

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

СЕРГІЄНКО ОЛЕГ ЮРІЙОВИЧ

УДК 681.5+621.375.826; 656.052.1

ДИСЕРТАЦІЯ
**РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ТА УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ АВТОНОМНОЇ НАВІГАЦІЇ
МОБІЛЬНИХ НАЗЕМНИХ РОБОТІВ У НЕДЕТЕРМІНОВАНИХ СЕРЕДОВИЩАХ**


05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Радіотехніка та телекомунікації

(галузь)

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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

 О.Ю. Сергієнко

Науковий консультант Карташов Володимир Михайлович, доктор технічних наук, професор

Харків - 2017

АНОТАЦІЯ

Сергієнко О.Ю. Розвиток теорії та удосконалення систем автономної навігації мобільних наземних роботів у недетермінованих середовищах. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. – Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2018.

Вирішена актуальна науково-прикладна проблема створення науково-методичного апарату для комплексного вирішення теоретичних і практичних завдань, пов'язаних з автономною навігацією МР, зокрема, теорії та методів машинного зору для можливості бачити сектор перед МР, методу перевірки стабільності частоти бортового годинника МР, методів визначення власної орієнтації МР для ефективного функціонування роботу у недетермінованих середовищах за умов наявності факторів, що заважають нормальному функціонуванню МР.

Обґрунтовано актуальність задач, що вирішуються, сформульовано наукову проблему, мету та задачі дослідження, наукову новизну та практичну значущість роботи. Розглянуто стан теорії та методів автономної навігації і автоматичного управління рухом мобільних наземних роботів в недетермінованих середовищах. Визначено рамки дослідження: розглядаються мобільний наземний колісний робот, що працює у автономному режимі; квазістаціонарний характер недетермінованих середовищ, з нерівностями, що можна подолати, з перепадом висот 0,25 радіуса колеса робота; за можливості наявності забруднюючих факторів (радіація, тощо). Вказана важливість для вирішення стратегічних і тактичних задач, які стоять перед роботом, можливості використання даних системи технічного зору (СТЗ), систем визначення власної просторової орієнтації та вимірювання частоти бортового годинника. Наведено аналіз різноманітних принципів і методів побудови вказаних систем мобільного роботу (МР), проаналізовано їх недоліки та на основі аналізу результатів сформульовані технічні вимоги до параметрів комплексної системи автономної навігації мобільного наземного робота. Визначено, що для здійснення автономної навігації МР необхідно: отримувати детальну інформацію про усі об'єкти в заданому широкому просторовому секторі у формі координатної сітки їх

поверхонь; отримувати достовірну інформацію про поточну просторову орієнтацію роботи; визначати стабільність частоти бортового годинника робота; мати змогу паралельно зводити усю цю інформацію у матрицях прямої та зворотної кінематики МР, що надає можливість прокладання оптимальної траєкторії переміщення робота у недетермінованих середовищах.

Аналіз стану теоретичних аспектів цього комплексного питання показав, що використовуваний при аналізі та синтезі алгоритмів функціонування мобільних наземних роботів науково-методичний апарат є недосконалим і не дозволяє на досить якісному рівні вирішити актуальні наукові та прикладні завдання. Це породжує протиріччя між рівнем розвитку науково-методичного апарату даної предметної області та вимог, які пред'являє практика. У відповідності до цього сформульована науково-прикладна проблема дисертаційних досліджень і вказані напрямки подальшого розвитку науково-методичного апарату даної предметної області.

Розглянуто запропоновані метод та скануюча СТЗ для автономної навігації мобільного наземного робота, яка використовує принцип динамічної тріангуляції. Запропоновано новий метод лазерного зондування простору, що оточує робота - метод динамічної тріангуляції, який надає можливість сканування в об'ємному секторі і можливістю картографування поверхні перешкоди, що сприяє прийманню управлінських рішень в реальному масштабі часу та в єдиній системі координат. Описаний принцип і відповідна послідовність взаємодії елементів СТЗ. Розроблено методологію перетворення безперервної поверхні перешкоди в сітку з покриваючих її дискретних точок з певними координатами. Вказані основні елементи СТЗ і її розміщення на МР. Визначені операційні математичні співвідношення для визначення тривимірних координат точок сканування. Описані теоретичні та експериментальні дослідження шляхом використання розробленого експериментального зразка СТЗ. Ці дослідження проводились на різних за матеріалом, розміром та формою перешкодах, з різними поглинаючими та відбиваючими властивостями поверхонь, які розміщувались у різних точках поля зору СТЗ. Аналіз результатів вимірювань координат об'єктів дозволив виявити в полі зору СТЗ три зони за величиною похибки: достовірні, прийнятні та периферійні.

Методом математичного комп'ютерного моделювання було виконано аналіз відомих методів оцінювання енергетичного центра п'ятна лазерного сигналу, розсіяного на перешкодах: метод геометричної центроїди, метод центроїди спектра потужності, метод насичення та інтегрування, метод переднього фронту, метод виявлення піку. На базі результатів порівняльного аналізу запропоновано новий метод насичення та диференціювання для оцінювання часового положення центру імпульсу зі складною формою обвідної, який задовольняє умовам, що ставляться, та сприяє підвищенню розрізняльної здатності запропонованої СТЗ шляхом визначення енергетичного центру лазерного п'ятна. Визначено технічні параметри СТЗ: точність вимірювання координат, швидкодія, дальність дії.

Описаний новий метод для оперативного визначення частоти сигналу (бортового еталонного годинника робота). Метод заснований на теорії збігів імпульсних послідовностей пакетами, з виявленням «найкращих» збігів за допомогою застосування математичного апарату дробів Фарея або раціональних наближень невідомого значення медіантами. Проілюстрована суть цього методу. Наведено математичний аналіз умов збігу імпульсів, гіпотетичної дійсної оцінки невідомої частоти, відносної похибки вимірювання, та наведено числову умову, яка пропонується для зупинки процесу вимірювання.

Сформульований критерій закінчування вимірювання: найкраще наближення вимірюваної величини на даному відрізку часу вимірювання має місце в той момент, коли при реєстрації збігів імпульсів вимірюваної і еталонної імпульсної послідовностей лічильник числа імпульсів вимірюваної послідовності показує «ціле число з нулями». Процес пошуку найкращого наближення оцінки до вимірюваної частоти проілюстрований рядом комп'ютерних моделей. Результати досліджень показали, що даний метод досить швидко дозволяє реєструвати зміни поточного значення частоти.

Наведено аналіз впливу на точність даного методу випадкових фазових зсувів імпульсів сигналу (jitter). Проаналізований вплив на процес збігу різних комбінацій 4-х типових видів джиттеру (випадкові коливання, періодичні коливання, спотворення коефіцієнта заповнення, початкові залежні коливання), який деформує вид конвергентних груп ідеального випадку, але місце найкращого збігу лишається

незмінним для усіх випадків. Тобто, продемонстрована інваріантність пропонованого методу вимірювань до джиттеру.

Розглянуті методи обробки інформації у СТЗ, що дозволяють поліпшити роботу системи в цілому за показниками розрізняльної здатності, швидкодії і перешкодозахищеності. Запропоновано метод розширення достовірної зони поля зору робота шляхом фільтрації грубих помилок результатів сканування і складання цифрової карти видимої поверхні виявлених перешкод з використанням алгоритму Левенберга-Марквардта. Цей алгоритм реалізовано в цифровому фільтрі для обробки результатів вимірювань, який дозволяє підвищити точність первинних результатів сканування і відбракує аномальні похибки. Проводився його порівняльний аналіз з іншими найбільш визнаними у світовій літературі методами, такими як методи Полак-Рібьєра і квазі-Ньютона, які використовуються по черзі на нейронній мережі з двома кроками навчання. Мережа навчалася передбачити абсолютну помилку вимірювань координат. Навчання, один за іншим для одного і того ж пакету даних, виконано відповідно до методів Полак-Рібьєра, квазі-Ньютона та Левенберга-Марквардта, щоб порівняти їх ефективність для даної задачі. Виявлено деяку перевагу застосування алгоритму Левенберга-Марквардта.

Запропоновано метод функціонування лазерного сканеру СТЗ зі змінним кроком сканування, який дозволяє скоротити час пошуку перешкоди і цифрового опису її небезпечного краю. Для визначення оптимальних значень кутів кроку сканування розроблено математичну модель поля зору робота, яка включає 1067 сценаріїв: використовуються перешкоди з різними формами, розмірами та кількістю, а також різноманітним їх розташуванням у секторах ПЗ та варіантами угруповання. Для усіх сценаріїв моделі побудовано графіки інформативності, шляхом попарного порівняння та виключення гірших визначено три найбільш інформативних кути кроку сканування: малий, середній та великий. Як вказують результати моделювання, комбінуючи кути кроків сканування, можливо значно прискорити пошук перешкод у ПЗ робота.

Запропоновано алгоритми фільтрації корисного сигналу у підсистемі акселерометричного визначення власної просторової орієнтації робота, та корисного сигналу фотоприймача, на який мають вплив шуми внаслідок механічних вібрацій у скануючій апертурі. Шляхом порівняльного аналізу різних типів відомих з

літератури фільтрів, рекомендовано к використанню LMS-фільтр, який забезпечує найкращі показники. Результати фізичного моделювання показали, що використання фільтру суттєво підвищує якість визначення власної просторової орієнтації робота.

Показане використання результатів, отриманих за допомогою запропонованих систем, для визначення траєкторії руху МР і його автономної навігації. Стан робота описується матричною математичною моделлю, яка використовує дані, надходячи від СТЗ, позиціонуючих акселерометрів і бортового годинника. За даними прямої та зворотної кінематичних моделей мобільного робота здійснюється керування положенням МР, щоб придати мобільному роботу бажане положення і орієнтацію. Розроблено метод визначення траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального шляху і максимальної гладкості траєкторії при зведенні до мінімуму впливів рульовим механізмом. Результати досліджень показали, що для безпечного обминання перешкод по найкоротшому шляху з максимальною гладкістю достатньо використання десяти визначених точок для побудови траєкторії (що забезпечує мінімальну енерговитратність рульового управління і мінімальний знос його механізму при будь-якій схемі реалізації), а збільшення кількості точок для побудови бажаної траєкторії не є доцільним, адже подальший зріст часу на обчислювання траєкторії не призводить до енергетичних переваг.

При проведенні фізичних експериментів дисертаційної роботи використовувалися техніко-геометричні характеристики моделі дослідницького робота Pioneer 3-AT.

Ключові слова: автономна навігація; мобільний робот; динамічна триангуляція; частота бортового еталону; наближення медіантами.

Список опублікованих праць за темою дисертації

1. Oleg Sergiyenko. Optoelectronic Devices and Properties/ Edited by Oleg Sergiyenko, - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - 660 p.
2. Oleg Sergiyenko. Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision / Edited by Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quiñonez. Editorial: IGI Global, Hershey, Pennsylvania, USA. August, 2016. - 341 p.

3. Rivas-Lopez M. Structural Health Monitoring - Measurement Methods and Practical Applications / Edited by Moises Rivas-Lopez, Wendy Flores-Fuentes, and Oleg Sergiyenko, Editorial: IN-TECH, 21 June 2017. - 138 p.
4. Oleg Sergiyenko. Methods to Improve resolution of 3D Laser Scanning / Authors: Oleg Sergiyenko, Wendy Flores-Fuentes, and Vera Tyrsa, Editorial: LAP LAMBERT Academic Publishing, 31/ 07/ 2017. - 132 p.
5. Сергиенко О.Ю. Оптоэлектронная система для навигации мобильного робота / О.Ю. Сергиенко // Автометрия. – 2010. - № 46 (5). – С. 18 – 36.
6. Сергиенко О.Ю. Оценка ускорения автомобиля при эксплуатационных испытаниях с использованием оптимального наблюдателя / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 55. - С. 58-65.
7. Сергиенко О.Ю. Повышение разрешающей способности метода динамической триангуляции в 3D сканерах для задачи навигации робота / О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2011. - Вып. 28. - С.141-148.
8. Сергиенко О.Ю. Система технического зрения для навигации мобильных транспортных средств/ О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2012. - Вып. 30. - С. 75-83.
9. Сергиенко О.Ю. Применение лазера для навигации мобильного транспортного средства. / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса, В.Н. Кондратенко // Автомобильный транспорт. – 1998. - Вып. 1. - С. 86-91.
10. Сергиенко О.Ю. Фазово-импульсный лазерный дальномер / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса. // «Вестник ХГАДТУ». – 2000. - Вып. 27. - С. 20-24.
11. Сергиенко О.Ю. Метод измерения частоты для задач мехатроники / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 53. - С. 122-129.
12. Sergiyenko O.Yu. Optoelectronic System for Mobile Robot Navigation. Springer // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2010. - Vol. 46, N. 5. - P.414-428
13. Sergiyenko O. Signal frequency measurement by rational approximations / D. Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, L. Burtseva, M. Rivas Lopez // Measurement, Elsevier, vol. 42, no. 1, 2009, P. 136–144.
14. Básaca-Preciado L. C. Optical 3D Laser Measurement System for Navigation of Autonomous Mobile Robot / Luis C. Básaca-Preciado, Oleg Yu. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quinonez, X. García, V. V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena,

P. Mercorelli, M. Podrygalo, A. Gurko, I. Tabakova, O. Starostenko // *Optics and Lasers in Engineering*, Elsevier, 2014, № 54, P. 159–169.

15. Murrieta-Rico F.N. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. / F.N. Murrieta-Rico, O.Y. Sergiyenko, V. Petranovskii, D. Hernandez-Balbuena, L. Lindner, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, J.I. Nieto-Hipolito, V.M. Karthashov // *Measurement*, Elsevier, № 86, 2016, pp. 67-78.

16. Flores-Fuentes W. Combined Application of Power Spectrum Centroid and Support Vector Machines for Measurement Improvement in Optical Scanning Systems. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, D. Hernandez-Balbuena. // *Signal Processing*, Elsevier, 2014, № 98, pp. 37–51.

17. Sergiyenko O. Optoelectronic method for structural health monitoring. / M. Rivas López, V. Tyrsa, W. Hernandez Perdomo, D. Hernández Balbuena, L. Devia Cruz, L. Burtseva, J.I. Nieto Hipólito // SAGE Publications, “International Journal of Structural Health Monitoring”, Vol.9, No.2, March, 2010, pp. 105-120.

18. Rodriguez-Quiñonez J.C. Improve 3D Laser scanner measurements accuracy using a FFBP neural network with Widrow-Hoff weight/bias learning function. / J.C. Rodriguez-Quiñonez, O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, Rivas-Lopez, M., W. Flores-Fuentes, L. C. Basaca Preciado. // *Opto-Electronic Review*, Springer, 2014, № 22(4), pp. 224-235.

19. Garcia-Cruz X.M. Optimization of 3D laser scanning speed by use of combined variable step. / X.M. Garcia-Cruz, O. Yu. Sergiyenko, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, J.C. Rodriguez-Quiñonez, L.C. Basaca-Preciado, P. Mercorelli. // *Optics and Lasers in Engineering* by Elsevier, 2014, №54, pp. 141–151.

20. Flores-Fuentes W. Energy Centre Detection in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, O.; Rodriguez-Quiñonez, J.; Hernandez-Balbuena, D.; Rivera-Castillo, J. // *IEEE Sensors Journal*, 2014, № 14(7), pp. 2355-2361.

21. Cañas N. Controladores multivariados para un vehículo autónomo terrestre: Comparación basada en la fiabilidad de software / Norberto Cañas, Wilmar Hernández, Gabriel González, Oleg Sergiyenko // *RIAI-Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, Elsevier Doyma, 2014, № 11(2), pp. 179-190.

22. Rodriguez-Quiñones J.C. Optical Monitoring of Scoliosis by 3D Medical Laser Scanner. / Julio C. Rodriguez-Quiñones, Oleg Sergiyenko, Luis C. Basaca Preciado, Vera

V. Tyrsa, Alexander G. Gurko, Mikhail A. Podrygalo, Moises Rivas Lopez, Daniel Hernandez Balbuena // *Optics and Lasers in Engineering*, Elsevier, 2014, № 54, pp. 175–186.

23. Lindner L. Mobile robot vision system using continuous laser scanning for industrial application / L. Lindner, O. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quíñonez, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. Natanael Murrieta-Rico , V. Tyrsa // *Industrial Robot: An International Journal*, Emerald, Vol. 43 Issue: 4, 2016, pp. 360 – 369.

24. Sergiyenko O. Improving the response of accelerometers for automotive applications by using LMS adaptive filters / O.Sergiyenko, W. Hernandez, E. Vicente, J. Fernández // *Sensors*. MDPI, Switzerland – 2010. –N. 10. P. 313–329.

25. W. Hernandez Improving the Response of Accelerometers for Automotive Applications by Using LMS Adaptive Filters: Part II. / J. de Vicente, O. Sergiyenko, and E. Fernández// *MDPI, Sensors*, 2010, 10(1), Basel, Switzerland, P. 952-962.

26. Sergiyenko O. Automotive FDS resolution improvement by using the principle of rational approximation / D.Hernandez-Balbuena, V.Tyrsa et al // *IEEE Sensors Journal*. – 2012. - Vol.12, Issue 5. - P. 1112 - 1121.

27. Sergiyenko O. Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning. / W. Hernandez, V. Tyrsa, L. Devia Cruz, O. Starostenko, M.Pena-Cabrera // *MDPI, Sensors*, Basel, Switzerland. – 2009. -№ 9(7). – P. 5477-5492.

28. O. Sergiyenko Analysis of jitter influence in fast frequency measurements. / D. Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, P.L.A. Rosas Méndez, M. Rivas Lopez, W. Hernandez, M. Podrygalo, A. Gurko // Elsevier, “Measurement”, Volume 44, Issue 7, August 2011, P. 1229-1242.

29. J.C. Rodriguez-Quíñones Surface recognition improvement in 3D medical laser scanner using Levenberg–Marquardt method/ O. Sergiyenko, F. González-Navarro, L. Basaca-Preciado, V. Tyrsa // *Signal Processing by Elsevier*, Vol. 93, issue 2, February 2013, P. 378–386.

30. Murrieta-Rico F.N. Frequency domain sensors and Frequency measurement techniques /Petranovskii, V.; Sergiyenko O.; Hernandez-Balbuena, D.; Pestryakov, A.; and Tyrsa, V.// *Trans Tech Publications*, Switzerland. *Applied Mechanics and Materials*, Vol.756, 2015. P.575-584.

31. O. Sergiyenko The mediant-method for fast mass/concentration detection for nanotechnologies. / O. Sergiyenko// Inderscience, International Journal of Nanotechnology, Vol. 13, No. 1-3, 2016, P. 236-246.

32. Murrieta-Rico F.N. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. /Sergiyenko O.; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; L. Lindner; V. Tyrsa; M. Rivas-Lopez; J. Nieto-Hipolito; and V.M.Karthashov // Elsevier, "Measurement", Volume 86, May 2016, P. 67-78.

33. Sergiyenko O.Yu. Data transferring model determination in robotic group/ M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, V.M. Kartashov, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, J.I. Nieto- Hipólito, W. Hernandez, A. Tchernykh// Robotics and Autonomous Systems by Elsevier, vol. 83, September 2016, P. 251-260.

34. Wendy Flores-Fuentes. Multivariate Outlier Mining and Regression Feedback for 3D Measurement Improvement in Opto-Mechanical System/ O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernandez-Balbuena, V. Tyrsa and L. Lindner//Optical and Quantum Electronics by Springer, vol.48, N8, August 2016, P. 1-21.

35. W. Flores-Fuentes. Optoelectronic instrumentation enhancement using data mining feedback for a 3D measurement system. / O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, M. Rivas-López, D. Hernandez-Balbuena, J. C. Rodríguez-Quiñonez, V. Tyrsa, L. Lindner// Optical Review (a publication of the Optical Society of Japan), Springer, August, 2016, P.1-6.

36. W. Flores-Fuentes. Optoelectronic scanning system upgrade by energy center localization methods / O. Sergiyenko, J.C. Rodriguez-Quiñonez, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, L.C. Básaca-Preciado, L. Lindner, F.F. González-Navarro. // Springer /Allerton Press, Inc., Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, Volume 52, Issue 6, 1 November 2016, P.592-600.

37. J. Rivera-Castillo Experimental image and range scanner datasets fusion in SHM for displacement detection/ W. Flores-Fuentes, M. Rivas-López, O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, J. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernández-Balbuena, L. Lindner, L. Básaca-Preciado// Structural Control and Health Monitoring, Wiley&Sons, December 2016, P.1-17.

38. W. Hernández. Bootstrap-based frequency estimation method/ C. Calderón-Córdova, V. González-Posada, Á. Parra-Cerrada, J. L. Jiménez, J. E. González-García, J.G. Zato, O. Yu. Sergiyenko//Measurement by Elsevier, Volume 95, January 2017, P. 193–200.

39. Murrieta-Rico F.N. A new approach for frequency shifts measurement using the principle of rational approximations / Sergiyenko O.; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; L. Lindner// Metrology and Measurement Systems, journal of Polish Academy of sciences, De Gruyter, vol.24, issue 1, March 2017, P.45-56.

