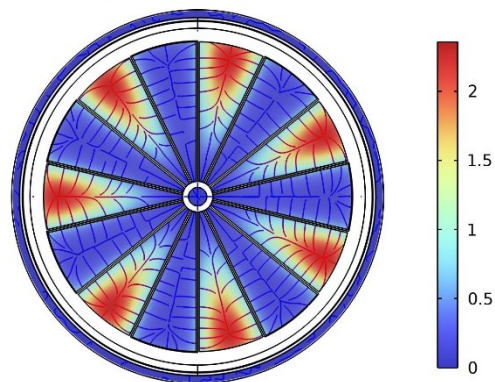


Рисунок Г.5 – Розподіл напруги на чутливих пластинах сенсору з напрямками ліній протікання струму для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 4 (а); 6 (б); 8 (в); 10 (г)

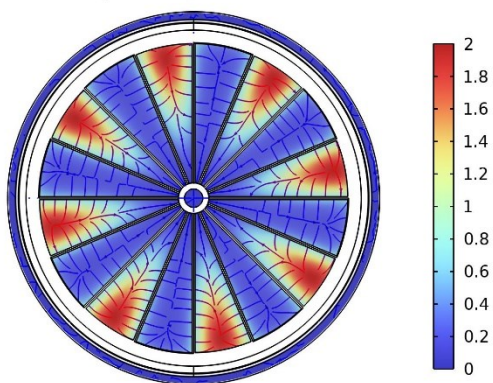
Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field



Multislice: Electric potential (V) Streamline Multislice: Electric field

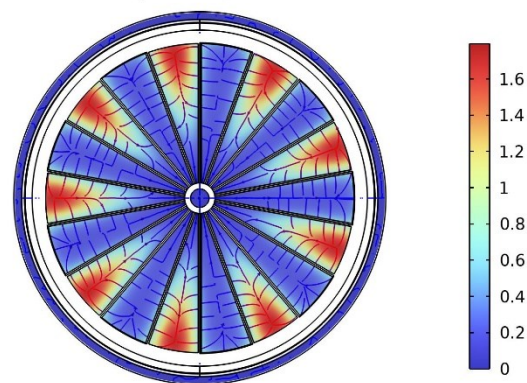
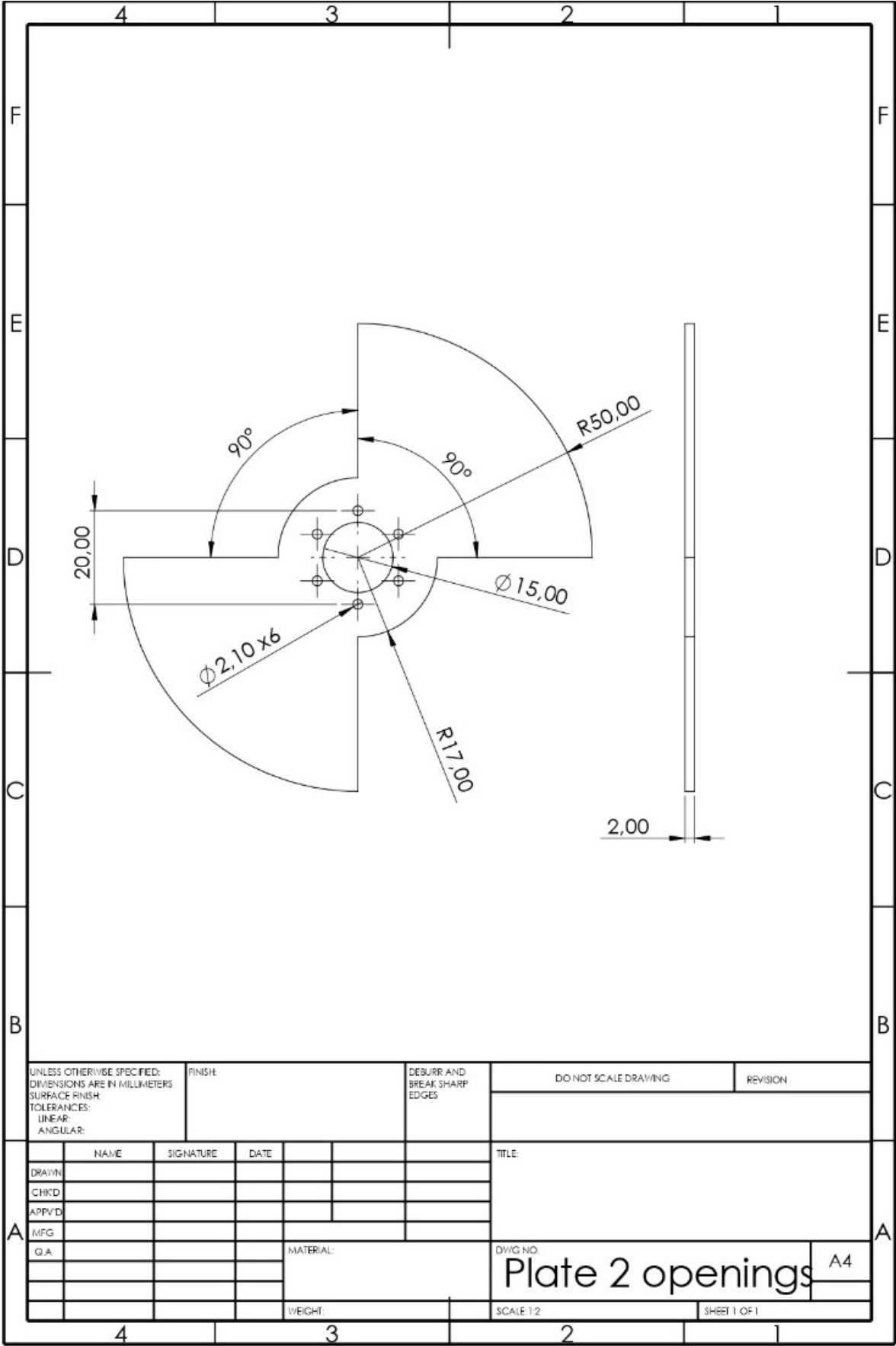