40. J.C. Rodríguez-Quiñonez Improve a 3D distance measurement accuracy in stereo vision systems using optimization methods' approach/ O. Sergiyenko, W. Flores-Fuentes, M. Rivas-lopez, D. Hernandez-Balbuena, R. Rascón, P. Mercorelli// Opto-Electronics Review by Elsevier, Volume 25, Issue 1, May 2017, P. 24–32.

41. L. Lindner. Exact laser beam positioning for measurement of vegetation vitality / O. Sergiyenko, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, F.N. Murrieta-Rico, M. Ivanov, V. Tyrsa, L. C. Basaca// Industrial Robot: An International Journal, by Emerald, Vol. 44 Issue: 4, 2017, doi: 10.1108/ IR-11-2016-0297.

42. Computer vision. Chapter 22. Machine vision: approaches and limitations / [M. Rivas Lopez, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa]. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2008. - pp. 395-428.

43. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 15. 3D Body & Medical Scanners' Technologies: Methodology and Spatial discriminations / [Julio Cesar Rodriguez Quinonez, Oleg Sergiyenko, Vira Tyrsa et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 307-322.

44. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 25. Electromechanical 3D optoelectronic scanners: resolution constraints and possible ways of its improvement / [Sergiyenko Oleg, Vira Tyrsa, Luis Carlos Basaca Preciado, et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 549-582.

45. Sergiyenko O. Fast Method for Frequency Measurement by Rational Approximations with Application in Mechatronics / [O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, P.L.A. Rosas-Méndez, V. Tyrsa and M. Rivas-Lopez] // Modern Metrology Concerns. Edited by Luigi Cocco – InTech, 2012. – P. 201-220.

46. Rivas M. A Method and Electronic Device to Detect the Optoelectronic Scanning Signal Energy Centre. / M. Rivas, W. Flores, J. Rivera, O. Sergiyenko, D. Hernández-Balbuena and A. Sánchez-Bueno // in book “Optoelectronics - Advanced Materials and Devices” Edited by Sergei L. Pyshkin and John M. Ballato, IN-TECH, 2013, pp. 391-419.

47. Sergiyenko O. Possible practical applications of precise optical scanning./ O. Sergiyenko, M. Rivas López, I. Rendón López, V. Tyrsa, L. Burtseva, D. Hernández Balbuena// Proceedings of "CARS & FOF 07 23rd ISPE International Conference on CAD/CAM Robotics and Factories of the Future", Bogota. Colombia. - 2007. - P. 440-444.

48. Rivas M. Spatial data acquisition by laser scanning for robot or shm task / M. Rivas López, O.Sergiyenko, V. Tyrsa, M.Aguire, I. Rendón López, L. Devia Cruz // IEEE-IES Proceedings “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 2008, P. 1458–1463.

49. Sergiyenko O. Precise Optical Scanning for practical multiapplications / O.Sergiyenko, V. Tyrsa, D. Hernandez-Balbuena, M. Rivas López, I. Rendón López, L. Devia Cruz // Proceedings of IEEE-34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON’08), 10-13 November, 2008, Orlando, Florida, USA. – 2008. – P. 1656-1661.

50. Sergiyenko O., D.Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, L. Burtseva. Frequency measurement method for Mechatronic and Telecommunication applications. IEEE-IES Proceedings “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 30 june -2 july of 2008, p.1452-1458.

51. Sergiyenko O. Method for fast and accurate frequency measurement / Oleg Sergiyenko, Daniel Hernandez Balbuena, Vera Tyrsa, Larisa Burtseva // Proceedings of 16th IMEKO TC4 Symposium “Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements”, Florence, Italy. - 2008. - P. 367-373.

52. Sergiyenko O.Yu. Precise Optical Scanning for multiuse / W. Hernandez, V.V. Tyrsa, D. Hernández-Balbuena // Proceedings of IEEE-35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON’09), 3-5 November, 2009, Porto, Portugal. – 2009. - P. 3399-3404.

53. Sergiyenko O. CBIR for Image-Based Language Learning within Mobile Environment / O. Starostenko, R. Contreras Gómez, V. Alarcon-Aquino // Proceedings of

IEEE 52nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (52MWSCAS09), Cancun, Mexico. – 2009. - P. 734-738.

54. Sergiyenko O. Y. Dynamic Laser Scanning method for Mobile Robot Navigation. / V. Tyrsa, L.F. Devia, W. Hernandez, O. Starostenko, M. Rivas Lopez // Proceedings of ICCAS-SICE 2009, ICROS-SICE International Joint Conference, Fukuoka, Japan, August 18-21, 2009, P. 4884-4889.

55. Sergiyenko O. Estimation of the acceleration of a car under performance tests by using an optimal observer / O. Sergiyenko, W. Hernández, Jesús de Vicente, V.Tyrsa // Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA. – 2010. - pp. 2828-2832.

56. Sergiyenko O. Resolution improvement of Dynamic Triangulation method for 3D Vision System in Robot Navigation task / Sergiyenko Oleg, Luis C. Básaca, Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernández, Juan I. Nieto Hipólito, Oleg Starostenko.// Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA, 7-10 November, 2010, pp. 2880-2885.

57. Sergiyenko O. Improving the Performance of an Accelerometer by Using a BLMS Adaptive Filter / W. Hernandez, J. de Vicente, E. Fernández// Proceedings of 2010 First International Conference on Sensor Devices, Technologies and Applications, July 18-July 25, 2010, Venice, Italy, pp.221-225.

58. Sergiyenko O.Yu. Optimization of laser TVS for robot navigation using combined scanning with variable step / O.Yu. Sergiyenko, X.M. Garcia Cruz, D. Balbuena, M. Rivas Lopez et al // Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico. – 2011. - 6p. (CD ROM).

59. Basaca-Preciado, L.C. Optoelectronic 3D laser scanning technical vision system based on dynamic triangulation. / Basaca-Preciado, L.C., Sergiyenko, O.Y., Rodriguez-Quinonez, J.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, pp.648-649.

60. Sergiyenko O. Robust Control of Excavation Mobile Robot with Dynamic Triangulation Vision / O. Sergiyenko, A. Gurko, W. Hernandez, V. Tyrsa, J. I. Nieto Hipólito, D. Hernandez Balbuena and P. Mercorelli. // Proceedings of the 9th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics(ICINCO-2012), Rome, Italy, 28 - 31 July, 2012. – 2012. - Volume 2. - P. 481-485.

61. Flores-Fuentes W. Analog Signal Processing in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, D. Hernandez-Balbuena. // Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science (WCECS 2013), San Francisco, USA, 23-25 October, 2013, Vol I, P. 655-661.

62. Rodriguez-Quinonez, J.C. Analysis of laser light reflectance on the human skin for optoelectronic devices. / Rodriguez-Quinonez, J.C., Sergiyenko, O., Basaca-Preciado, L.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, P.80-81.

63. Basaca-Preciado L.C. Accuracy Improvement of Vision System for Mobile Robot Navigation by Finding the Energetic Center of Laser Signal. / Luis C. Basaca-Preciado, Julio C. Rodriguez-Quinonez, Oleg Segiyenko, Wendy Flores-Fuentes, Paolo Mercorelli, Fabian N. Murrieta-Rico. // Proceedings of 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2014), Dallas, Texas, USA, October, 29 - November, 1, 2014, P. 2406-2411.

64. Murrieta-Rico, F.N. Acceleration measurement improvement by application of novel frequency measurement technique for FDS based INS. / Murrieta-Rico, F.N.; Hernandez-Balbuena, D.; Petranovskii, V.; Nieto Hipolito, J.I.; Pestryakov, A.; Sergiyenko, Oleg ; Molina, M. ; Tyrsa, V. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. P. 1920 – 1925.

65. Flores-Fuentes, W. Outlier Mining of a Vision Sensing Database for SVM Regression Improvement. / Flores-Fuentes, W.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quinonez, J.C.; Daniel Olivas-Ugalde; Félix F. González-Navarro; Sergiyenko, Oleg; Rivas-Lopez, M.; Murrieta-Rico, F.N.; V. M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 208-213.

66. Murrieta-Rico, F.N. Instability measurement in time-frequency references used on autonomous navigation systems. / Murrieta-Rico, F.N.; Petranovskii, V.; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, Oleg; Lindner, L.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quinonez, J. C.; Nieto-Hipolito, J.I.; Tyrsa, V; Melnyk, V.I. // Proceedings of IEEE 24th International

Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. P. 1020 – 1025.

67. Lindner, L. Continuous 3D scanning mode using servomotors instead of stepping motors in dynamic laser triangulation. / Lindner L.; Sergiyenko O.; Rodriguez-Quiñonez J. C.; Tyrsa V.; Mercorelli P.; Flores-Fuentes W.; Murrieta-Rico F.N.; Nieto-Hipolito J.I. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. P. 1008 – 1013.

68. Murrieta-Rico, F.N. Rational Approximations Principle for Frequency Shifts Measurement in Frequency Domain Sensors. / Murrieta-Rico, F.N.; A. Tchernykh; V. Petranovskii; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, O.; Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quiñonez, J.C.; Hernandez-Balbuena, D.; Nieto-Hipolito, J.I.; V.Tyrsa; and V. M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 226-231.

69. Lindner L. Issues of exact laser ray positioning using servomotors for vision-based target detection / L. Lindner, O. Sergiyenko, M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. N. Murrieta-Rico, V. Kartashov, V. Tyrsa, J.I. Nieto-Hipólito // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.

70. Патент Мексики: Sistema óptico de triangulación dinámica para la medición de ángulos y coordenadas en un espacio tridimensional. Autores: Oleg Sergiyenko, V. Tyrsa, M. Rivas López, D. Hernandez Balbuena, L. Básaca Preciado, J. Rodríguez Quiñonez, W. Flores Fuentes. Patente numero 344504 (MX201400647), Fecha de aplicación: 17/12/2013, Fecha de publicación: 17/06/2015, Fecha de expedición: 24/10/2016, Fecha de vencimiento: 17/12/2033, Tipo: A, Int.CI.8: IPC: G01C1/00 ; G01C3/10

ABSTRACT

Sergienko O.Yu. Development of the theory and improvement of autonomous navigation systems of mobile terrestrial robots in non-deterministic environments. - Manuscript.

Thesis for a degree of Doctor of Technical Sciences in specialty 05.12.17 - Radio engineering and television systems and - Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, 2018.

The actual scientific problem of the development of the theory of autonomous navigation of mobile terrestrial robots in non-deterministic environments has been solved. It is based on the integrated use in a single matrix of the robot state the information about the environment of the robot, its own spatial orientation and the refined time scale. The new method of dynamic laser triangulation, which provides the possibility of scanning in the bulk sector and the possibility of mapping the surface of the obstacle, is proposed. It facilitates the control decisions in real time and in the same coordinate system. The developed method of time intervals and frequency measurement is a method of rational approximation by mediants, which provides by registering the coincidence of a certain number of measurand intervals with a number of reference intervals without a residual, to measure the signal frequency with great accuracy during very short interval of time. This method of the coincidence without remainder becomes possible due to the use of the firstly proposed criterion of medians with a numerator in the format of "integer with a certain number of zeros". It has been shown that the new method is invariant to the jitter and the instability of the pulse width. The method of the power center search for the temporal position estimation of a pulse with a complex shape is developed. It allows, in conditions of limited time, with sufficient accuracy to determine the spatial position of the energy center of the illuminated laser spot on the obstacle surface, and provides significant advantages in the TVS resolution. The method of the laser scanner functioning with a variable scanning step is proposed. It allows optimizing the search of the obstacle in the field of view under the criteria of minimum time for scanning and maximum informativity. The method of forming a robot's reliable field of view is improved by filtration of scan results with large errors based on the use of Levenberg-Marquardt algorithm for increasing the TVS resolution. The method for the optimal trajectory determination of MR motion in a given spatial sector based on the criterion of the minimum path and maximum trajectory smoothness is developed.

Keywords: autonomous navigation; mobile robot; dynamic triangulation; frequency of on-board reference; approximation by mediants.

ЗМІСТ

ВСТУП	21
РОЗДІЛ 1. Огляд існуючих методів та засобів	37
1.1 Машинний зір: підходи та обмеження	37
1.2 Підходи до побудови систем машинного зору	39
1.2.1 Машинний зір на основі камери	40
1.2.2 Системи машинного зору на основі лазерів	44
1.2.3 Принципи машинного зору, ґрунтовані на GPS і комбіновані	58
1.3 Існуючі методи перевірки частоти	65
1.4 Методи обробки сигналів датчиків у вимірювальній системі.....	66
1.5 Висновки по розділу 1	67
Розділ 2. Система технічного зору для навігації автономного мобільного робота....	70
2.1. Принцип функціонування багатоцільовий скануючої системи технічного зору	70
2.1.1 Принцип вимірювання просторових 3D координат	71
2.1.2 Математичний апарат для обчислення просторових 3D координат	75
2.2 Створення прототипу експериментальної установки та результати експериментів	78
2.3 Використання прототипу для статичного моніторингу	83
2.4 Оцінка швидкодії СТЗ	85
2.5 Аналіз точності визначення просторових координат.....	86
2.6 Дальність дії СТЗ.....	89
2.7 Напрямок від МР до початкової точки траєкторії	90
2.8 Відстань між підсвіченими точками	91
2.9 Максимальна помилка кута приходу відбитого сигналу	93
2.10 Технічні характеристики прототипу системи технічного зору та експеримент	93
2.11 Метод пошуку енергетичного центру лазерного п'ятна.....	97

2.11.1	Метод локалізації центру імпульсу за допомогою геометричного центроїда	99
2.11.2	Метод локалізації центру імпульсу за допомогою центроїда спектра потужності.....	100
2.11.3	Метод аналогової обробки	101
2.11.4	Метод знаходження центру імпульсу за допомогою насичення та інтегрування.....	102
2.11.5	Метод знаходження центру імпульсу по передньому фронту сигналу..	102
2.11.6	Метод знаходження центру імпульсу за допомогою пікового детектування	103
2.11.7	Корекція похибки вимірювання	103
2.11.8	Регресія за допомогою методу опорних векторів (SVM).....	104
2.11.9	Нестатистичний аналіз для МЛЦІ	106
2.11.10	Статистичний аналіз	107
2.11.11	Непараметричний розподіл даних.....	108
2.11.12	Критерій рангів Уилкоксона	109
2.12	Висновки по розділу	111
РОЗДІЛ 3. Метод виміру частоти і часу для виконання завдань навігації		113
3.1	Метод виміру частоти раціональними наближеннями.....	114
3.1.2	Принцип збігу імпульсів.....	117
3.1.3	Чисельна умова зупинки виміру	121
3.2	Метод визначення збігу імпульсів.....	126
3.2.1	Властивості медіант	128
3.2.2	Найкраще наближення медіантою, що задовольняє умові різностно-періодного кванту.....	131
3.3	Двохетапне моделювання процесу збігу імпульсних послідовностей у MatLab	133
3.3.1	Перший етап моделювання: фізичний процес збігу імпульсних послідовностей.....	133

3.3.2 Другий етап моделювання: чисельний аналіз результатів збігу імпульсів	139
3.4 Аналіз впливу фазових коливань сигналу на працездатність пропонованого методу	140
3.4.1 Класифікація видів фазової нестабільності імпульсних послідовностей	141
3.4.2 Початкові дані для комп'ютерного моделювання джиттера.....	147
3.4.3 Моделювання флуктуацій послідовності імпульсів (обчислювальний експеримент).....	148
3.4.4 Аналіз результатів комп'ютерного моделювання джиттера.....	150
3.5 Висновки по розділу 3	158
РОЗДІЛ 4. Методи обробки інформації для покращення роботи системи автоматичної навігації	160
4.1 Використання методу Левенберга-Марквардта для поліпшення результатів 3D-сканування поверхневих лазерним сканером.....	160
4.1.1 Нелінійно пов'язані градієнтні методи.....	163
4.1.2 Квазі-Ньютоновські методи	164
4.1.3 Метод Левенберга-Марквардта	166
4.1.4 Порівняльний аналіз цифрових фільтрів	168
4.1.5 Комп'ютерне моделювання застосування методів.....	169
4.2 Оптимізація лазерних СТЗ за допомогою сканування зі змінним кроком.....	174
4.2.1 Механічна частина приводу системи позиціонування лазерного променя	175
4.2.2 Віртуальний аналіз для оптимізації часу сканування	178
4.2.3 Проектування трансмісії для забезпечення комбінованого кута кроку сканування.....	183
4.3 Методи фільтрації шумів в СТЗ, обумовлених механічною вібрацією	186
4.4 Поліпшення реакції акселерометрів при визначенні власної просторової орієнтації на основі адаптивних МНСК-фільтрів	191
4.4.1 Особливості бортових вимірювальних систем і комплексів	191
4.4.2 Акселерометр.....	193
4.4.3 Неадаптивна та оптимальна адаптивна фільтрація.....	194

	20
4.4.4 Постановка експерименту	197
4.4.5 Адаптивна фільтрація при багатокomпонентній частоті шуму	210
4.4.6 Результати експерименту	213
4.5 Висновки по розділу 4	220
РОЗДІЛ 5. Управління рухом робота і метод формування бажаної траєкторії його руху	221
5.1 Характеристика мобільного робота.....	221
5.2 Кінематика мобільного робота	222
5.3 Навігаційна система	227
5.3.1 Розробка принципів узгодження механічної і навігаційної систем.....	227
5.3.2 Планування траєкторії	228
5.3.3 Функціонування навігаційної системи при інтеграції із СТЗ.....	231
5.4 Моделювання і результати обчислювального експерименту	233
5.5 Цифрове управління кроковим двигуном СТЗ в LabVIEW	239
5.6 Статистичний аналіз даних, отриманих в результаті експерименту	244
5.7 Висновки по розділу 5	248
ВИСНОВКИ	250
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	253
Додаток А. Акти впровадження результатів дисертації	288
Додаток Б. Список наукових праць за темою дисертації.....	292

ВСТУП

В даний час різноманітні роботи набули значного поширення та застосування практично у всіх областях людської діяльності. Вони здатні працювати в складних та екстремальних умовах, виконувати небезпечні для людини, а також одноманітні та рутинні операції, успішно працювати в галузях, де велика ціна людської помилки.

Роботів прийнято класифікувати за такими показниками: по області застосування - виробничі (промислові), військові (бойові, що забезпечують), дослідні, медичні; по природному середовищу (експлуатації) - наземні, підземні, надводні, підводні, повітряні, космічні; за ступенем рухливості - стаціонарні, мобільні, тощо.

Умови функціонування роботів, які визначаються типом середовища використання і характером робочого процесу, можна розділити на дві категорії: детерміновані та недетерміновані. До детермінованих відносять середовища, спроектовані та створені людиною. У середовищах другої категорії організація практично відсутня, тому їх називають повністю неорганізованими (недетермінованими). До таких середовищ відносяться, зокрема, природні середовища й середовища, що створюються аварійними ситуаціями, як в природних умовах, так і при руйнуванні середовищ, спроектованих і створених людиною, тобто при руйнуванні будівель і споруд.

Значна увага останнім часом приділяється розвитку мобільних наземних роботів, призначених для виконання дій в природних середовищах в польових умовах: розвідка на місцевості, патрулювання та розмінування, військові дії (в тому числі у випадках радіоактивного, хімічного та бактеріологічного зараження місцевості), виконання завдань на поверхні інших планет. При руйнуванні створених людиною середовищ мобільні наземні роботи здатні здійснювати рятувальні роботи в зруйнованих спорудах, вести розчищення завалів, розвідку та бойові дії в міських умовах.

Мобільний робот (МР) може бути представлений у вигляді сукупності наступних основних систем - транспортної, спеціальної технологічної, навігації та управління. Система навігації й управління мобільного робота забезпечує отримання інформації про навколишнє середовище, управління рухом і роботою

спеціального технологічного устаткування, а також адаптивне управління ходовою частиною та енергетичною установкою з урахуванням взаємодії транспортної системи з навколишнім середовищем.

Задача автоматичного керування наземним мобільним роботом, що рухається по нерівній поверхні незалежно від наявності дорожнього покриття у недетермінованому середовищі є досить складною, оскільки його просторова орієнтація найчастіше піддається недетермінованому впливу поверхні, по якій він рухається, а вірогідність зустрічі з хаотично розповсюдженими перешкодами також є найвищою у порівнянні з іншими класами роботів. До такого класу машин відносяться роботи для пересування по поверхні інших планет, для усунення наслідків техногенних (аварії на підприємствах, АЕС) або природних (землетруси) катаклізмів, тому додатковим ускладненням при проектуванні цих апаратів є висока ймовірність наявності таких впливів як радіація або інші види забруднення. Тобто, завдання автоматичного керування рухом такого роботу є складним та важливим теоретичним і практичним завданням, що потребує одночасного вирішення кількох суттєвих аспектів: можливості оглядання навколишнього середовища за допомогою системи машинного зору; необхідності визначення власної просторової орієнтації; оцінки нестабільності частоти бортового еталону часу для можливості більшої узгодженості усіх дій керованого об'єкту; формування траєкторії його переміщення в просторі.

Машинний зір забезпечує можливість машини (за допомогою технічних засобів вимірювань і подальшої комп'ютерної математичної обробки) дистанційно зондувати та отримувати інформацію про навколишнє середовище для подальшої аналітичної обробки. Є кілька істотно різних підходів до побудови таких систем, наприклад: використання прямого контакту сенсорного елемента з наперед заданим напрямом курсу (дискретний магнітний, постійний індукційний або просто візуальний), адаптація CCD- або CMOS- камер для імітації бінокулярного зору людини, різноспрямований зір на базі камери з об'єктивом типу "риб'яче око", тощо.

Системи технічного зору (СТЗ) МР, що працюють у недетермінованих середовищах, використовують в даний час, як правило, декілька лазерних або ультразвукових далекомірів, можливості яких з пошуку перешкод та деталізації

визначення їх профілю є недостатніми для вирішення завдань, що стоять перед роботами.

Системи визначення просторової орієнтації об'єктів, з яких найбільш визнаними є гіроскопічні та акселерометричні платформи, також мають недоліки, що не дозволили їм набути широкого використання. Гіроскопи є надто енергозатратними сенсорними системами для автономної навігації оскільки для функціонування споживають значну частину енергії бортового джерела живлення, а до того ж є складними та дорогими системами для масового вживання. Акселерометричні системи, за своїми характеристиками є значно більш придатними для масового використання, у динамічному режимі, та особливо при наявності механічних вібрацій, потерпають від перешкод в інформаційному каналі, тому також не набули масового визнання.

Що стосується методів перевірки бортового годинника робота, або взагалі методів вимірювання частоти еталону, то тут взагалі не має визнаної стратегії. Використання коштовних бортових еталонів часу не є економічно обґрунтованим для більшості категорій роботів. Використання поправок шляхом консультації з дорогими супутниковими еталонами часу по спеціальному каналу зв'язку не для всіх категорій роботів є можливим, а до того ж породжує комплекс додаткових теоретичних проблем пов'язаних з часовими затримками у каналі, та стохастичним характером перешкод у ньому. У лабораторних умовах визнаний метод точного вимірювання частоти еталона спирається на спостереження поведінки кривої Аллана протягом тривалого часу, типово 24 години. Цей метод є достатньо достовірним, але завдяки своїй тривалості він цілком непридатний для завдань навігації. Крім того, він не спроможний адекватно оцінювати короткочасові нестабільності частоти, що відбувалися на протязі періоду спостереження. Саме тому завдання автономної навігації робота все ще шукає надійний та ефективний метод для швидкої реєстрації змін частоти, який придатний забезпечити високу точність. А у списку найважливіших недоліків мобільної робототехніки дотепер є наявність значних розходжень між бажаною та реальною траєкторією МР з приводу неточного визначення поточної власної просторової орієнтації за рахунок прослизань у русіях МР, та значні й здебільшого накопичувані помилки у визначенні часу його знаходження на траєкторії.

Істотний внесок в розвиток автономної навігації МР, як на системно-теоретичному, так і на апаратно-програмному рівнях, внесли такі вчені як Тимофеев А.В., Юсупов Р.М., Каляев І.А., Іванов Д. Я., Васильєв І.А., Петухов С.В., Шаманов І.В., Benedetti M., Donelli M., F. Chaumette, S. Hutchinson, P. Forman, I. Parry, Gerald F. Marshall, Ugonna Ibeanusi, M. Ghallab, F.Ingrand, J.H. Rillings.

Жоден з перерахованих вище методів не отримав широкого міжнародного застосування через наявність недоліків і обмежень, що ускладнюють автоматичну навігацію МР.

Таким чином, з аналізу слідує, що актуальною науково-прикладною проблемою є узагальнене та узгоджене вирішення одночасно таких теоретичних завдань, нерозривно пов'язаних з комплексним вирішенням автоматичної навігації МР: розробленням теорії та методів машинного зору для можливості бачити сектор перед МР; розробленням методу перевірки стабільності частоти бортового годинника МР; методу визначення власної орієнтації МР для ефективного функціонування роботу у недетермінованих середовищах за умов наявності забруднюючих факторів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота пов'язана з НДР ДЗ/464-2011 «Розроблення та впровадження інформаційно-комунікаційної технології руху наземного транспорту великих міст» (2011-2012 рр.), № державної реєстрації 0111U005942 (Державне агентство з питань науки, інновацій та інформатизації України по розробці найважливіших нових технологій), в якій автор був виконавцем; двостороннім договором НДТІП-ХНАДУ про науково-технічне співробітництво зі створення системи автоматичної навігації машино-тракторних агрегатів в Україні; зі внутрішніми грантами Автономного Університету штату Нижня Каліфорнія (Мексика) по проектах №2352 в 2003-2004рр., №2386 в 2005-2006рр., №2434 в 2015-2017рр., з проектом Євросоюзу та Міністерства економіки та інновацій Іспанії ТЕС 2010-17429 «Robust sensors» (2010-2013рр.), зареєстрованому в Політехнічному університеті Мадрида в Іспанії, в яких автор був керівником або співкерівником.

Мета і завдання дослідження. Мета дослідження полягає у розвитку теорії та удосконаленні систем автономної навігації мобільних наземних роботів в недетермінованих середовищах.

Для досягнення мети необхідно вирішити наступні теоретичні завдання:

- розвинути положення теорії автономної навігації мобільних наземних роботів в недетермінованих середовищах на основі комплексного використання в єдиній матриці стану роботу інформації про оточуюче його середовище, власну просторову орієнтацію та часову шкалу;
- розробити метод лазерного зондування простору, що оточує робота, на основі методу динамічної триангуляції, який дає можливість сканування в розширеному просторовому секторі з можливістю картографування поверхні перешкоди дискретизованою координатною сіткою в реальному масштабі часу та в єдиній системі координат;
- розробити метод вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів шляхом раціональної апроксимації медіантами, який забезпечує співпадання деякої цілої кількості інтервалів вимірювання з цілою кількістю еталонних інтервалів без залишку;
- запропонувати новий критерій оцінки збігу без залишку деякої цілої кількості еталонних інтервалів з цілою кількістю вимірюваних часових інтервалів, який сприятиме його простій та надійній апаратній реалізації, на основі використання медіанти з чисельником у форматі «ціле число з деякою кількістю нулів»;
- дослідити на практиці залежність запропонованого методу вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів від природних факторів що заважають вимірюванню, насамперед джиттеру та нестабільності тривалості імпульсів імпульсних послідовностей;
- дослідити можливість покращення оцінки часового положення імпульсу зі складною формою обвідної в СТЗ роботів, що дозволить в умовах обмеженого часу з достатньою точністю визначати просторове положення центру підсвіченого лазерного п'ятна на поверхні перешкоди, що забезпечить значні переваги у розрізняльній здатності тривимірних координат на краю сектору огляду СТЗ;
- дослідити можливість функціонування лазерного сканера СТЗ зі змінним кроком сканування, що дозволить оптимізувати пошук перешкоди в полі зору робота та прискорити процес сканування без значних втрат інформативності;

- визначити можливості та запропонувати метод формування достовірної зони поля зору робота шляхом фільтрації великих похибок результатів сканування на основі використання алгоритмів тренування нейронних мереж та їх взаємного порівняння, що дозволить підвищити розрізняльну здатність СТЗ;
- запропонувати метод визначення оптимальної траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального шляху та максимальної гладкості траєкторії (зведення до мінімуму впливів рульовим механізмом), що ґрунтується на використанні даних, отриманих від запропонованої СТЗ, а також даних від системи акселерометричного визначення власної просторової орієнтації МР і бортового годинника робота.

Об'єкт дослідження - процес навігації мобільного наземного робота в автономному режимі руху.

Предмет дослідження – математичні моделі та методи, що забезпечують автономну навігацію мобільного наземного робота у недетермінованому середовищі.

Методи дослідження. Методологічною основою дисертації є використання системного підходу, аналізу концепцій реалізації автономної навігації з технічної та математичної точок зору. Використовувалися методи теорії радіотехнічних та телевізійних систем, теорії радіоуправління, теорії вимірювань, методи математичної статистики та теорії ймовірностей, а також методи чисельного аналізу, методи комп'ютерного моделювання роботи різних частин системи з використанням програмного забезпечення MatLab, LabView, SolidWorks; методи тренування нейронних мереж Полак-Ріб'єра, квазі-Ньютона, Левенберга-Марквардта; методи програмування управління роботою електричних приводів в C ++ та LabView.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Розвинена теорія автономної навігації мобільних наземних роботів в недетермінованих середовищах на основі комплексного використання в єдиній матриці стану робота інформації про оточуюче робота середовище, власну просторову орієнтацію та часову шкалу.
2. Вперше запропонований новий метод лазерного зондування простору, що оточує робота - метод динамічної тріангуляції, який відрізняється від відомих можливістю сканування в об'ємному секторі та можливістю картографування

поверхні перешкоди, що сприяє прийманню управлінських рішень в реальному масштабі часу та в єдиній системі координат.

3. Вперше запропоновано новий метод вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів – метод раціональної апроксимації наближенням медіантами, який на відміну від відомих не описує ірраціональний залишок від ділення вимірюваного на цілу кількість неподільних еталонних інтервалів, а забезпечує збіг деякої цілої кількості інтервалів вимірювання з цілою кількістю еталонних інтервалів без залишку.

4. Вперше запропоновано новий критерій оцінки збігу без залишку деякої цілої кількості еталонних інтервалів з цілою кількістю вимірюваних часових інтервалів на основі використання медіанти з чисельником у форматі «ціле число з деякою кількістю нулів».

5. Вперше доведено, що запропонований новий метод вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів є інваріантним до джиттеру та нестабільності тривалості імпульсів імпульсних послідовностей.

6. Вперше запропонований метод насичення та диференціювання, який відрізняється від відомих тим, що дозволяє в умовах обмеженого часу з достатньою точністю визначати просторове положення енергетичного центру підсвіченого лазерного п'ятна на поверхні перешкоди, та забезпечує значні переваги на краю сектору огляду СТЗ.

7. Удосконалено метод функціонування лазерного сканера СТЗ зі змінним кроком сканування, який відрізняється від відомих тим, що дозволяє оптимізувати пошук перешкоди в полі зору робота за критеріями мінімальних витрат часу на сканування та максимальної інформативності.

8. Удосконалено метод формування достовірної зони поля зору робота шляхом фільтрації результатів сканування з великими похибками на основі використання алгоритму Левенберга-Марквардта, що дозволяє в реальному масштабі часу підвищити розрізняльну здатність СТЗ.

9. Удосконалено метод визначення оптимальної траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального шляху та максимальної гладкості траєкторії (зведення до мінімуму впливів рульовим механізмом), який відрізняється від відомих тим, що ґрунтується на використанні даних, отриманих від

запропонованої СТЗ, а також даних від системи акселерометричного визначення власної просторової орієнтації МР і бортового годиннику робота.

Практичне значення отриманих результатів дисертаційної роботи полягає в тому, що розвинуті наукові положення та методологічні принципи реалізації автономної навігації мобільного наземного робота у недетермінованому середовищі надають наступні переваги.

Використання методу динамічної тріангуляції у лазерній СТЗ вперше надає можливість збільшити до прийнятної зону сканування простору перед роботом, у якій визначення та локалізація об'єктів набуває детермінованого характеру, вона дозволяє створювати цифрову карту перешкод, яка не тільки спрощує прокладення його траєкторії, а й може бути корисною для навігації групи роботів, та для описання та картографування невідомих просторів вперше пройдених роботом.

Динамічна тріангуляція у недетермінованому середовищі надає можливість у зручній для швидких перетворень декартовій системі координат визначати небезпечні краї перешкод, дозволяючи водночас з цим ранжувати їх ступінь небезпечності виходячи зі знання відстаней до них. Її практичною перевагою також є те, що без додаткових перетворень система керування розташовує усі об'єкти, пов'язані з навігацією, у єдиній глобальній системі координат, чим значно скорочує час керування та виключає можливість похибок при перетворенні.

Можливість застосування змінного кроку сканування робить запроповану СТЗ адаптивним інструментом збору інформації, що дозволяє простою зміною команди у керівній програмі оптимізувати роботу сканера, пристосовуючи його згідно поточних умов до більш детального огляду, або до максимально швидкого визначення наявності перешкод.

Запропонований метод вимірювання частоти надає можливість швидко реєструвати всі зміни частоти, які трапилися у бортовому еталоні на протязі деякого часу. Це може бути корисним для визначення зовнішніх причин, які своєю появою спричинили відповідну нестабільність. При практичному застосуванні надає такі переваги: уточнюються результати вимірювань сканера (впливає на точність підрахування кутів динамічної тріангуляції); зменшується накопичування помилок у визначенні усіх параметрів МР, що сумуються протягом перебування МР на

траєкторії руху; дозволяє значно уточнити показання усіх бортових сенсорів частотного типу.

Метод придушення вимірювального шуму в акселерометрах на базі алгоритму LMS-фільтрації надає можливість значного покращення у визначенні параметрів поточної власної просторової орієнтації МР.

Метод визначення оптимальної траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального пройденого шляху та максимальної гладкості траєкторії зводить до мінімуму кількість впливів рульовим механізмом, внаслідок чого скорочуються енергетичні витрати МР та знос його механічних частин, а також покращується курсова стійкість та зменшується можливість заносів та прослизань.

Запропоновані методи зондування навколишнього простору для СТЗ, а також визначення частоти та інтервалів часу можуть знайти використання в інших областях, наприклад при статичному моніторинзі важливих інженерних споруд та побудові бортових еталонів інших об'єктів.

Вперше запропоновано концепцію підвищення живучості робота у недетермінованих неконтрастних середовищах, при наявності радіації та інших видів забруднення, яка базується на використанні технічних електронних, електричних, механічних та обчислювальних засобів, стійких до впливу зовнішніх факторів, і раціональному спрощенні систем прийому та обробки оптичних сигналів та обчислювальних алгоритмів, призначених для обробки інформації на борту робота.

Результати дисертаційної роботи використовуються на Державному підприємстві «Науково-дослідний технологічний інститут приладобудування», у Академії внутрішніх військ МВС України, в навчальному процесі студентів рівню: бакалавр і магістр та аспірантів за відповідними спеціальностями в Автономному університеті штату Нижня Каліфорнія (Мехікалі, Мексика) та Харківському національному університеті радіоелектроніки, про що свідчать Акти впровадження.

Зміст дисертаційної роботи викладено у наступних п'яти розділах. У вступі обґрунтовано актуальність задач, що вирішуються, сформульовано наукову проблему, мету та задачі дослідження, наукову новизну та практичну значущість роботи. Наведені відомості про особистий внесок автора, апробації, публікації, впровадження, зв'язки з науковими програмами.

У першому розділі розглянуто стан теорії та методів автономної навігації та автоматичного управління рухом мобільних наземних роботів в недермінованих середовищах. Визначено рамки дослідження: розглядаються мобільний наземний колісний робот, що працює у автономному режимі; квазістаціонарний характер недетермінованих середовищ; з нерівностями, що можна подолати, з перепадом висот $0,25$ радіуса колеса робота; за можливості наявності забруднюючих факторів (радіація, тощо). Вказана важливість для вирішення стратегічних і тактичних задач, які стоять перед роботом, можливості використання даних СТЗ, систем визначення власної просторової орієнтації та вимірювання частоти бортового годинника. Наведено аналіз різноманітних принципів і методів побудови вказаних систем МР, проаналізовано їх недоліки та на основі аналізу результатів сформульовані технічні вимоги до параметрів комплексної системи автономної навігації мобільного наземного робота. Визначено, що для здійснення автономної навігації МР необхідно: отримувати детальну інформацію про усі об'єкти в заданому широкому просторовому секторі у формі координатної сітки їх поверхонь; отримувати достовірну інформацію про поточну просторову орієнтацію робота; визначати стабільність частоти бортового годинника робота; мати змогу паралельно зводити усю цю інформацію у матрицях прямої та зворотної кінематики МР, що надає можливість прокладання оптимальної траєкторії переміщення робота у недетермінованих середовищах.

Аналіз стану теоретичних аспектів цього комплексного питання показав, що використовуваний при аналізі та синтезі алгоритмів функціонування мобільних наземних роботів науково-методичний апарат є недосконалим і не дозволяє на досить якісному рівні вирішити актуальні наукові та прикладні завдання. Це породжує протиріччя між рівнем розвитку науково-методичного апарату даної предметної області та вимог, які пред'являє практика. У відповідності до цього сформульована науково-прикладна проблема дисертаційних досліджень і вказані напрямки подальшого розвитку науково-методичного апарату даної предметної області.

У другому розділі розглянуто запропоновані метод та скануюча система технічного зору для автономної навігації мобільного наземного робота, яка використовує принцип динамічної тріангуляції. Описаний принцип і відповідна

послідовність взаємодії елементів системи. Розроблено методологію перетворення безперервної поверхні перешкоди в сітку з покриваючих її дискретних точок з певними координатами. Вказані основні елементи СТЗ і її розміщення на МР. Визначені операційні математичні співвідношення для визначення тривимірних координат. Описані теоретичні та експериментальні дослідження шляхом використання розробленого експериментального зразка СТЗ. Ці дослідження проводились на різних за матеріалом, розміром та формою перешкодах, з різними поглинаючими та відбиваючими властивостями поверхонь, які розміщувались у різних точках поля зору СТЗ. Аналіз результатів вимірювань координат об'єктів дозволив виявити в полі зору СТЗ три зони за похибкою: достовірна, прийнятна та периферійна. Методом математичного комп'ютерного моделювання було виконано аналіз відомих методів оцінювання енергетичного центра п'ятна лазерного сигналу, розсіяного на перешкодах: метод геометричної центроїди, метод центроїди спектра потужності, метод насичення та інтегрування, метод переднього фронту, метод виявлення піку. На базі цього порівняльного аналізу запропоновано новий метод насичення та диференціювання для оцінювання часового положення центру імпульсу зі складною формою обвідної, який задовольняє умовам, що ставляться, та сприяє підвищенню розрізняльної здатності запропонованої СТЗ шляхом визначення енергетичного центру лазерного п'ятна. Визначено технічні параметри СТЗ: точність вимірювання координат, швидкодія, дальність дії.

У третьому розділі описаний новий метод для оперативного визначення частоти сигналу (бортового еталонного годинника робота). Метод заснований на теорії збігів імпульсних послідовностей пакетами, з виявленням «найкращих» збігів за допомогою застосування математичного апарату дробів Фарея або раціональних наближень невідомого значення медіантами. Проілюстрована суть цього методу. Наведено математичний аналіз умов збігу імпульсів, гіпотетичної дійсної оцінки невідомої частоти, відносної похибки вимірювання, та наведено числову умову, яка пропонується для зупинки процесу вимірювання. Зформульований критерій закінчування вимірювання: найкраще наближення вимірюваної величини на даному відрізку часу вимірювання має місце в той момент, коли при реєстрації збігів імпульсів вимірюваної і еталонної імпульсної послідовностей лічильник числа імпульсів вимірюваної послідовності показує «ціле число з нулями». Пошук

найкращого наближення вимірюваної частоти проілюстрований цілим рядом комп'ютерних моделей. Результати досліджень показали, що даний метод досить швидко дозволяє реєструвати зміни поточного значення частоти. Наведено аналіз впливу на точність даного методу випадкових фазових зсувів імпульсів сигналу (jitter). Проаналізований вплив на процес збігу різних комбінацій 4-х типових видів джиттеру (випадкові коливання, періодичні коливання, спотворення коефіцієнта заповнення, початкові залежні коливання), який деформує вид конвергентних груп ідеального випадку, але місце найкращого збігу лишається незмінним для усіх випадків. Тобто, продемонстрована інваріантність пропонованого методу вимірювань до джиттеру.

В четвертому розділі розглянуті методи обробки інформації у СТЗ, що дозволяють поліпшити роботу системи в цілому за показниками розрізняльної здатності, швидкодії і перешкодозахищеності.

Запропоновано метод розширення достовірної зони поля зору робота шляхом фільтрації грубих помилок результатів сканування і складання цифрової карти видимої поверхні виявлених перешкод з використанням алгоритму Левенберга-Марквардта. Цей алгоритм реалізовано в цифровому фільтрі для обробки результатів вимірювань, який дозволяє підвищити точність первинних результатів сканування і відбракує аномальні похибки. Проводився його порівняльний аналіз з іншими найбільш визнаними у світовій літературі методами, такими як методи Полак-Ріб'єра і квазі-Ньютона, які використовуються по черзі на нейронній мережі з двома кроками навчання. Мережа навчалася передбачити абсолютну помилку вимірювань координат x , y , z для всіх умов відразу. Навчання (один за іншим для одного і того ж пакету даних) виконано відповідно до методів Полак-Ріб'єра, квазі-Ньютона та Левенберга-Марквардта, щоб порівняти їх ефективність для даної задачі. Було виявлено деяку перевагу застосування алгоритму Левенберга-Марквардта. Запропоновано метод функціонування лазерного сканеру СТЗ зі змінним кроком сканування, який дозволяє скоротити час пошуку перешкоди і цифрового опису її небезпечного краю. Для визначення оптимальних значень кутів кроку сканування розроблено математичну модель поля зору робота, яка включає 1067 сценаріїв: використовуються перешкоди з різними формами, розмірами та кількістю, а також різноманітним їх розташуванням у секторах ПЗ та варіантами

угруповання. Для усіх сценаріїв моделі побудовано графіки інформативності, шляхом попарного порівняння та виключення гірших визначено три найбільш інформативних кути кроку сканування: малий, середній та великий. Як вказують результати моделювання, комбінуючи кути кроків сканування, можливо значно прискорити пошук перешкод у ПЗ робота. Запропоновано алгоритми фільтрації корисного сигналу у підсистемі акселерометричного визначення власної просторової орієнтації робота, та корисного сигналу фотоприймача, на який мають вплив шуми внаслідок механічних вібрацій у скануючій апертурі. Шляхом порівняльного аналізу різних типів відомих з літератури фільтрів, рекомендовано к використанню LMS-фільтр, який забезпечує найкращі показники. Результати фізичного моделювання показали, що використання фільтру суттєво підвищує якість визначення власної просторової орієнтації робота.