Рисунок Г.5 – Розподіл напруги на чутливих пластинах сенсору з напрямками ліній протікання струму для конфігурацій сенсора електростатичного флюксиметру, з різною кількістю секторів: 12 (а); 14 (б); 16 (в); 18 (г)

ДОДАТОК Д

Креслення екрануючих пластин електростатичного флюксиметра



UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:
DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
SURFACE FINISH
TOLERANCES:
LINEAR:
ANGULAR:

FINISH:

DEBURR AND
BREAK SHARP
EDGES

DO NOT SCALE DRAWING

REVISION

| | NAME | SIGNATURE | DATE | | | |
|-------|------|-----------|------|--|--|--|
| DRAWN | | | | | | |
| CHKD | | | | | | |
| APPVD | | | | | | |
| MFG | | | | | | |
| Q.A | | | | | | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |

MATERIAL:

WEIGHT:

TITLE:

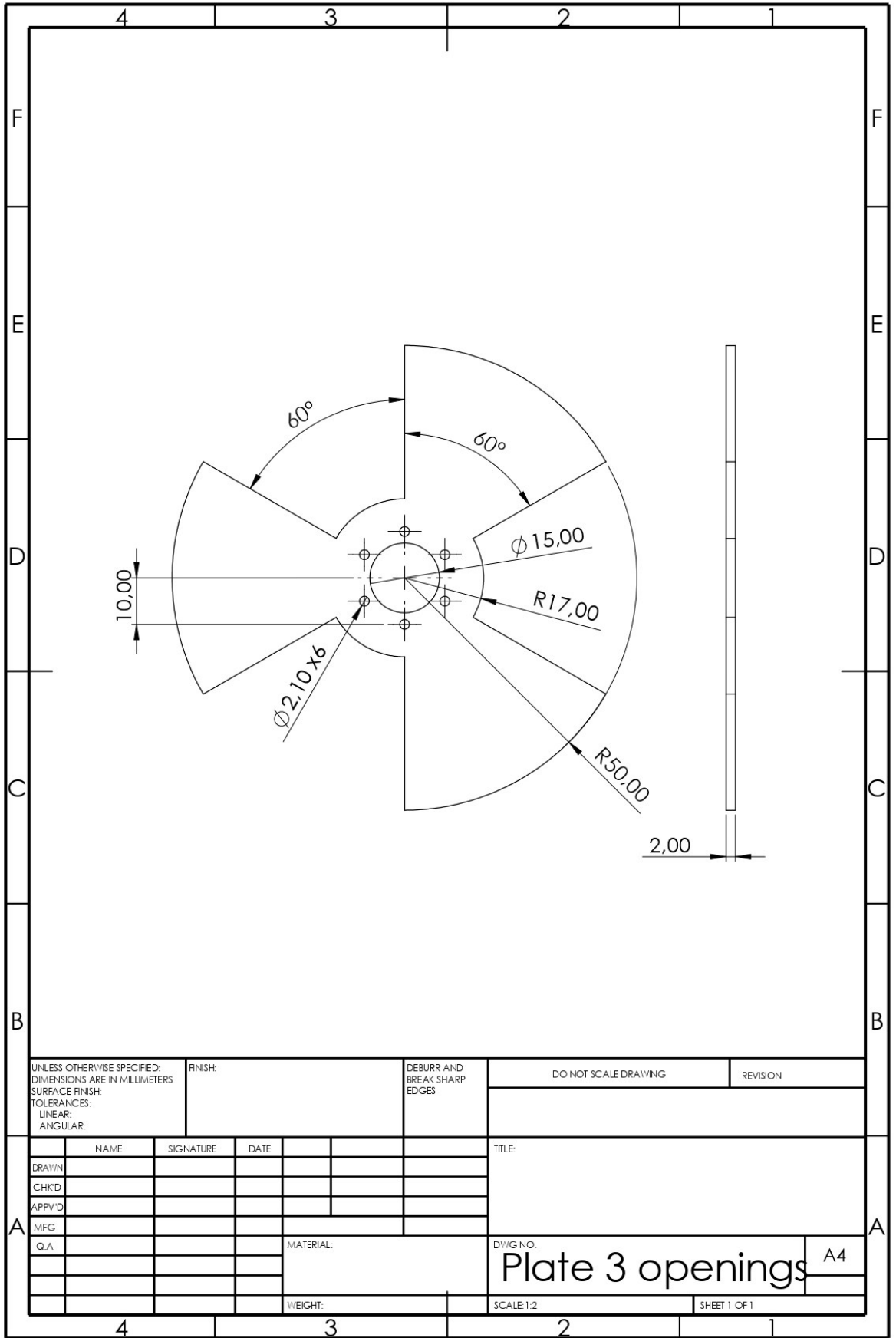
DWG NO.