У п'ятому розділі показано використання результатів, отриманих в розділах 2-4, для визначення траєкторії руху МР і його автономної навігації. Стан робота описується матричною математичною моделлю, яка використовує дані, надходячи від СТЗ, позиціонуючих акселерометрів і бортового годинника. За даними прямої та зворотної кінематичних моделей мобільного робота здійснюється керування положенням МР, щоб придати мобільному роботу бажане положення і орієнтацію. Розроблено метод визначення траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального шляху і максимальної гладкості траєкторії (зведення до мінімуму впливів рульовим механізмом). Результати досліджень показали, що для безпечного обминання перешкод по найкоротшому шляху з максимальною гладкістю достатньо використання десяти визначених точок для побудови траєкторії (що забезпечує мінімальну енерговитратність рульового управління і мінімальний знос його механізму при будь-якій схемі реалізації), а збільшення кількості точок для побудови бажаної траєкторії не є доцільним: подальший зріст часу на обчислювання траєкторії не призводить до енергетичних переваг.

Особистий внесок здобувача. В монографії [160] під редакцією автора запропонований метод динамічної тріангуляції та розвиток теорії автономної навігації МР. Роботи [14-20, 183] написані самостійно. У роботах [182,184,190] співавтори приймали участь у оформленні матеріалів статей та обговоренні результатів. У роботах [190,195,196, 198-234] автору належить постановка задач,

обробка результатів. У роботах [30,41,60,73,74,79,126, 137,143,163,168,175] співавтори приймали участь в проведенні експериментального дослідження та статистичної обробки даних. У багатоавторських монографіях [48,123,143,147,180, 287, 288, 289] автором виконана постановка задач, обробка і аналіз результатів дослідження, співавтори брали участь у виготовленні та випробуванні дослідного устаткування (експериментальних стендів). У роботах [31-33, 61-68,127-129,144-150,169-172,176-178,276-286] автором поставлені завдання та запропоновано методи їх вирішення.

Апробація результатів дисертації. Основні результати теоретичних і експериментальних досліджень дисертаційної роботи доповідалися на 30 міжнародних конференціях:

XXVII Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica ELECTRO 2005, Vol. XXVI, Octubre 5-7 de 2005, Creel, Chih., México;

3rd International Conference on Cybernetics and Information Technologies, Systems and Applications CITSA – 2006, Orlando, Florida, USA, July, 20-23, 2006;

IEEE Conference CERMA2006, Volume II, Los-Alamitos, California-Washington-Tokyo, 2006;

IEEE-LEOS “Multiconference on Electronics and Photonics”(MEP-2006), Guanajuato, Mexico, 7-10 November 2006; "CARS & FOF 07 23rd ISPE International Conference on CAD/CAM Robotics and Factories of the Future", 16-18 August, 2007, Bogota, Colombia;

IEEE-IES “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 30 June -2 July of 2008;

16th IMEKO TC₄ Symposium “Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements”, Florence, Italy, 20-22 September, 2008; IEEE-34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON’08), 10-13 November, 2008, Florida, USA;

IEEE 52nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (52MWSCAS09), 2-5 August, 2009, Cancun, Mexico;

ICCAS-SICE 2009, ICROS-SICE International Joint Conference, Fukuoka, Japan, August 18-21, 2009;

IEEE-35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'09), 3-5 November, 2009, Porto, Portugal;

Séptimo Congreso Internacional de Cómputo en Optimización y Software (AGECOMP-CICos 2009), 17-20 de noviembre del 2009, Cuernavaca, Morelos, Мексика;

IEEE-ICIT International Conference on Industrial Technology (ICIT'10), 14-17 March, 2010, Viña-del-Mar, Valparaiso, Chile;

IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE-2010), Bari, Italy, July 4-7, 2010;

2010 First International Conference on Sensor Devices, Technologies and Applications, July 18-July 25, 2010, Venice, Italy;

IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA, 7-10 November, 2010;

Pan American Health Care Exchanges – PAHCE2011 Conference, March, 28 – April, 1, 2011, Rio de Janeiro, Brazil;

IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico, November, 27-December,3, 2011;

9th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO-2012), Volume 2, Rome, Italy, 28 - 31 July, 2012;

2012 IEEE Photonics Conference, IPC 2012, September, 23-27, 2012, San Francisco, USA;

World Congress on Engineering and Computer Science WCECS 2013, Vol I, 23-25 October, 2013, San Francisco, USA;

IEEE-39th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2013), Vienna, Austria, 10-14 November, 2013;

IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014;

40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2014), Dallas, Texas, USA, October, 29 - November, 1, 2014;

8th Vienna International Conference on Mathematical Modelling (MATHMOD 2015), Vienna, Austria, February, 18-20, 2015;

IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015;

12th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics ICINCO 2015, Volume 2, Colmar, Alsace, France, July, 21-23, 2015;

41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015;

IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA;

42nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2016), Florence, Italy, October, 24 - 27, 2016;

IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2017), Edinburgh, Scotland, UK, June, 19 - 21, 2017.

Публікації. Результати дисертаційної роботи опубліковано в 1 монографії, 7-ми багатоавторських монографіях, 85 друкованих роботах, у тому числі у 69-ти публікаціях, які входять у міжнародному базу SCOPUS, 25-ти статтях в міжнародних журналах з імпаکت – факторами, в одному патенті Мексики, 30-ти працях міжнародних наукових конференцій. 6 статей опубліковані в виданнях зі списку Переліку фахових видань України.

Структура і обсяг роботи. Дисертація складається зі вступу, п'яти розділів, загальних висновків, списку використаних джерел із 289 найменувань та додатків на 10 сторінках. У роботі 301 сторінка, в тому числі, 103 рисунка та 26 таблиць.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ

1.1 Машинний зір: підходи та обмеження

Машинний зір в його загальному визначенні це можливість машини (за допомогою засобів вимірів та подальшої комп'ютерної математичної обробки) дистанційно зондувати і отримувати інформацію про довкілля для подальшої аналітичної обробки.

Ця класифікація може бути представлена на основі двох різних підходів: 1) практичних причин [220, 193] для необхідності "бачити довкілля", і 2) теоретичних принципів і засобів, використовуваних для вирішення цього завдання.

Згідно із загальним визначенням будь-яка повна система машинного зору поєднує в собі два компоненти: технічні (чи апаратні) засоби і математична обробка інформації і алгоритми (програмне забезпечення). Проте поглиблений аналіз усієї різноманітності програмного забезпечення не доцільний, оскільки воно використовує різні математичні методи для кожного об'єкту застосування, у кожному конкретному випадку [113], але не може дати яснішого розуміння проблеми взагалі.

Нині ми спостерігаємо стрімке зростання 3D програмного і апаратного забезпечення для звичайних ПК, а 3D графічних карт з можливостями обробки мільйонів багатокутників у секунду стали звичайним явищем [127]. В той же час, динамічні високо деталізовані алгоритми, вбудовані в стандартні пакети 3D-програм пропонують значне прискорення перегляду моделі і прогресивне завантаження і передачу 3D моделей. Незважаючи на швидке зростання можливостей комп'ютерної 3D візуалізації, до недавнього часу технології введення даних залишалися незмінними.

Таким чином, у нашому дослідженні для кращого розуміння того, що таке машинний зір, який його сучасний стан, які практичні і технічні завдання воно вирішує, і які об'єктивні обмеження і відкриті проблеми є, ми ґрунтуватимемося на двох згаданих вище підходах. В якості практичних причин, які призвели до

необхідності розробки концепції машинного (чи комп'ютерного) зору, можна відмітити наступні:

- проблеми безпеки при аналізі статичного / динамічного зображення при захисті периметра / рівня (виявлення рухливого / небезпечного об'єкту); [44], [114];
- аналіз короткої/довготривалої деформації важливих інженерних споруд (відоміший як "моніторинг структурного стану" або МСС). [25, 27, 35, 51, 133, 156, 241, 248, 258];
- цифрове картографування поверхні і мікро-поверхневий аналіз [241, 255, 261, 268, 272] ;
- автоматична навігація роботів в невідомому середовищі [43, 53, 80, 112, 115, 119, 252, 255].

По технічних принципах і засобах системи машинного зору можуть бути класифіковані на:

- принципи на основі камери (чи стереокамери) з подальшими алгоритмами аналізу зображень [44, 114, 124, 136];
- технології реконструкції 2D-3D - зображень (найчастіше – 3D лазерне сканування на принципах триангуляції) [53, 70, 82, 115, 124, 125, 165, 252, 258, 268];
- лазерні станції цифрового картографування земної поверхні або бортові лазерні сканери [28, 29, 241, 264];
- технології виявлення і опису перешкод, ґрунтовані на вимірі часу відбиття сигналу «time-of-flight» (радар, лидар, сонар, далекоміри або ультраширокопосмугові (UWB) технології) [165, 261, 264];
- системи для реконструкції поверхні об'єктів, ґрунтовані на GPS [51, 80, 248, 261];
- комбіновані системи, які використовують певні комбінації згаданих вище основних засобів для підвищення роздільної здатності і робастності по відношенню до шумів [35, 56, 124, 156, 166].

Метою нашої роботи є теоретичний аналіз декількох вказаних підходів до проектування систем машинного зору, порівняння їх переваг один перед одним, і системне розділення найбільш принципових обмежень на фізичному і апаратному рівні для практичної реалізації.

В цілому, різні практичні застосування, які нагально потребують застосування технічного зору, є лише підтвердженням актуальності і високої значущості розробки нових методів технічного зору.

Проте, іноді для вирішення дуже різних практичних завдань використовують дуже схожі методи. Ефективність цих методів залежить від різних практичних обмежень і специфічних вимог, які пред'являються у кожному конкретному випадку. Таким чином, ключовим параметром для аналізу різних технічних принципів для проектування систем машинного зору являється основний технічний пристрій для вирішення завдання.

1.2 Підходи до побудови систем машинного зору

Уважніший аналіз переліку згаданих вище технічних принципів і засобів дозволяє зробити наступний простий висновок. Існують чотири повністю різних технічних підходу до проектування пристроїв технічного зору. Вірніше, якщо бути строгим у визначеннях, три відносно незалежних методу, а четверта група, яка не може бути самостійною основою для створення пристрою, але має такі важливі переваги, що при використанні інших методів не варто забувати про них, і бажано активно використати їх в якості допоміжних засобів.

Цими чотирма групами є:

- методи на основі використання камери;
- лазерні скануючі системи;
- методи, ґрунтовані на GPS;
- численні облаштування дальнометрії (ґрунтовані на радіолокації, гідролокаційному, лазерному принципах, і так далі).

Як видно, останній пункт не може бути незалежною основою для створення завершеної системи машинного зору, оскільки по своїй фізичній природі може тільки оцінити відстань до "усередненого об'єкту", а не реконструювати його поверхню по точках.

Також слід згадати, що цілком самостійні переваги мають методи, ґрунтовані на детекції наявності факту руху (або квазістатичних переміщень) усередині сектора

зору [163, 242-244], що робить їх досить корисним допоміжним елементом в ефективній СТЗ.

Розглянемо усі згадані принципи проектування машинного зору для встановлення їх сильних і слабких сторін.

1.2.1 Машинний зір на основі камери

Система машинного зору включає [181] дві змонтовані разом телевізійні камери і обладнання обробки даних. Система виявляє перешкоди в режимі реального часу в межах свого поля зору в діапазоні від 5 м до 50 м попереду транспортного засобу з кутом огляду 40 градусів. Камери розташовані вертикально в передній частині транспортного засобу. Система знаходить перешкоди в трапецієвидному полі зору. При скануванні камери синхронізовані і, щоб реалізувати високу швидкість обробки відеосигналів від камер, блок обробки замість програмованих пристроїв використовує схемно-реалізовану логіку. Принцип виявлення перешкод ґрунтований на паралаксі. Коли два зображення з обох камер порівнюються, два зображення перешкоди є ідентичними за винятком положення в системі координат, прив'язаній до системи машинного зору. З іншого боку, кожне зображення елементу на землі відрізняється із-за положення камер. Рис. 1.1 ілюструє принцип виявлення перешкод.

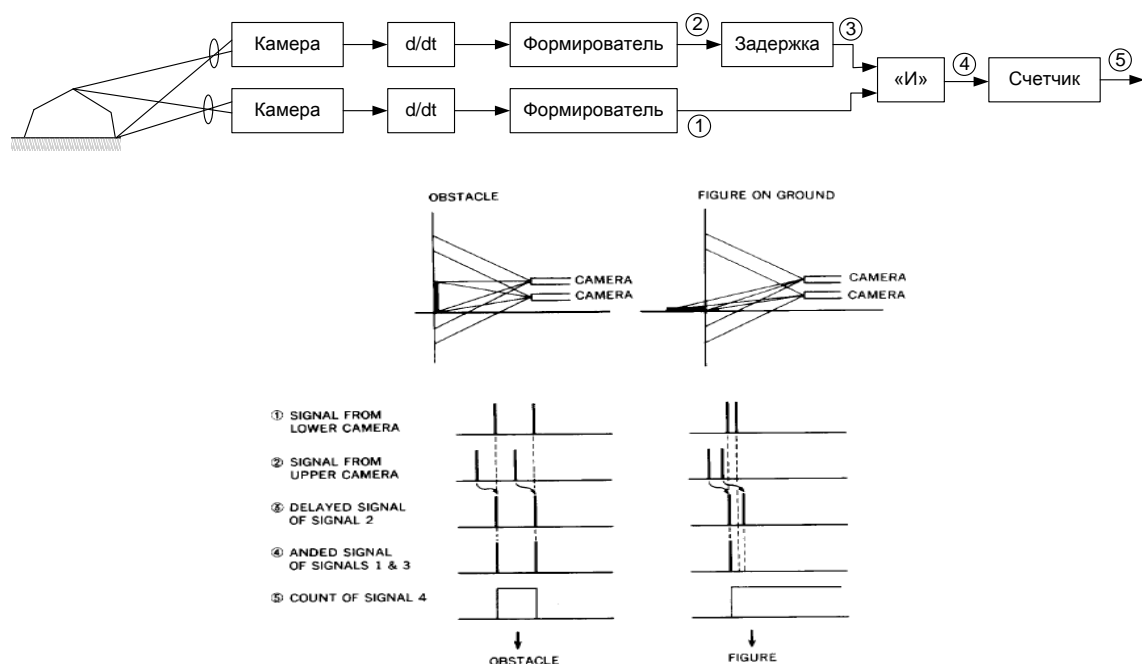


Рисунок 1.1 – Принцип виявлення перешкод у реальному часі

Відеосигнали диференціюються за часом і формуються імпульси, які відповідають краям зображень. Кожен часовий інтервал імпульсів від кожної камери (сигнал 1 і сигнал 2 на рис. 1.1), відрізняє перешкоду від елементу на дорозі. Перешкода генерує однакові часові інтервали, а елемент на дорозі створює різні часові інтервали. Камери мають бути, таким чином, синхронізовані одна з одною, і повинні використати вертикальний і прогресивний методи сканування. Положення лінії розгортки відповідає напрямку на перешкоду, і точка, де оптичні осі камер перетинаються, вказує на відстань до перешкоди. Затримка одного з сигналів від ТБ камер еквівалентна обертанню оптичної вісі камери. Таким чином, зміни часових затримок дозволяють нам виявляти перешкоди в інших місцях. Для розширення поля зору і виявлення перешкоди в двовимірному полі зору впродовж одного періоду сканування здійснюється паралельна обробка 16 видів затримки, що дає поле зору з 16 зон, розташованих подовжньо з інтервалом в 1 метр. Час, необхідний для виявлення перешкод 35,6 мс, яке складається з 33,3 мс сканування одного кадру і 2,3 мс обробки для виявлення положення перешкоди. Рис. 1.2 відображає приклад виявлення перешкоди. Обгороджування визначається як ряд перешкод, які позначені чорними елементами внизу малюнка. Оскільки система не мала заходів захисту проти яскравості, тіней і відтінків, умови роботи були обмежені.



Рисунок 1.2 – Виявлення перешкод : вид дороги (вгорі) та перешкод (внизу) [254]

У основі будь-якого методу з використанням камери лежить принцип об'ємного людського зору, здатного реконструювати тривимірне зображення і приблизно оцінити відстані до об'єктів в полі зору, тобто, іншими словами, стереоскопічного зору.

Будь-яка технічна система стереоскопічного зору це багатокамерна система. У простому даному випадку це системи з двома камерами. Якщо використовується система стереоскопічного бачення [43] і 3 - D точку видно як на лівому, так і на правому зображеннях (див. рис. 1.3), то можна використати в якості візуальних характеристик s (вектор s містить шукані значення поля зору / характеристик):

$$s = xs = (xl, xr) = (xl, y l, xr, yr),$$

тобто представляти точку тільки згорткою в s координат x і y спостережуваної точки в лівому та правому зображеннях.

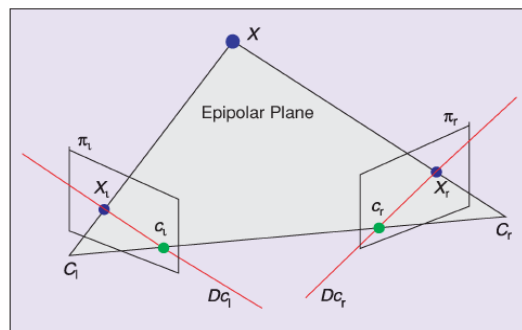


Рисунок 1.3 – Система стереобачення

Для 3-D точки з координатами $X = (X, Y, Z)$ в кадрі камери, які проектуються в двох зображеннях як двомірна точка з координатами $x = (x, y)$, маємо [43]:

$$\begin{cases} x = X/Z = (u - c_u)/f \alpha \\ y = Y/Z = (v - c_v)/f, \end{cases} \quad (1.1)$$

де матриця вимірів зображення $m = (u, v)$ дає координати точки зображення, виражені в пікселях, а $a = (c_u, c_v, f, \alpha) \in$ множиною власних параметрів камери: c_u і c_v координати основної точки, f фокусна відстань і α - відношення розмірів пікселя зображення. В цьому випадку, ми приймаємо $s = x = (x, y)$ - координати зображення точки на площині. Узявши похідну за часом від проекції рівнянь (1.1), ми отримаємо результат, який може бути в загальному вигляді записаний:

$$X = L_x V_c, \quad (1.2)$$

де V_c просторова швидкість камери є $V_c = (v_c, \omega_c)$, (v_c миттєва лінійна швидкість координат рамки кадру камери та ω_c - миттєва кутова швидкість обертання кадру камери), а також матриці взаємозв'язку L_x (ми розглядаємо тут випадок управління рухом камери з шістьма ступенями свободи), пов'язаного з вектором x таким чином

$$L_x = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Z} & 0 & \frac{x}{Z} & xy & -(1+x^2) & y \\ 0 & -\frac{1}{Z} & \frac{y}{Z} & 1+y^2 & -xy & -x \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

L_x є матрицею взаємодії, пов'язаною з s або з властивостями Якобіана. У матриці L_x , значення Z являється глибиною точки по відношенню до рамки кадру камери. Таким чином, будь-яка система управління, яка використовує цю форму взаємозв'язку матриць, повинна оцінювати або апроксимувати значення Z . Аналогічно [33], власні (внутрішні) параметри камери, беруть участь в обчисленні x і y .

Проаналізуємо ці основні параметри "методу на основі камер" на основі рівнянь (1.1) - (1.3).

1. Фокусна відстань f в (1.1), а також множина внутрішніх параметрів камери, показує нам, що погрішність камери тісно пов'язана з недосконалістю виготовлення кожної конкретної камери. Отже, абсолютне значення погрішності цієї камери істотно збільшується зі збільшенням глибини сканування (пропорційно $1f, 2f \dots nf$).

2. V_c у (1.2), тобто швидкість камери, показує нам, що будь-яка методична погрішність камери тісно пов'язана з власним рухом камери. І, зважаючи на випадковий характер власного руху камери, й, отже, миттєві напрями вектору V_c , дуже важко оцінити реальну погрішність камери.

3. Глибина Z у (1.3) показує, наприклад, для компонентів (1;1), (2;2) (2;3), що методична роздільна здатність і прийнятна швидкодія обмежені власною теорією цього методу.

Ці причини дозволяють нам досить ясно зрозуміти принципові обмеження для будь-якого практичного застосування методів технічного зору на основі камер. Вони дуже важливі для практичного використання у будь-яких застосуваннях з позиціонуванням власного руху камери, роблять камери украй чутливими до будь-яких вібрацій і динамічних дій. Більше того, незважаючи на значні досягнення

технологій на основі камер за останні десять років, як і раніше існує можливість "помилки камери", тобто, коли зображення одного типового об'єкту асоціюється з типовими властивостями іншого. І така можливість зростає пропорційно збільшенню відстані. Нарешті, практичні застосування, що використовують методи на основі камер, природньо обмежуються відстанню до 50 метрів.

1.2.2 Системи машинного зору на основі лазерів

Сучасні технології лазерних датчиків зробили можливим швидкий і точний збір 3-D даних, доказом чому являються декілька комерційних 3-D лазерних установок [53, 61, 70, 115, 124, 125, 164, 165, 252, 258, 268]. Крім того, деякі існуючі 3-D технології ґрунтовані на ПЗС (CCD - ПЗС, прилад із зарядовим зв'язком) з двомірною реконструкцією зображення. Ці 3-D датчики ґрунтовані на лазерному скануванні і геометричних методах, таких, наприклад, як триангуляція [164, 168, 185, 220], і отримали широкий розвиток в додатках машинного зору завдяки своїй надійності і простоті. Проте, для розширення функціональних застосувань цих лазерних датчиків, все ж потрібні потужні вбудовані додаткові алгоритми для ефективної обробки виміряних ними даних, залежних, як правило, від конкретних випадків застосування.

Принцип лазерної триангуляції [82] загалом може бути ґрунтований на двох схемах, представлений на рисунку 1.4 (а, б). Перший з них використовує фіксований кут випромінювання і змінну відстань, а другий, навпаки, постійну базу триангуляції і змінний кут сканування.

Перший з них працює таким чином.

Лазерний промінь проектується на вимірювану поверхню (рисунок 1.4, а), де він розсіяно відбивається від поверхні і його зображення визначається оптичним приймачем, як правило, ПЗС-камерой. За допомогою погодженого кутового розташування між лазером і датчиком, виявлення положення лазерного п'ятна на площині зображення дозволяє виконувати точний вимір відстані між датчиком і поверхнею. Таким чином, за допомогою лазерної триангуляції може бути виміряний профіль поверхні. Лазерний промінь робить сканування усієї видимої поверхні об'єкту. Серія даних від кожного положення обчислюється відповідно до його

положення на площині, так що покроково може бути отриманий весь тривимірний профіль поверхні. Положення променя лазера зазвичай контролюється регульованою дзеркальною системою, яка може змінювати кутове положення лазерного променя на площині.

Друга базова схема триангуляції (рис. 1.4, б) є активною оптичною триангуляційною 3D системою, що дискретизує, яка візуалізує реальні об'єкти. Ці активні оптичні системи забезпечують фотореалістичне представлення форм і текстур з прийнятною швидкістю. Рисунок 4,б відображає схему триангуляційного сканера. Лазерний промінь, відбитий від дзеркала, проектується на об'єкт. Дифузно відбите світло збирається за допомогою датчика. Датчик формує лінійний масив (вектор), якщо проектується лазерна точка, і двовимірну матрицю (як правило, у разі ПЗС-камери), якщо проектується лазерна смуга.

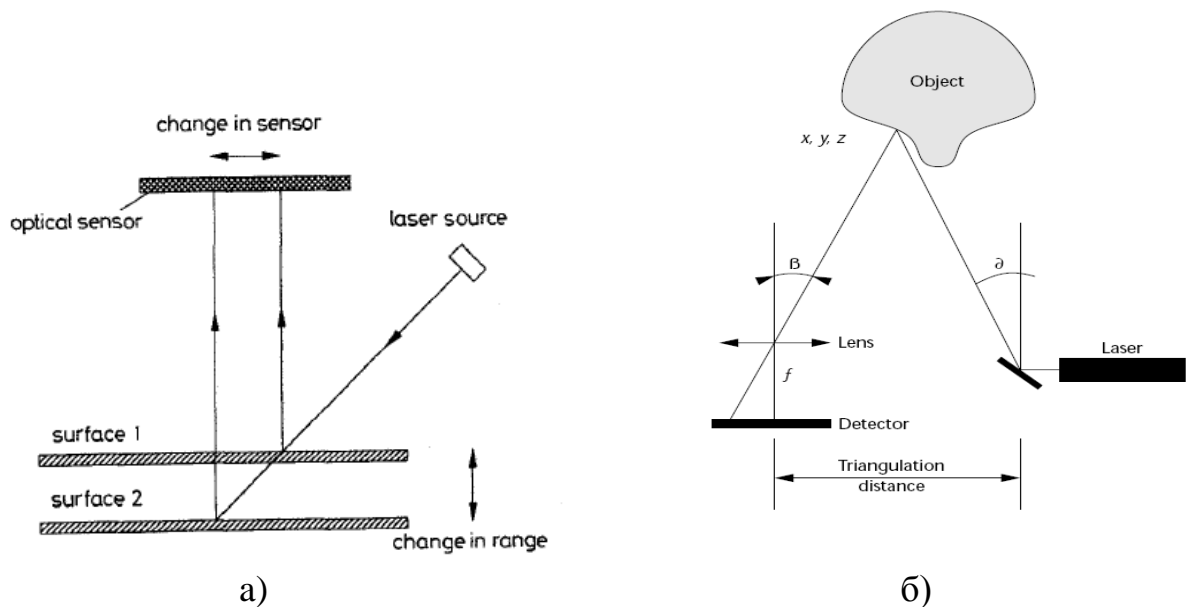


Рисунок 1.4 – Два принципи лазерної триангуляції (а - "з фіксованим кутом випромінювання", б - "з фіксованою (δ зовною відстанню (базою) триангуляції", складається з генератора точкового або лінійного лазера і одновимірного або двовимірного датчика, розташованого на базовій відстані від джерела світла [164].

Опціонально, лазерним променем можна управляти за допомогою двигуна)

Кут δ контролюється схемою позиціонування лазера і вважається відомим. Кут β визначається шляхом виміру за допомогою датчика, якщо задані фокусна

відстань f і розмір пікселя приймача. Триангуляційна відстань між датчиком і дзеркалом, також відома.

Як видно з рисунку 4, б, координати x , y , z точки на об'єкті можуть бути вичислені тригонометричними методами оскільки усі геометричні параметри відомі. Якщо проектується одна лазерна точка, система вимірює координати тільки однієї точки об'єкту. Коли проектується лазерна смуга, оцифровуються усі точки уздовж смуги. Принципова схема тріангуляції може бути поліпшена для підвищення оптичної якості і глибини різкості (див. декілька хороших прикладів на www.vit.iit.nrc.ca). Зміни, проте, вимагають спеціально виготовлених компонентів і доречні в основному для сканерів, використовуваних у високоточних реінжинірингових завданнях. Загалом, будь-який інший вид структурованого світла може замінити точковий або смуговий лазер. Наприклад, може бути спроектовані декілька точок або лазерних смуг. Проте, якщо система проектує декілька образів, то важко ідентифікувати окремі елементи. Якщо, скажімо, проектуються дві смуги, то програмне забезпечення для обробки зображень повинне розділяти першу та другу смуги. Рішення задачі ідентифікації включають використання різних послідовностей кольорових смуг. Такі схеми зазвичай стають чутливими до освітленості, що ми обговоримо пізніше. Найвідоміший оптичний тріангуляційний 3D сканер розроблений компанією Cyberware з Монтерея, штат Каліфорнія (США). Компанія зберігає по суті той же принцип, позитивно сприйнятий цілим поколінням вчених і практиків в цій сфері упродовж більш ніж 10 років. Продукція Cyberware може захоплювати фотореалістичні зображення ряду об'єктів - від моделей, розмірів з яблуко, до людського тіла в повну величину. Голівка сканера містить генератор випромінювання лазера, систему дзеркал, і чорно-білі і кольорові відеокамери. Сканування здійснюється шляхом переміщення об'єкту по платформі, що обертається або переміщається, або переміщенням датчика навколо об'єкту при круговому русі. У базовій моделі сканера компанії Cyberware, система дзеркал збирає лазерне світло з лівого і правого тріангуляційних напрямів по відношенню до лазера. Ця схема дозволяє уникати тіней при скануванні, викликаних кутом тріангуляції. Проте, така конструкція накладає жорсткі вимоги на якість складання оптики і калібрування системи, а також збільшує розмір сканера. Сканери є складними, непереносними і непомірно дорогими для багатьох застосувань. У

найдосконалішій версії, сканери оцифровують усе тіло людини як поєднання чотирьох сканерних образів приблизно за 17 секунд. Кожне сканування має розрізняння в 250×1000 точок. Чотири сканування можуть бути сполучені шляхом використання комерційних програмних пакетів [36].

Іншим типовим методом для лазерних сканерів є циркулярний лазерний скануючий датчик зору, що визначає положення особливих (сингулярних) точок [52]. Зазвичай так називається скануючий датчик для збору даних з круговою областю сканування і з голівкою (CSS), що обертається. В даному випадку під сингулярною точкою ми маємо на увазі невелике опукле або увігнуте точкове відхилення від різноманітних гладких поверхонь, викликане або несправністю, або звичайним дефектом виробництва/обробкою. Платформа для цього пристрою має три ступені свободи для управління рухом за допомогою процесора, три серводвигуна і круговий скануючий датчик (CSS), а також обчислювальну систему. Випромінююча голівка жорстко пов'язана з CSS для відображення супроводжуючих і фокусує дії. Круговий скануючий датчик (CSS) (рис. 1.5), зі вбудованим пристроєм збору даних, є лазерним скануючим багатоосьовим пристроєм машинного зору, який отримує послідовності 3-D даних про частину поверхні досліджуваного об'єкту для реконструкції її геометричних характеристик.



Рисунок 1.5 – Лазерний скануючий датчик та ілюстрація принципу кругового сканування

CSS і випромінююча голівка управляються трьома серводвигунами для створення 3-D (по вісях x , y , z) руху: в горизонтальному напрямі, близькому до площинного, рух вгору і вниз. Драйвер головної випромінюючої голівки може

відстежувати будь-які тривимірні сингулярні точки по поверхні робочої ділянки доки здійснюється сканування і збирає їх на вказаній фокусній відстані.

Двигуни управляються центральним процесором, який отримує інформацію про положення сингулярних точок від комп'ютерної системи. Потім цикл закривається поверненням 3D геометричних даних про точки об'єкту-мети, отримані за допомогою CSS, до комп'ютерної системи, яка обробляє безперервно отримувані дані за допомогою алгоритмів, ґрунтованих на DMA (рис. 1.6), щоб відновити інформацію про положення сингулярних точок, якщо такі є на частини досліджуваній поверхні.

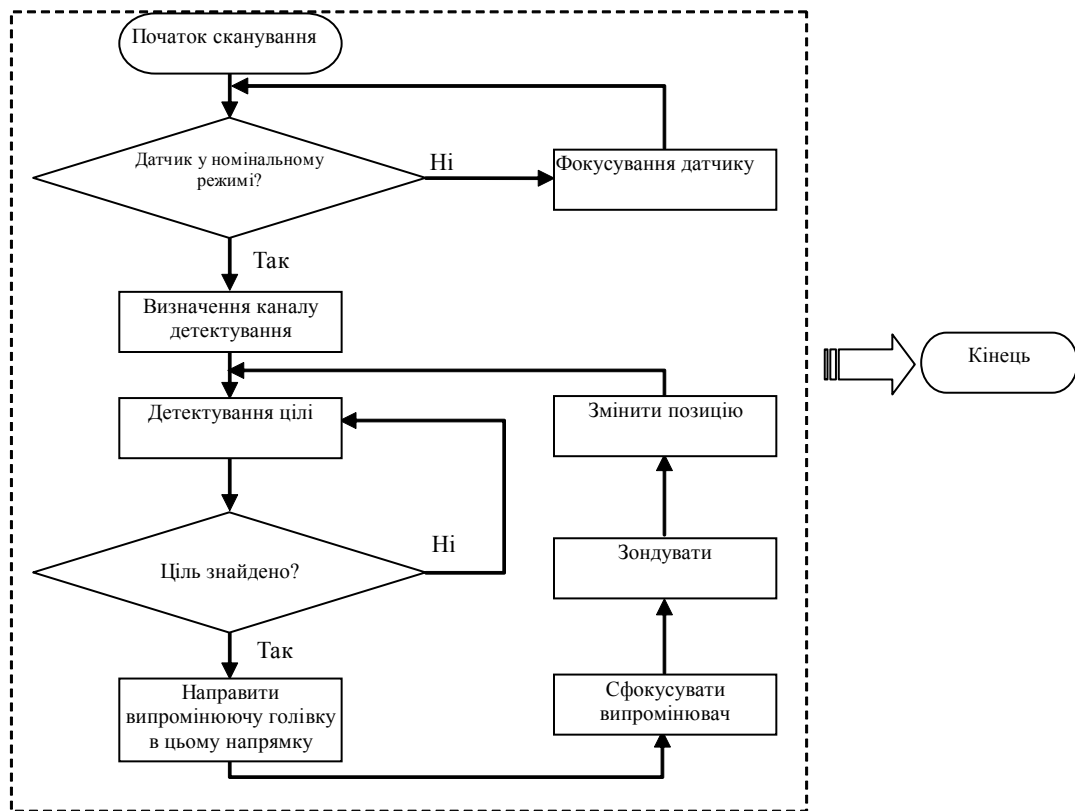


Рисунок 1.6 - Блок-схема алгоритму, ґрунтованого на DMA

Для центрального лазерного скануючого датчика, виходить послідовність даних сканування:

$$X_i = [x_0, x_2, \dots, x_{N-1}], i = 1, 2, \dots, \quad (1.4)$$

де X_i означає i -у захоплену послідовність даних; N - кількість часових інтервалів сканування, що називаються глибиною послідовності даних. Ця послідовність даних

може представляти частину даних, отриманих одним датчиком в різні заздалегідь визначені часові інтервали, або декількома датчиками одночасно. Наприклад, лінійний або круговий скануючий лазерний датчик генерує послідовність геометричних даних про об'єкт за один цикл сканування. Якщо розглядати дані від кругового датчика, то глибина N також є і періодом циклу сканування. Як приклад на рис. 1.7 представлений реальний одновимірний масив даних, отриманих за один цикл, який відтворює, наприклад, горизонтальну поверхню металевої пластини, розташованої на столі.

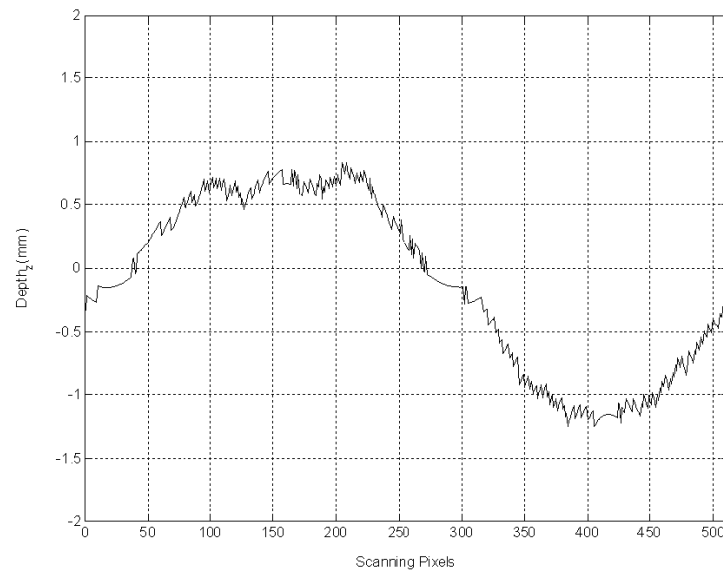


Рисунок 1.7 - Одновимірний масив даних кругового сканування, отриманий за цикл

У ідеальному випадку, можна чекати, що ці сканування видають горизонтальну лінію. Проте це навряд чи станеться в реальності. Замість цього, як показано на рисунку 1.7, представлена псевдо-синусоїдальна форма що відбиває або нерівності поверхні пластини, або нахил столу, або і те, і інше. У випадку, якщо на поверхні є сингулярна точка типу отвору, викликана або нормальною, або неправильною обробкою, ці сканування, як правило, відбивають точку з піком, який значно відрізняється від профілю, на відміну від невеликих піків навколо профілю індукованих шумом. Такий приклад з отвором глибиною 0,4 мм і 100 пікселів показаний на рис. 1.8 (вектор даних кругового сканування).

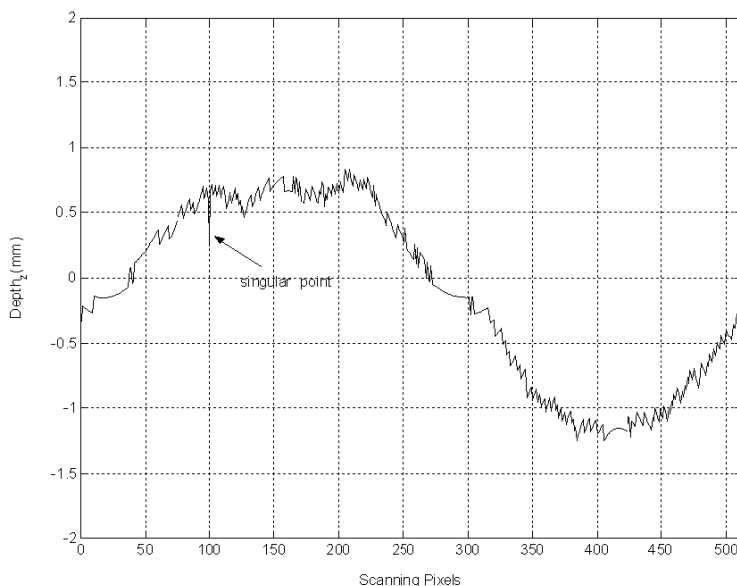


Рисунок 1.8 - Вектор даних кругового сканування з сингулярною точкою

З цих двох прикладів ясно, що два основні завдання мають бути виконані для того, щоб отримати точну інформацію про об'єкт-мету від даних лазерного сканування: зниження ефекту шуму при вимірі і виявлення сингулярного піку.

Для моніторингу форми статичного об'єкту також можна використати багатопроменеву лазерну триангуляцію [155], у якій використовується більш ніж 120 лазерних променів для одночасного виміру геометричних особливостей технологічно безперервно виробів, що рухаються, таких як, наприклад, товщина профілю прокату або топологія поверхні. Лазерні промені утворюють ряд вимірювальних точок або ліній на поверхні об'єкту. По часовій модуляції тривалості імпульсу лазерного діода і контролю часу експозиції ПЗС або КМОП детекторів, динамічний діапазон більше $1 \div 10^4$ (без урахування динамічного діапазону елементів детектора) реалізуються виміри поверхні об'єкту в діапазоні від чорного до яскраво металевого. Використання різних довжин хвиль лазера дозволяє пригнічувати перехрестні лазерні проекції на поверхні зразка, викликані перекриттям. Проте цей метод є хорошим інструментом для контролю динамічних поверхонь, але він не підходить для повноцінного відновлення зображення. Він не може бути пов'язаний з чистими методами на основі камер, оскільки пристрої ПЗС або КМОП використовують тільки "детектори світла 1/0", а також для променя, що падає, з попереднім позиціонуванням. Цей приклад підкреслює, що іноді матриці

оптичних датчиків краще за детектори із-за їх доброї чутливості / розрізняювальної здатності.

Іншим лазерним пристроєм для контролю статичного периметра є лазерний радар (ЛАДАР) [179, 249]. Сканування ЛАДАРОм далеко просунулися в порівнянні зі звичайним активним інфрачервоним (AIR) зондуванням. Передавач і приймач, як правило, розташовані співісно, що робить установку менш схильною до неспіввісності або поштовхів, чим вигідно відрізняється від ретрорефлективних сенсорних установок. Лазерне сканування також має набагато краще розрізнявання, ніж радар і мікрохвильовий радар, що дозволяє визначати "розмір виступаючого досліджуваного об'єкту". Методи визначення часу проходження або безперервного фазового зрушення хвилі використовуються для отримання діапазону вимірів. За даними тестів, проведених за визначенням можливості використання лазерного сканування для захисту периметра [179], була підтверджена можливість виявлення людей і транспортних засобів, з максимальною дальністю 25 м і 80 м відповідно. Тестування продемонструвало велику зону покриття, можливість визначення розміру порушника, визначення декількох зон виявлення, хороший рівень виявлення і нижчий рівень неправдивих тривог [108]. Також стверджується, що камуфляж і інші способи маскування об'єктів можуть ввести у оману ближні інфрачервоні пристрої, але неможливо приховати фізичні об'єми, що переміщуються в просторі. Тим самим стверджується, що при скануванні площини з високою швидкістю і розрізняювальною здатністю, буде виявлений будь-який об'єкт, що рухається в цій площині. [81,173] пропонують загальні критерії для ідеального оптичного сканера, включаючи широкий діапазон сканування, відсутність частин, що рухаються, високе розділення, високу швидкість і низьке енергоспоживання. Крім того, вони надають велике значення можливості перенастроювання [173]. При проектуванні багатьох точок утворюється лазерна завіса, і щільний масив результатів виміру лазерної плями забезпечує 3D контур сканованого периметру.

У існуючих ЛАДАРАХ лазерний промінь відбивається полігональними дзеркалами, що обертаються, як показано на рис. 1.9, де D - діаметр падаючого пучка, α є кут подання променя, θ кут сканування і L - довжина сканування.

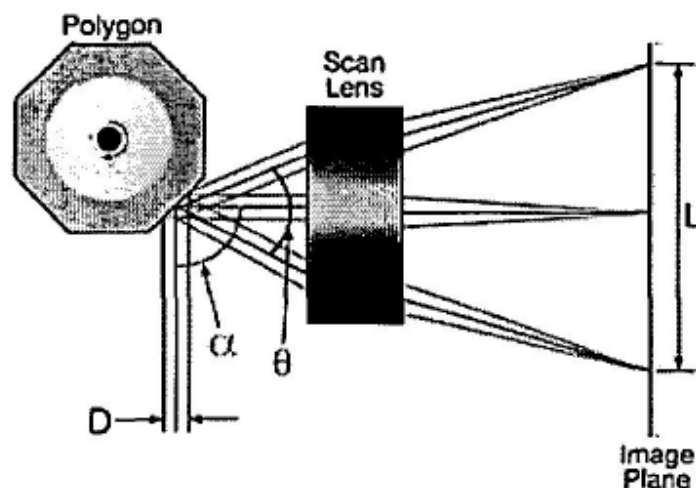


Рисунок 1.9 – Основні елементи відбиття лазерного променя за допомогою дзеркала, що обертається [249]

Як ми можемо спостерігати, загальні методи моніторингу статичних об'єктів тісно пов'язані з основним оптичним властивостями, фокусною відстанню та її практичним наслідком - різкістю зображення у фокальній площині. З іншого боку, це робить ці технічні рішення априорі непридатними для таких динамічних завдань, як зір мобільних роботів.

До того ж, коли має бути отримана інформація від більш ніж однієї фізичної точки об'єкту, має бути використаний скануючий механізм для відхилення світлового променя лазерного джерела у напрямку потрібної точки поверхні об'єкту, що нас цікавить. Це відхилення зазвичай здійснюється в двох або трьох вимірах електромеханічним способом. Лазерні скануючі пристрої використовуються в найрізноманітніших застосуваннях, починаючи від сканування фотографій і документів до аерокартографії, обстеження будівель і заводів, оцінки і відвертання зіткнень. Приблизно впродовж останніх десяти років лазерне сканування знайшло нове використання у фотоелектричному застосуванні для цілей безпеки. Деякі загальні застосування включають забезпечення світлових завіс перед об'єктом, що відображаються на стіні або на фасаді будівлі. Взагалі кажучи, лазерні сканери використовуються для забезпечення високоточних вимірів зовнішнього периметру (наприклад, обгороджування, стіни) будівлі і виявлення змін в значеннях, коли промені перетинають деяку невідому матеріальну поверхню в досліджуваному секторі.

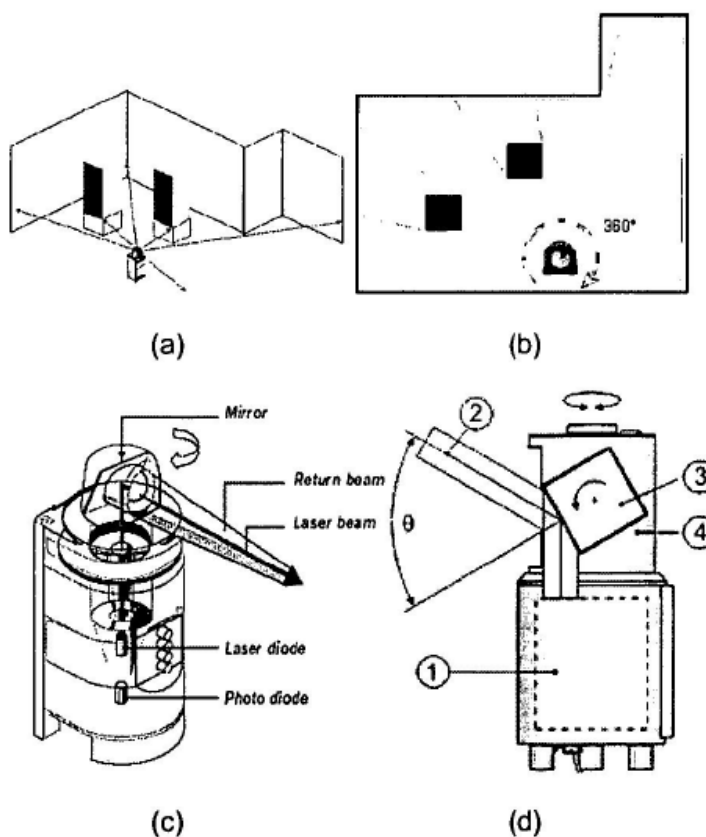


Рисунок 1.10 – (а) і (б) сканування спостережуваного приміщення, (в) сканер з дзеркалом, встановленим на двигун, (г) сканер з дзеркалом, що обертається, де: 1 електроніка дальнометрії, 2 відбитий промінь, 3 дзеркало, що обертається, і 4 оптична голівка, що обертається [179].

На сьогодні, управління дзеркалом, що обертається, у бажаному напрямі здійснюється за допомогою різних пристроїв, таких як електромеханічні обертаючі системи (електродвигун з тим або іншим видом механічної передачі), дзеркала у вигляді багатокутників, що обертаються, і гальванометри. Рис. 1.10 (в) і (г) відображає макет типового комерційно доступного лазерного сканера і його механізму управління дзеркалом. Як правило, уся оптична голівка обертається серводвигуном по азимуту із швидкістю порядку 1000 оборотів на хвилину, а в той же час дзеркало обертається по вертикалі. Цей подвійний рух відхиляє промінь в потрібному напрямі. Проте, внутрішній рух дзеркала викликає проблеми сканування, які найбільш важкі для кількісного визначення і виправлення. Збільшення часу, необхідного для досягнення постійної швидкості сканування від

стаціонарного положення може привести до неправильної прив'язки результатів вимірів відповідних точок на сканованому зображенні. Крім того, усі дзеркала і компоненти виміру мають бути точно синхронізовані. Загалом, лазерне сканування є набагато чутливішим до вібрації, чим багатопроменевий стаціонарний оптичний підхід. Зокрема, дзеркальні сканери повільні, громіздкі і дорогі і, будучи за своєю суттю механічними, вони зношуються в результаті прискорення, викликають помилки відображення і вимагають регулярного калібрування. Штутц в [249] пояснює, що продуктивність багатокутних сканерів, особливо відносно стабільності точності шляху відображення, відповідає виробничим допускам.

Динамічні помилки шляху і тремтіння викликані допусками на:

- помилки обробки багатокутників;
- помилки монтажу;
- помилки просторової орієнтації втулки;
- випадкові коливання, викликані підшипниками;
- зчеплення двигуна;
- зміни крутного моменту;
- шум початку циклу сканування.

Помилки обробки і монтажу безпосередньо викликають відхилення променя від заданої траєкторії на правильну точку на площині зображення. Помилки кутового відхилення можуть варіюватися від 1 до 60 кутових секунд. Зміни зачеплення, крутного моменту, і площини граней, призводять до помилок смуги сканування (роблять її ширше).

Інші проблеми, пов'язані з оберतालними сканерами, наступні [249]:

- Синхронізація з іншими нестаціонарними елементами в системі досить складна.
- Стабільність двигуна і міцність конструкції при високих швидкостях обертання також істотна проблема.
- Існує верхня межа швидкості обертання у зв'язку з межею міцності матеріалу дзеркала. Дзеркало не повинне руйнуватися при максимальній швидкості обертання.

Іншим потужним інструментом для 3D-пространственного збору даних є лазерне сканування земної кори [28, 29, 241]. Ці активні сканери на основі лазерних

сигналів для виміру похилих відстаней для отримання інформації про поверхню Землі і об'єктів на ній. Це дещо вузчий клас діючих лазерних скануючих систем. Що стосується принципів виміру, то реалізуються два різні методи: часовий вимір за допомогою імпульсних лазерних сигналів і виміру на основі фазового зсуву, з використанням безперервного лазерного випромінювання.

Оскільки більшість систем ґрунтована на першому методі, то він буде описаний детальніше в наступному розділі. Хороший огляд по обох темах можна знайти в [264]. У імпульсному режимі лазерний сканер випромінює імпульсне лазерне світло в точно завдані певні інтервали часу. Система вимірює часові інтервали між цими лазерними імпульсами (період затримки імпульсів), тобто час, що пройшов між випусканням сигналу і отриманням його після відображення від поверхні Землі або об'єктів на ній. Таким чином, по цих часових відмінностях можуть бути отримані похилі відстані по відомій формулі: $v = Ds / Dt$ або $Ds = v \cdot Dt$. За допомогою зовнішнього орієнтування датчика (доповненого диференціальною GPS (DGPS) і INS системами) на поверхні можуть бути визначені 3D-координати опромінених точок.

Лазерні системи необхідно розробляти головним чином по двох компонентах: приймально-випромінюючого пристрою і обладнання позиціонування. Обоє будуть описані як приклад засобів операційної системи TopoSys [264], яка використовувалася для збору даних про земну поверхню.

У цій системі, випромінюючий і приймаючий пристрій реалізований за допомогою волоконно-оптичного скла. Лазерне випромінювання випускається на дзеркало, що коливається, тобто дзеркало, що обертається, яке відхиляє його на скловолоконний пучок. Кінці скловолокна зв'язані з лінійною оптикою, так що в результаті вимірів рисунок на поверхні Землі є одним рядком сканування. На додаток до руху літака, це призводить до смугоподібного збору даних, як показано на рис. 1.11.

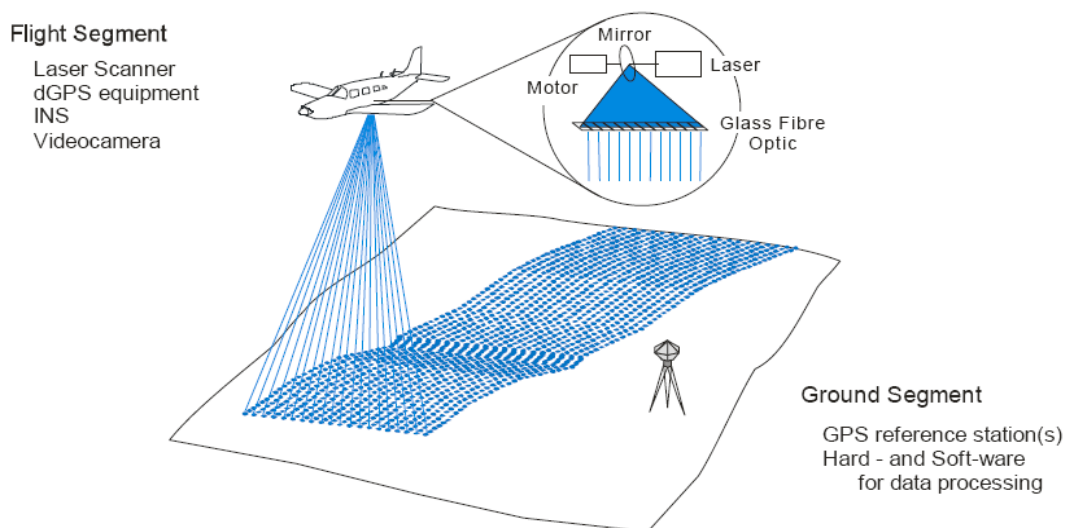


Рисунок 1.11 - Лазерна скануюча система TopoSys [264]

Складова позиціонування системи складається з декількох елементів. У якості принципу навігації вибрана диференціальна система глобального позиціонування (DGPS). Таким чином, GPS- антени встановлені на літаку, а також на базових станціях на землі. Хоча ця стратегія позиціонування дає добрі результати, що стосуються точності отриманих координат (у діапазоні від декілька сантиметрів), швидкість виміру нижча, ніж лазерним сканером. Тому додатково використовується інерціальна навігаційна система (ІНС), тобто навігаційні пристрої реєструють компоненти обертання літака за допомогою гіроскопів. Вони здатні визначити положення з більш високим часовим розрізненням. У таблиці 1.1 представлені параметри експлуатаційних характеристик цієї системи. Слід зазначити, що система здатна захоплювати до 5 точок на 1m^2 . Це призводить до наборів даних високої щільності точок і прийнятної точності у визначенні положення і висоти.

Таблиця 1.1. Експлуатаційні характеристики лазерної системи TopoSys [247]

sensor type	pulse modulated laser Radar	range	< 1000 m
scanning principle	fibre optic line scanner	transmitter	solid state at $1.5\ \mu\text{m}$
measurement principle	run-time measurement	scan frequency	300 Hz (adjustable)
field of view	$\pm 7^\circ$	number of pixels per scan	127
swath width (1000m flight height)	250 m	accuracy of a single distance measurement	< 0.3 m
accuracies of point coordinates x,y,z	$\sim 0.3, 0.3, 0.1\ \text{m}$	resolution of a distance measurement	< 0.1 m

В порівнянні з іншими застосуваннями лазера, цей метод є відносно дорогим. Це є принциповим обмеженням його важливості для вирішення практичних завдань. Проте, лазерне сканування Землі має значну гнучкість використовуваних практичних дій. Наприклад, скануючий землю лідар (лазерний далекомір) застосовується для стратиграфічного картографування оголення порід і дозволяє дослідникам збирати лазерним далекоміром дані у розмірі тисяч індивідуальних точок що інтенсивно підсвічуються лазером з 3-мірними координатами X, Y, Z у секунду [34].



Рисунок 1.12 – Типова польова установка в Патагонії на початку 2002 року

Усе обладнання було доставлене у рюкзаку однією людиною (фото люб'язно надане Джеремі Уілсоном, Shell Oil). Літій-іонні батареї допомогли понизити вагу акумулятора на 1540 грамів, причому заряду вистачає приблизно на 2 години безперервної роботи в режимі сканування [34]

Дослідницька група [34] накопила значну кількість даних 3D координат за допомогою 3D скануючого лідара Землі Optech Laser Imaging ILRIS (рис. 1.12). Цей інструмент був обраний із-за його діапазону в 1 км, дружнього інтерфейсу, використання планшетного типу комп'ютера і малої ваги. Усі дані від наземного розташованого (ground - based) лідара були оброблені на стандартному ноутбуку, з

принаймні гігагерцовим процесором, 1 гігабайтом оперативної пам'яті і програмним забезпеченням Innovmetric Incorporated's Polyworks CAD (Computer Aided Design). Основний результат по [34] був: високе розділення лідача (відстань між точками близько 1 см) є точнішим в трьох вимірах, чим майже всі GPS у громадському доступі.

1.2.3 Принципи машинного зору, ґрунтовані на GPS і комбіновані

Рішення, ґрунтовані на GPS, іноді також є прийнятними для машинного зору, особливо для навігаційних завдань. Хороший приклад такої системи представлений в [261].

GPS навігація для автономних наземних транспортних засобів має можливості GPS для визначення розташування транспортних засобів, як і статичних об'єктів, ґрунтуючись на супутниках [119, 248].

GPS виміру складаються з необ'єктивних і зашумлених оцінок діапазонів відстаней до орбітальних супутників. Основним джерелом необ'єктивності є невідоме зміщення годинника приймача, а інші помилки виникають внаслідок:

- Модулювання супутникового годинника і ефемерид.
- Модулювання іоносферних і тропосферних затримок.
- Вплив на результат виміру коду і фази як шуму приймача, так і типу перешкоди, що несе, "багатоваріантний шлях зондуючого сигналу" (multipath).

DGPS це технологія, яка покращує точність визначення місця розташування користувача за допомогою виміру нескінченно малих змін змінних в цілях забезпечення коригування позиціонування супутника. Вона повинна мати базову станцію, канал передачі даних, призначені для користувача застосування. Базова станція генерує поправки за допомогою виміру псевдо відстані і діапазону частоти, що несе, а також обчислює відстань від базової станції до кожного супутника і зміщення годинника супутника, а також оцінює зміщення годинника приймача, і передає цю інформацію додатку користувача. Повідомлення, що коригують, утримують поправку на псевдодальності (Pseudo Range Correction PRC) для DGPS, корекції фази частоти (Carrier Phase Correction CPC), що несе, для CDGPS, і їх зміни в часі t , діапазон корекції швидкості (Range Rate Correction RRC) [119]:

$$PRC = -(-b + I + T + \delta R) = d - \rho + \widehat{B} \quad (1.5)$$

$$CPC = -(-b - I + T + \delta R + N\lambda) = d - \varphi + \widehat{B} \quad (1.6)$$

де: ρ – вимір псевдо-відстані;
 φ – вимір фази несучої частоти;
 λ – довжина хвилі несучої частоти;
 N – цілочисельна невизначеність;
 d – відстань від базової станції до супутника;
 b – помилка зміщення годинника супутника;
 \widehat{B} – оцінка зміщення годинника приймача;
 I – іоносферні затримки;
 T – тропосферної затримки;
 δR – помилка орбіти (орбітальна помилка).

Нажаль, наявна точність для цивільних застосувань дуже погана, зважаючи на велику неточність усіх основних членів в (1.5, 1.6). Понад усе, об'єктивних атмосферних затримок (іоносферних і тропосферних). Хоча точність комерційних DGPS (Differential GPS) підвищується до декількох метрів, це все ще не достатньо для автономного водіння. Отже, можливе використання засобів обробки зображень для компенсації цієї помилки. Незважаючи на той факт, що використати обробку зображень важко для розпізнавання складного довкілля, її використання можливе для визначення і розпізнавання деяких конкретних об'єктів, які мають простий зовнішній вигляд. Наприклад, траєкторія руху по шосе, рух за автомобілем, що йде попереду, розглянуті в [261]. У цьому дослідженні інформація про деякі вказані об'єкти надається 3D картою, яка синтезована на основі реального довкілля. Автономний наземний транспортний засіб використовує ці можливості для ідентифікації вказаних об'єктів в складному навколишньому оточенні з тим щоб визначити положення транспортного засобу. Оскільки для обробки зображень необхідно багато часу і точність визначення положення у багатьох випадках не задовольняє вимогам до автономного водіння, також використовуються датчики що

оточує середовища, такі як 3D скануючих лазерних далекомірів: ультразвукові датчики довкілля.

Рис.1.13 відображає автономний наземний транспортний засіб, використовуваний в експериментах [261]. Цей транспортний засіб був обладнаний кольоровою ПЗЗ-камерою, обладнанням GPS, 3D лазерним скануючим далекоміром, ультразвуковими датчиками і так далі.

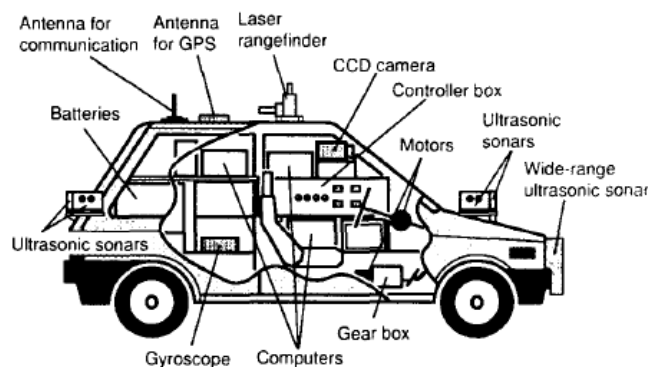


Рисунок 1.13 – Автономний наземний транспортний засіб, використаний у експериментах [261]

Педалі та рульове колесо управляються серводвигунами. Вимір прилеглого навколишнього простору та система управління багатоінструментні. Інформація про положення від DGPS використовується для відновлення даних по тривимірній карті. 3D-карта містить інформацію про реperi (маркери, орієнтири, маякі) і характеристики деяких цілей (об'єктів, вірогідність попадання яких в поле зору висока). На основі характеристик мети, система обробки зображень в ході кожного циклу обробки зображень ідентифікує маркери, по яких визначається положення транспортного засобу. Кодуючий пристрій (датчик) пов'язаний з колесом, а гіроскопи використовуються для визначення положення і просторової орієнтації транспортного засобу. Оскільки помилка, що накопичується, від трясіння транспортного засобу, може стати з часом неприпустимо великою, ці датчики призначені тільки для виміру на малих відрізках відстаней. 3D лазерний далекомір використовується для компенсації помилок (промахів випадкового характеру) системи обробки зображень. Комп'ютери управляють кермом на основі інформації про розпізнане довкілля. Позиціонування по GPS використовує супутники, з розрізнявальною здатністю GPS, використовуваного в експериментах, біля 0,18м.

Проте точність, доступна для цивільних застосувань, дуже низька. Навіть хоча DGPS дозволяє значно поліпшити точність, погрішність позиціонування як і раніше недостатня для автоматичного водіння. Точність позиціонування не дуже хороша для навігації транспортного засобу, але достатня для вказівки транспортному засобу, де приблизно можна шукати маркери навколо свого поточного місця розташування.

Синтезована 3D карта забезпечує географічну інформацію, яка спрямовується DGPS для визначення положення транспортного засобу. Через помилку DGPS, деяка додаткова інформація має бути дана для транспортного засобу, щоб компенсувати погрішність позиціонування GPS. У дослідженні [261], інформація про маркери, їх геометрію і властивості, міститься в 3D-карті. У цій роботі під маркерами маються на увазі природні, довготривало незмінні об'єкти ландшафту (гори, пагорби, капітальні будівлі і тому подібне). Транспортний засіб знаходить своє положення по відношенню до маркерів. 3D карта синтезована за допомогою OpenGL. У секторі передбачуваного руху автоматизованого транспортного засобу деякі об'єкти вказані в якості маркерів для системи обробки зображень, щоб розпізнавати і виправляти помилки позиціонування викликані GPS. Для простоти обробки зображень надаються і активно використовуються деякі очевидні властивості вказаних об'єктів. Обробкою зображення визначаються деякі об'єкти, вказані на 3D карті. Шляхом визначення відносного положення до вказаних об'єктів, транспортний засіб може визначити власне положення. Обробка зображень не завжди є ефективною в деяких ситуаціях. У такому разі використовується 3D скануючий лазерний далекомір. Лазерний далекомір вимірює відстань за допомогою методу, ґрунтованого на вимірі часу проходження променя. Це має переваги в точності позиціонування, швидкості визначення в порівнянні з обробкою зображень. Шляхом горизонтального і вертикального сканування можна отримати 2D або 3D. Розглянуті вище датчики довкілля ефективні для визначення великих відстаней. Для забезпечення безпечного водіння повинні контролюватися найближчі околиці транспортного засобу. Для цього використовувалися ультразвукові датчики. 8 ультразвукових датчиків, які мають дальність виявлення в декілька метрів, розташовані навколо (з усіх боків) автомобіля. Вузьконаправлений ультразвуковий датчик широкого спектру також був розроблений і встановлений попереду автомобіля. Результати експерименту в [261]

продемонстрували більш високу продуктивність в порівнянні з системою, забезпеченою тільки відеокамерою.

Але, якщо ми аналізуватимемо представлену систему, вона може бути класифікована більше як комбінована система, чим GPS-система, як заявили автори. Це ще раз показує, що надійні і безпечні системи сьогодні стають все більш і більш комбінованими системами, які мають переваги вказаних вище підходів.

Важливо відмітити, що, на нашу думку, GPS мають великий потенціал в області проектування майбутніх систем машинного зору, оскільки в останнє десятиліття вкладається багато фінансових і інтелектуальних інвестицій в GPS і додатки, ґрунтовані на GPS-технології. Але ця галузь як і раніше не може бути прийнята як незалежна база для систем машинного зору, через неможливість сканування довколишніх довкілля, з метою виявлення довільного об'єкту на сцені. Ми вважаємо, що з роками з'являться детальніші GPS- карти з позначенням деталей ландшафту. Це дасть можливість здійснювати навігацію мобільного об'єкту на основі принципу числення шляху [112, 254]. В цьому випадку кількість випадкових/довільних об'єктів у полі зору робота буде зведена до мінімуму, і їх розташування можна буде зафіксувати простим локатором або UWB (ультроширококутним сканером) [274]. Проте до останнього часу використання GPS як незалежного інструменту зору проблематичне. Ще однією причиною, що обмежує використання GPS, являється зростання нелінійної невизначеності для таких динамічних застосувань як, наприклад, навігація мобільних роботів.

Також важливо відмітити, що нині будь-який додаток GPS все ще має фундаментальну методологічну проблему. GPS- технології не можуть бути використані за межами зони отримання радіосигналів : в тунелях, шахтах, складних приміщеннях, аж до того, що іноді не може коректно працювати при щільній хмарності, тощо.

Хороший приклад розробки "комбінованої системи" представлений в [164, с. 32]. Там наданий детальний опис 3D оптичного сканера, розробленого компанією MetaCreations Real - Time Geometry Lab (www.metacreations.com/products/rtgeom). Основними цілями розробки є мобільність, низька вартість, висока швидкість сканування, і фотореалістична якість моделей. Для виконання цих вимог, сканер побудований в основному з компонентів, що серійно випускаються. Крім того,

використовуються досить складні алгоритми програмного забезпечення для підтримки процесу сканування. Основні алгоритми обробки зображень були реалізовані апаратно. Система забезпечує дозвіл сканування менше 1 мм, якщо завдання дозволяє витратити більше часу на збір даних. При розробці апаратного забезпечення, не використовувалися складні оптичні схеми, передавши рішення складних проблем розвиненим алгоритмам. Цей програмно-орієнтований підхід дозволив використати прості компоненти в простій у виробництві (технологічній) конструкції. Рис. 1.14 відображає блок-схему сканера Галатея.

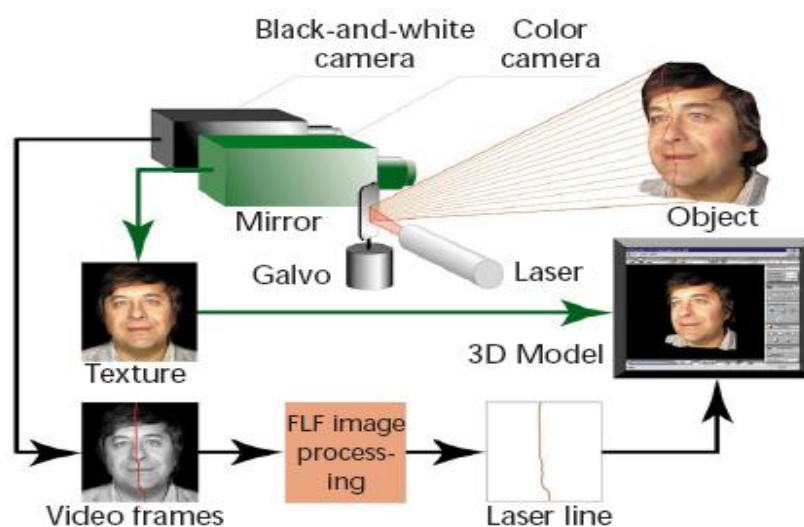


Рисунок 1.14 – Блок-схема сканера Галатея. Гальванометричний двигун управляє лазерною смугою. Швидкий лазерний приймач (FLF) процесора обробки зображення обробляє відео потоки від чорно-білої камери. Поєднуючи текстуру зображення від кольорової камери з геометричною моделлю генерується остаточна 3D – модель [192]

Оптична частина складається з генератора лазерної лінії, гальванометричного сканера, а також чорно-білої і кольорової камери. Цілком традиційно використати лазер в якості джерела світла для системи триангуляції. Діодні лазери дуже компактні і недорогі, та легко можуть бути сфокусовані до їх дифракційної межі. Глибина поля зору в цьому випадку значно більше, чим глибина поля зору датчика, що використовує камери. З цієї причини, лазер не вимагає фокусування в нормальному режимі роботи. Взагалі, правильно спроектований сканер безпечний для очей, так що система може бути сертифікована як лазерний Клас 1 відповідно до

класифікації CDRH (Центр приладів і радіаційної безпеки, Food and Drug Administration (FDA - американська урядова організація; єдина у світі, що офіційно встановила на державному рівні закон за оцінкою рівня небезпеки лазерних приладів для промислового і побутового використання)). Однією з основних переваг лазерного джерела є те, що його можна легко відфільтрувати з навколишнього освітлення використанням вузької смуги пропускання фільтру. Це дозволяє створювати на основі лазера дигитайзери (пристрої, що оцифровують) для експлуатації в умовах денного освітлення. Крім того, лазерний сигнал можна легко відфільтрувати з даних кольорової камери, що дозволяє одночасно отримувати колір текстури і геометрію об'єктів. Система лазерної проекції складається з генератора лазерної лінії і надшвидких гальванометричних сканерів. Повторюваність середніх гальванометричних сканерів складає близько 20 мікрорадіан, а нелінійності досить малі, і можуть бути додатково відкалібровані при необхідності. Швидкість позиціонування такого двигуна перевищує 1000 кутів в секунду. Чорно-біла камера NTSC формату з високим розділенням призначена для визначення геометрії. Кольорова ПЗС камера встановлена між системою лазерної проекції і чорно-білою камерою і захоплює текстуру. Швидкість сканування лазерного цифрового 3D-перетворювача обмежена швидкістю відеокамери, як правило, 60 кадрів в секунду. Отримання зображення з 200-смуговим розрізненням займе близько 3,3 секунди в традиційно побудованих дигитайзерах.

Для багатьох застосувань зі швидкою динамікою зміни сцени, у тому числі: навігації роботів, сканування людського тіла (і тому подібне), ця швидкість не є задовільною. Використання швидшої камери забезпечує просте рішення для збільшення швидкості. Проте, швидкі камери, як правило, досить дороги. Щоб уникнути використання швидких камер, було запропоновано декілька рішень. Між тим, дана система - як декларує колектив авторів - спроектована як облаштування низької вартості для практичного вирішення завдань і застосування там, де не потрібне високе розрізнення. У нашому дослідженні цей приклад покликаний підкреслити наступний факт: будь-який комбінований дизайн (мається на увазі рішення, що використовує спільно паралельно більше за одну технічно незалежну систему (таким чином, - підсистеми) для вирішення одного практичного завдання) завжди має більший порядок помилки, оскільки узагальнена погрішність виміру

координати системою обумовлена комплексом дії усіх незалежних компонентів джерел погрішності для кожної підсистеми окремо, а їх перехресну взаємодію в цьому випадку практично неможливо оцінити класичними метрологічними методами.

1.3 Існуючі методи перевірки частоти

Як було раніше показано в розділі 1.2.3, перевірка частоти бортового зразкового генератора надзвичайно важлива для багатьох компонентів системи автоматичної навігації. Незважаючи на незалежність формування помилок, пов'язаних з нестабільністю частоти бортового еталону, в підсистемах позиціонування по GPS; у датчиках одометричного типу, що вимірюють пройдений шлях за часом; а також в різних допоміжних датчиках з частотним виходом (FDS) для виміру параметрів самого автономного робота в процесі руху (тиски в шинах для корекції прослизання; акселерометричних платформ кріну корпусу, і тому подібне), загальний вплив цих помилок на процес автоматичної навігації в цілому у результаті підсумовується. При чому, за досить складним законом підсумовування погрішностей. З огляду на те, що в динамічному процесі навігації відстежувати закон зміни погрішності, і враховувати це в процесі управління руху практично неможливо, найбільш очевидне те, що пріоритетним методом боротьби з цим негативним явищем в цьому завданні являється постійний моніторинг (відстежування) нестабільності частоти бортового еталону.

Теоретична складність цього завдання пов'язана з тим, що методів оцінки стабільності частоти еталону відомо небагато, і усі вони так чи інакше ґрунтовані на підході Девіда Аллана. Основи розподілу Аллана викладені в [78, 162, 209], а також в публікаціях самого Аллана [24]. Крива Аллана (Allan's deviation curve) будується на основі 24-годинного спостереження за виходом еталонного джерела частоти. Розбиття усього графіку на рівномірні ділянки по певному алгоритму, а також відповідна зміна кроку розбиття, дозволяє при звіренні декількох сусідніх відрізків оцінювати нестабільність джерела. Причому як довготривалу, так і короткочасну. Цей метод дає непогані результати, і нині він визнаний в усій світовій літературі

[72,77,78, 130-132, 162, 246] як класичний для вирішення цього теоретичного завдання.

У нашому випадку проблема полягає в тому, що при такому швидкозмінному за своїми характеристиками завданні як автоматична навігація робота, спостереження за еталонном впродовж 24 годин неприйнятне. Причому очевидно, що неможливо використати навіть пізніші адаптовані версії розподілу Аллана, розроблені для 1-годинного спостереження за джерелом. Визначення нестабільності частоти повинне відбуватися в реальному масштабі часу, якнайшвидше, для можливості враховувати цей чинник при реалізації управління рухом транспортного засобу.

Розвитку ж експрес-методів, що дозволяють ефективно оцінювати короткочасну нестабільність джерела частоти, перешкоджають об'єктивно непередбачуване моментальне поєднання чотирьох основних джерел короткочасної нестабільності, детально викладених в [132], а також ще менш передбачувані викиди (outliers) в імпульсних послідовностях [109], чия поява в таких складних механічних умовах як навігація по нерівній поверхні, завжди має місце.

Таким чином, можна зробити висновок, що літературний аналіз показав, що готових методів аналізу нестабільності бортового годинника, придатного для швидкого і оперативного визначення цього параметра з метою комплексного поліпшення автоматичної навігації транспортного засобу не розроблено. Найбільш перспективним для подібного завдання видається підхід, викладений в роботах [145, 147, 149, 188, 224]. Його найважливішою перевагою є те, що при наближеннях раціональними дробами оцінюються "пакети збігів імпульсів", що сформувалися, і їх стабільні математичні закономірності [107], на формування яких не роблять вплив ніякі основні типи перешкод, ні випадкові, ні систематичні.

1.4 Методи обробки сигналів датчиків у вимірювальній системі

Різноманіття шумів, що виникають у вимірювальних системах, дуже велике, і навіть поверхневий їх аналіз буде надмірний у рамках однієї дисертаційної роботи. В той же час, в цьому немає необхідності [4, 238], оскільки для вирішення кожного конкретного практичного завдання найбільш важливим є виявлення конкретного комплексу шумів, характерних саме для цього завдання, виявлення причин його

породження, з метою найбільш ефективного зниження негативного впливу шуму на достовірність отримуваної інформації, і як наслідок, поліпшення якості автоматичної навігації. Зважаючи на складний комплексний характер завдання автоматичної навігації, а особливо не рівнозначній мірі швидкодії різних підсистем, що беруть участь в спільному рішенні підзадач цього комплексу, також дуже важливим є виявлення тих підсистем, де вплив шуму є таким, що переважає в погіршенні загальної якості автоматичної навігації керованого мобільного об'єкту.

Найбільш відомими в літературі [2, 13, 83, 157, 238, 269] фільтрами для вирішення типових завдань з відомими вхідними умовами являються фільтри Кальмана, Баттерворта, Чебишева. Проте, згідно з дослідженням літературних джерел [83, 237, 251] на сьогодні ефективнішим підходом до рішення прикладних завдань є розробка індивідуального адаптивного фільтру, який якнайкраще прибирає комплекс шумів, характерний саме для цього завдання. Це обумовлено багатьма чинниками: значним розвитком останнім часом сенсорної техніки, яка дозволяє на новому якісному рівні реєструвати параметри процесу, що цікавлять, які буквально були недоступні ще десять років тому; значне зростання швидкодії чутливої частини, яка дозволяє процесору дуже оперативно враховувати зміни в довкіллі з метою оперативно скоректувати дію, що управляє, в автоматичі; бурхливе зростання комп'ютерної техніки, яке обумовлює недоступну раніше можливість набагато більше розгалуженого і деталізованого аналізу поточної ситуації, що враховує більшу кількість чинників і їх можливу взаємну кореляцію, з метою прийняття адекватнішого рішення у частині формування дії, що управляє.

1.5 Висновки по розділу 1

Першим висновком з огляду методів і принципів організації машинного зору є наступний. З метою порівняльного аналізу, що дозволяє визначити найбільш перспективні шляхи рішення поставленої задачі, машинний зір можна розділити на дві основні групи методів:

- Відносно швидкі, але грубі методи оцінки форми на основі аналізу сцени (зі значними погрішностями реконструкції форми об'єктів усередині сцени);

- Метрологічні методи, ґрунтовані на точному вимірі координат. Ці методи вимагають для досить невеликої погрішності реконструкції форми багато часу роботи і дають величезний об'єм даних для зберігання в пам'яті. На практиці майже неможливе використання цієї групи методів в режимі реального часу для будь-якої динамічної системи.

Другим висновком з принципіального огляду методів є наступний. Конкурентоздатний машинний зір не може бути ґрунтований на будь-якій з цих двох груп. Воно повинне об'єднати основні переваги кожної з них: швидкість першої і високу точність 3D-координат другої групи.

Третій висновок пов'язаний з порівнянням переваг і недоліків наступних груп методів, що дозволить виявити чіткіші пріоритети для вирішення завдання в нашому випадку. Багато сучасних сканерів використовують так званий "час прольоту" зондуючого променя для виміру відстані виходячи з середньої швидкості світла в повітрі. Погрішність такого виміру варіює в залежності від щільності повітря, але оскільки швидкість світла велика, ці обурення дуже малі на відстанях, менших, ніж декілька кілометрів. Інші інструменти використовують розпізнавання фази (точніше, комплексу фазових ознак) для підвищення точності, проте, цей метод пов'язаний зі збільшенням об'єму даних для обробки, що є небажаним.

Четвертий висновок з огляду методів: лазерна техніка має високу конкурентоспроможність в порівнянні з іншими інструментами сканування. Вона дає більш високе розрізнення, достатню дальність і швидкість роботи. Слабке місце лазерної технології це обмеженість джерелом живлення при безперервному скануванні впродовж тривалого часу.

Вирішенням цієї проблеми є ретельно продуманий алгоритм обробки інформації, тісно пов'язаний з кожним практичним застосуванням. Це повинно бути схоже на оцінку ситуації людським мозком: об'єднати дуже грубий попередній аналіз сцени, з подальшою можливістю виконати "зум" (локальне збільшення масштабу) для найбільш проблемних точок в найближчому навколишньому просторі (тобто сингулярних точок). Для цієї другої стадії єдино прийнятними є методи, що забезпечують метрологічну точність виміру 3-мірних координат цих сингулярних точок.

Відносно методу визначення стабільності параметра частоти бортового годинника і визначення часу по ньому, можливо зробити висновок, що цей метод повинен поєднувати в собі високу точність з повним виключенням пост-обробки даних. Попередній аналіз показує, що такі можливості може дати тільки метод раціональних наближень, за умови надійної реєстрації пакетів збігів між еталонною та вимірюваною імпульсними послідовностями.

І, нарешті, можна зробити висновок, що наявність шумів в облаштуваннях вимірювальної частини може служити істотною перешкодою для ефективної організації автоматичної навігації. Зроблений аналіз очевидно показав, що погрішність у визначенні власних просторових координат буде домінуючим чинником. Найбільш суттєвим питанням є розробка методу спеціально для фільтрації шумів, що виникають в акселерометричній платформі датчиків, що дозволяють досить швидко визначити власну просторову орієнтацію керованого об'єкту усередині системи координат, в якій власне здійснюється навігація.

На підставі зроблених висновків було сформульовано проблему та визначені завдання дослідження цієї дисертації. Актуальною науково-прикладною проблемою є узагальнене та узгоджене вирішення одночасно таких теоретичних завдань, нерозривно пов'язаних з комплексним вирішенням автоматичної навігації МР: розробленням теорії та методів машинного зору для можливості бачити сектор перед МР; розробленням методу перевірки стабільності частоти бортового годинника МР; методу визначення власної орієнтації МР для ефективного функціонування роботи у недетермінованих середовищах за умов наявності забруднюючих факторів.

РОЗДІЛ 2

СИСТЕМА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ ДЛЯ НАВІГАЦІЇ АВТОНОМНОГО МОБІЛЬНОГО РОБОТА

Точність і надійність супутникових позиціонуючих систем в щільно заселених містах або всередині приміщень істотно знижується через обмежену доступність супутників і сильних ефектів багатопромінності. Для забезпечення «незалежної навігації» в подібних складних умовах вдосконалюється наземна позиціонуюча система. Запропоновано новий принцип навігації мобільного робота, здатного функціонувати в складному невідомому ландшафті (як приклад, - інша планета або пересічена місцевість), який забезпечує добре просторове розрізнення і стійкість до ефектів багатопромінності, а також нові оптичні засоби для реалізації «технічного зору». Вирішені дві пов'язані з цим проблеми: створення системи технічного зору для розпізнавання образів невідомого ландшафту та визначення напрямку на початкову точку траєкторії руху мобільного наземного робота. Описано принципову побудову, функціонування та взаємодію вузлів і елементів системи. Створено математичний апарат для обробки цифрової інформації, а також для визначення відстаней та кутових величин. Аналітично знайдені деякі важливі параметри, такі як очікувана точність, швидкість функціонування, діапазон дії, енергоспоживання та т.і. Система оптимізованої конструкції у відповідності з викладеними вище вимогами з даної проблеми буде пояснена на прикладі 3D (тривимірної) лазерної системи машинного зору, заснованої на ідеях, що представлені в публікаціях [16, 17, 31-33, 62, 68, 73,74, 128, 172, 177, 183, 199, 200, 203, 207, 220, 226].

2.1. Принцип функціонування багатоцільовий скануючої системи технічного зору

У даній роботі пропонується новий теоретичний метод динамічної триангуляції та відповідна йому схема побудови системи технічного зору (СТЗ), що

має декілька характеристик, які відповідають раніше згаданим в кінці Розділу 1 вимогам, таким як висока розрізнявальна здатність, достатня швидкість і універсальність. Система технічного зору може бути створена за допомогою нашої скануючої системи з низькими витратами на її виробництво.

У більшості повністю автономних систем навігації використовується система технічного зору, подібна до нашої. Однак наш прототип (експериментальний зразок, на якому проводилися всі експериментальні дослідження) може виділитися в кращу сторону серед інших систем, оскільки має дуже низьку собівартість; іншим його перевагою є універсальність; прототип має більш широкий кут огляду, який може змінюватися (штучно лімітуватися нами) для підвищення точності; та велику дальність виявлення об'єктів залежно від потужності використовуваного лазера.

Бачення докільця в нашому випадку дуже схоже на звичний людський погляд на поле зору, має широкий діапазон огляду, але може й зосередитися на якійсь конкретній області всередині поля зору, щоб отримати більш високу розрізнявальну здатність і деталізацію зображення. Для вирішення цього завдання немає необхідності змінювати щось в апаратних засобах прототипу, просто досить змінити деякі параметри в програмному забезпеченні.

2.1.1 Принцип вимірювання просторових 3D координат

На рис. 2.1 показані основні елементи та положення СТЗ на МР. СТЗ являє собою лазерну систему, розташовану у верхній передній частині МР, яка використовує вимірювання кутів та відстаней. СТЗ містить дуже потужний лазер з коліматором. Лазер і коліматор встановлені безпосередньо в системі позиціонування лазера (ПЛ) (рис. 2.1, б, рис.2.2).

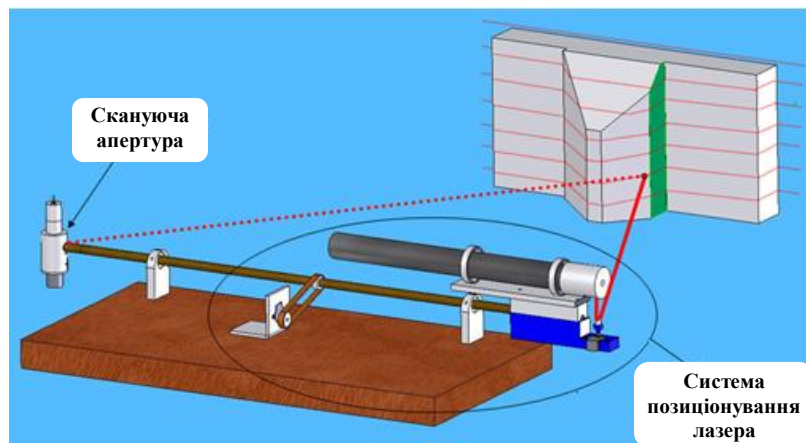
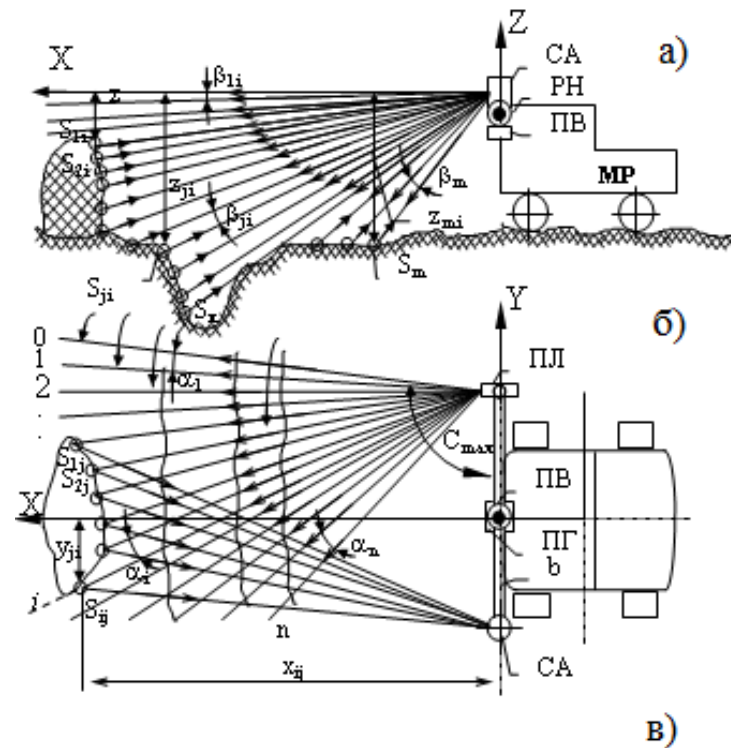


Рисунок 2.1 - Загальні принципи роботи СТЗ (а - вигляд збоку; б - вид зверху; в - вигляд прототипу лазерного сканера)

В іншому кінці планки (основного стрижня) знаходиться скануюча апертура (СА), котру показано окремо на рис. 2.3. Кут СА перпендикулярний планці та площині XOY . Планка b встановлена середньою частиною в системі позиціонування, в якій є горизонтальний (ПГ) і вертикальний (ПВ) крокові приводи (рис.2.2).

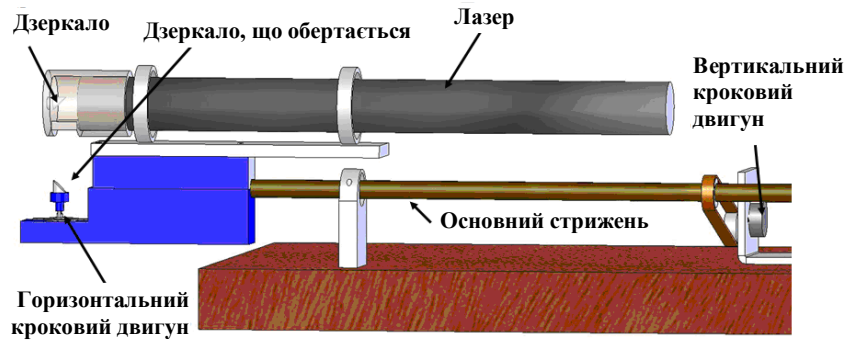


Рисунок 2.2 - Конструкція лазерного випромінювача системи позиціонування лазерного променя (ПЛ)

СТЗ працює наступним чином [155]. За командою від комп'ютера планка основного стрижня встановлюється таким чином, що вісь обертання СА розташовано так, що кут її обертання є перпендикулярним площині ХОУ зв'язаної системи координат СТЗ. ПЛ встановлює лазер з коліматором, наприклад, в крайню праву позицію. Вісь коліматора (за допомогою ПВ - крокового приводу) займає крайню верхню позицію (над горизонтом). Лазер і СА включені. СА обертається за допомогою електродвигуна ЕД. При кожному повороті СА лазерний промінь повинен потрапити на перешкоду, відбивається від неї (точка S_{ij}) та повертається до дзеркала Д (рис. 2.3). Якщо три об'єкти: точка відображення S_{ij} , перпендикуляр до дзеркала Д і вертикальна вісь СА потрапляють в одну площину, перпендикулярну площині ХОУ під час обертання СА, то оптичний сигнал, пройшовши шлях « S_{ij} - дзеркало Д - об'єкт О - оптичний канал ОК - фотоприймач ФП », генерує електричний сигнал (імпульс) зупинки.

Сигнал (імпульс) запуску попередньо формується СА за допомогою датчика нульового положення (встановлений на планці a вісь b). Заповнюючи інтервал у часі $t_{B_1} = B_1 / \omega$, (де: B_1 – кут між віссю планки (напрямок датчика на нульове положення та напрямком СА – S_{ij} (рис. 2.1); ω - швидкість обертання СА) імпульсами опорної частоти f_0 , ми отримуємо код $N_{B_1} = t_{B_1} \cdot f_0$. Цикл обертання СА одночасно заповнюється тими ж імпульсами частоти f_0 . При цьому код, що отримано $N_{2\pi 1} = T_{2\pi 1} f_0$. Кут $B_1 = 2\pi \cdot N_{B_1} / N_{2\pi 1}$ залишився попереднім.

Необхідно відзначити, що СА, або правильніше ПСА (пасивна СА) як самостійний вузол має дуже високу точність вимірювання кутових координат. Вона

може бути використана для задач навігації, також як для вимірювання статичних координат [206], наприклад, для моніторингу структурного стану важливих цивільних інженерних споруд. А саме, для нижньої межі стабілізованого зразкового осцилятора в 1 МГц і швидкості сканування в 1 об / сек, ми маємо точну вимірювальну шкалу в 1,000,000 одиниць (помітних градацій) для повного кута в 360° . Навіть ця розрізняльна знатність (0.00036 кутових градусів) чудово підходить для зазначених завдань. Але вона легко може бути підвищена підвищенням частоти опорного сигналу або зменшенням швидкості обертання сканера.

Коли дзеркало СА проходить напрямом до точки S_{ij} , лазер вимикається з метою збереження енергії. Електричний імпульс надходить до ПЛ, а кроковий привод переміщує лазер з коліматором на кут α_1 уздовж горизонту (рис.2.1, б). При наближенні дзеркала Д СА до «сектору, що проглядається» МР вмикається лазер. Якщо лазерний промінь знаходиться в новому положенні та він виявляє перешкоду, формується нова точка відображення S_{ij} , та вимірювання проходять повторний цикл. Якщо лазерний промінь не виявляє перешкоди, тоді сигнал, що відображаються не виникає, й нова точка не буде сформована. У такому випадку, як і в разі існування точки відображення, формування коду N_{B2} починається з сигналу нульового датчика.

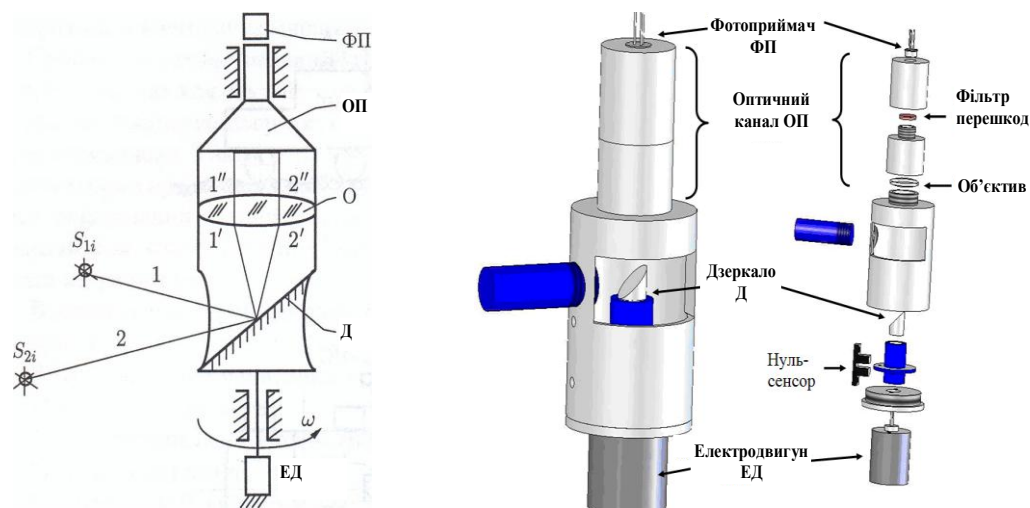


Рисунок 2.3 - Конструкція та принцип дії скануючої апертури (СА)

Як тільки цей код набере певне значення, перекриваючи діапазон можливих значень коду, відповідних оперативному сектору, лічильник, де сформовані коди N_{Bi} виставляється в нуль, і лазер вимикається. Кроковий привід ПЛ повертає лазер

до кута α_2 . Цикли з вимірами кутів на точках відображення, утворених на перешкодах, або поодинокі цикли сканування без перешкоди, повторюються в тій же послідовності. значення кутів B_i в циклі, де відбувається відображення точок, зберігаються. Коли система ПЛ знаходиться в крайній позиції n , яка визначається за мінімальним значенням відстані та максимальним кутом зору, кроковий привід планки системи позиціонування повертає її навколо горизонтальної осі кута β_j (рис.2.1, а). Цикли з вимірами кутів B_i повторюються. Кути «другого рядка зображення» α_{ij} були пройдені в зворотному порядку від позиції n до позиції 0 .

Після встановлення планки в позицію, переміщення променя лазера справа наліво або навпаки, усі зафіксовані лазерні промені потрапляють на досліджувану поверхню, створюючи точки відображення S_{ij} . Якщо в цьому випадку потужність випромінювання лазера та відстань до точок відображення, так само як та чутливість фотоприймача достатні для утворення імпульсу зупинки, то безінформативні цикли сканування СА не виникнуть. Вимірювання циклів повторюється до тих пір, поки площина, що утворилася за допомогою горизонтальної осі планки a та останньої точки S_{ij} , знаходиться від площини під поточним кутом $\sum_{j=1}^m \beta_j$.

Виходячи з вищевикладеного, вимір всіх даних кутів B_{ij} буде зберігатися в пам'яті комп'ютера. Один з цих кутів показаний на рис. 2.4. кут приведення $C_{ij} = C_{\max} - \sum_{i=1}^i \alpha_i$, де C_{\max} - це вихідний кут позиції ПЛ. Кути C_{ij} також як і кути $\sum_{j=1}^j \beta_i$ внесені в пам'ять одночасно з вимірюваннями кутів B_{ij} під час кожного циклу.

2.1.2 Математичний апарат для обчислення просторових 3D координат

Використовуючи теорему синусів і співвідношення між сторонами і висотою трикутника зображеного на рис. 2.4, можна визначити формулу для розрахунку відстаней нахилу d_{ij} від основи до точок S_{ij} , підсвічених лазером.

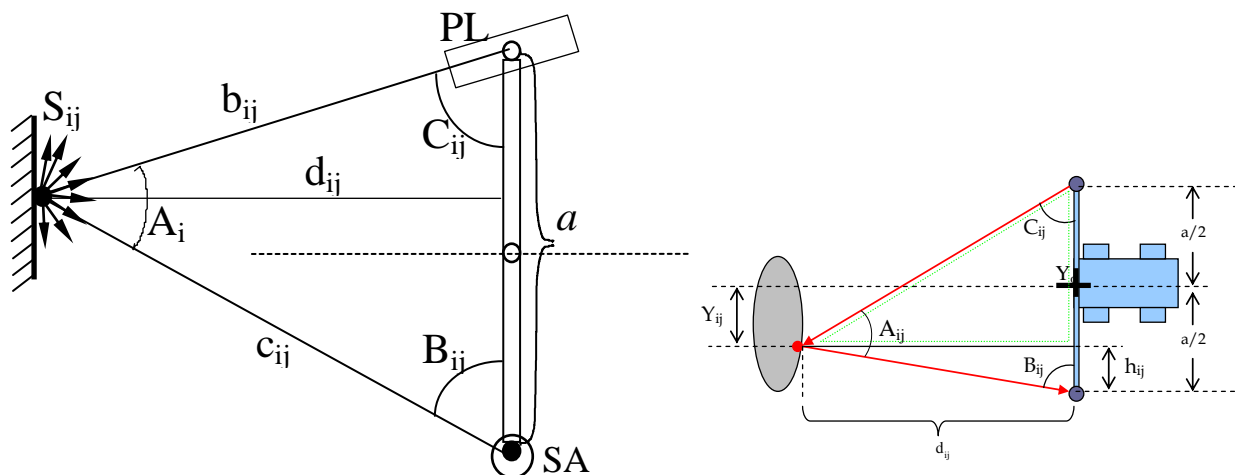


Рисунок 2.4 - Схема триангуляції для точного вимірювання координат

$$d_{ij} = a \cdot \frac{\sin B_{ij} \sin C_{ij}}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]}, \quad (2.1)$$

де a – базова відстань між віссю обертання ПЛ і СА. Ця відстань досить точно виміряна заздалегідь. Для спрощення подальших обчислень рекомендоване значення $a = 1$ м, що значно спрощує множення та скорочує час сканування.

Використовуючи значення кутів $B_{ij}, C_{ij}, \sum_{j=1}^j \beta_j$, та основи a , можна обчислити кожную виділену лазером точку (див. рис. 2.5) в прямокутній системі координат OXYZ СТЗ використовуючи такі формули:

$$x_{ij} = a \cdot \frac{\sin B_{ij} \sin C_{ij} \cos \sum_{j=1}^j \beta_j}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]} \quad (2.2)$$

при $B_{ij} \leq 90^\circ$, (обертання вправо):

$$y_{ij} = a \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\sin B_{ij} \cos C_{ij}}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]} \right), \quad (2.3)$$

при $B_{ij} > 90^\circ$, (обертання вліво);

$$y_{ij} = -a \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\sin B_{ij} \cos C_{ij}}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]} \right), \quad (2.4)$$

$$Z_{ij} = a \cdot \frac{\sin B_{ij} \sin C_{ij} \sin \sum_{j=1}^i \beta_j}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]}. \quad (2.5)$$

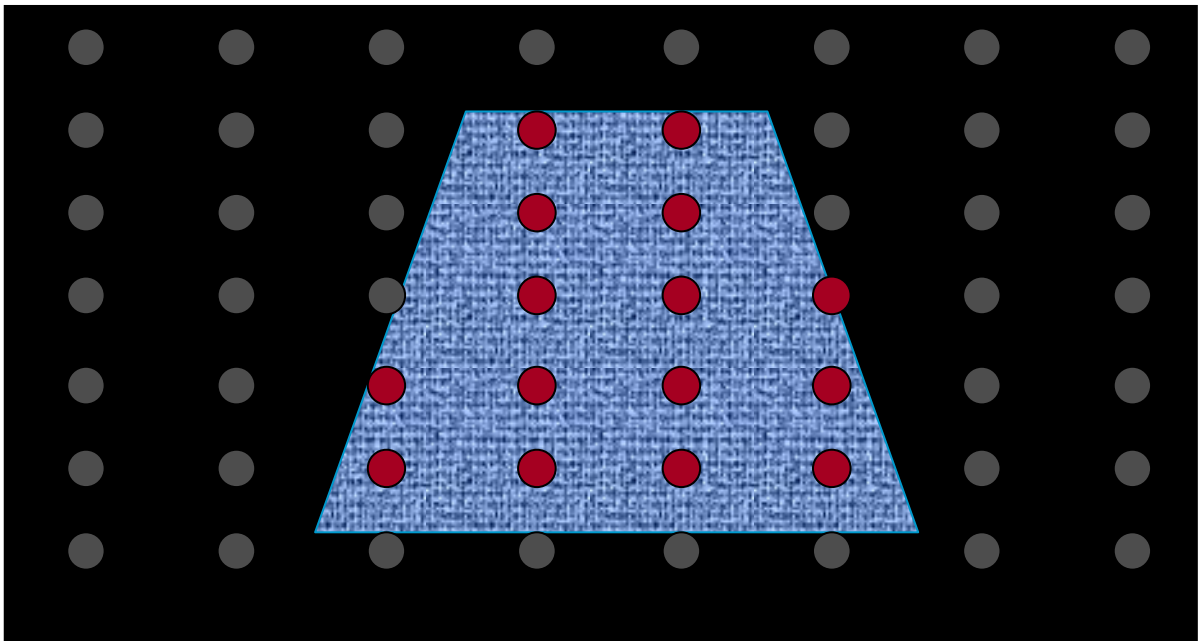


Рисунок 2.5 - Схема покрокового сканування сектора поля зору робота та виявлення перешкоди лазерним променем

Таким чином, бортовий комп'ютер за допомогою СТЗ забезпечує цифровий опис місцевості в секторі огляду МР в реальному масштабі часу. Якщо в напрямку спостереження з'являється яка-небудь перешкода у вигляді поглиблення (в цих місцях точки S_{ij} «розріджуються») або виступу над поверхнею (в цих місцях точки S_{ij} накопичуються), МР, за допомогою вертикального покрокового приводу,

повертає СТЗ на кут $\sum_{i=1}^n \alpha_i$ наліво або направо в залежності від місця розташування перешкод щодо осі та «шукає» новий сектор.

2.2 Створення прототипу експериментальної установки та результати експериментів

Цей прототип (рис. 2.6 та 2.7) може бути виготовлений дуже простим способом з використанням недорогих елементів. Прототип був зроблений з наступних елементів: алюмінієва основа у вигляді планки довжиною 1м, крокові двигуни для реалізації вертикального та горизонтального сканування, джерело світла (в даному випадку лазер), пара дзеркал з нахилом в 45 градусів для перенаправлення світлового променя, зокрема, в підсистемі лазерного випромінювача та скануючої апертури (рис. 2.2 та 2.3), фотоприймач для перетворення світлового сигналу в електричний сигнал (одиначний імпульс), лінзи в частині апертури для доброї конвергенції світла в фотоприймачі, стартовий датчик (або, «датчик нуля» - датчик початкового положення при повному циклі кругового сканування) в підсистемі апертури для виявлення та підрахунку кількості обертань дзеркал і інтерференційний фільтр для отримання сигналів тільки від обраного джерела світла. Це обладнання керується ноутбуком IBM Pentium II за допомогою програми «турбо сі» під керуванням операційної системи MS-DOS, де зберігаються результати вимірювання відстаней (рис.2.4), для передачі даних між апаратним та програмним забезпеченням використовується паралельний порт. Завершений прототип [171] не перевищує 1 м, дані можуть передаватися та зберігатися в іншій системі, та прототип виготовлений з усіх елементів, показаний на рис. 2.7 в дії.