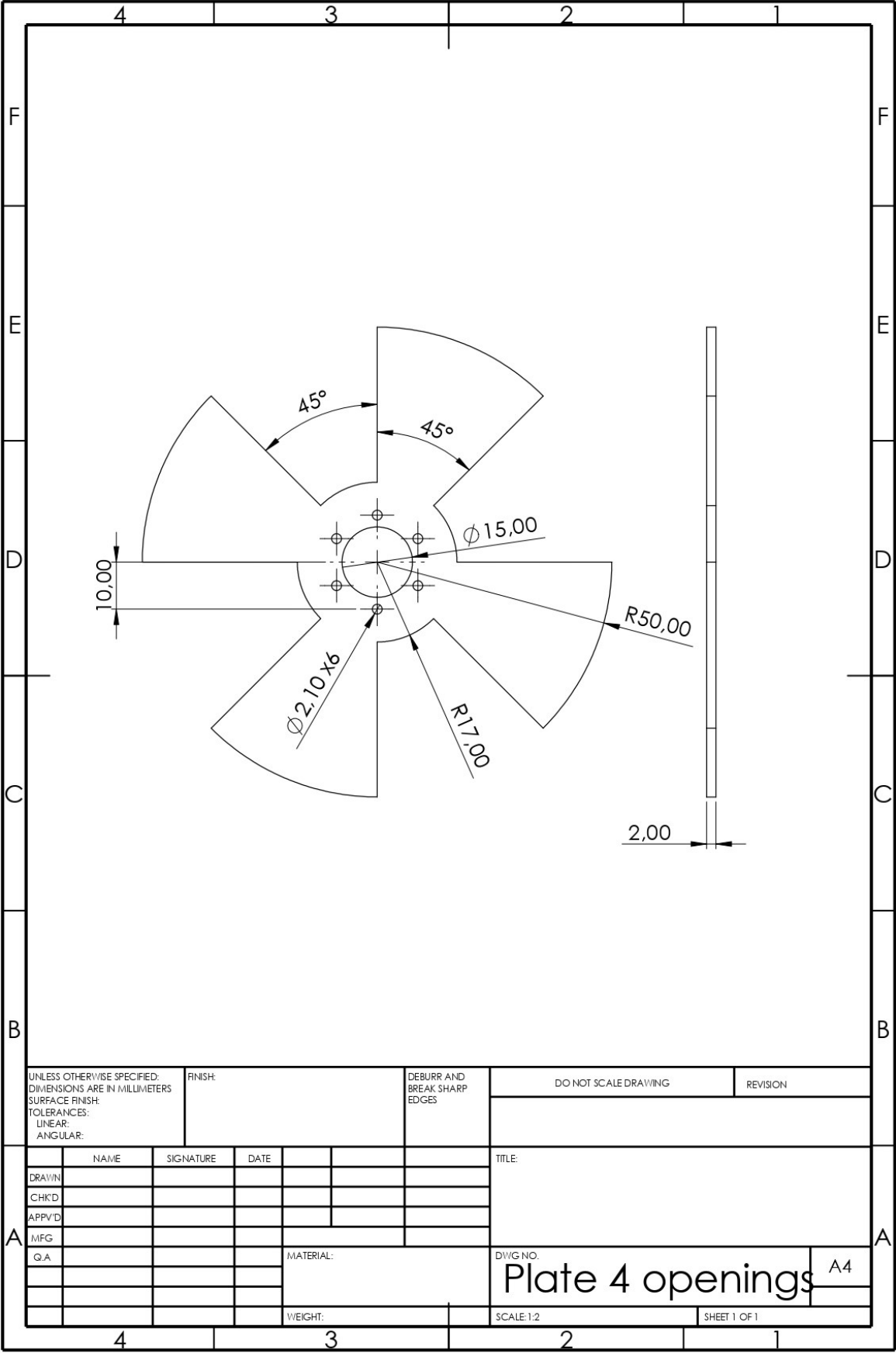
Plate 2 openings

A4

SCALE 1:2

SHEET 1 OF 1





| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|-----|--|--|--|--|---------|--|------------------------------------|--|----------------------|--|----------|--|--------|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|
| UNLESS OTHERWISE SPECIFIED: DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS SURFACE FINISH: TOLERANCES: LINEAR: ANGULAR: | | | | | | FINISH: | | DEBURR AND BREAK SHARP EDGES | | DO NOT SCALE DRAWING | | REVISION | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| TITLE: | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | DRAWN | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | CHK'D | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | APPV'D | | | | | | | | | | |
| A | MFG | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | Q.A | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | </ | | | | | | | | | | | | | | | | |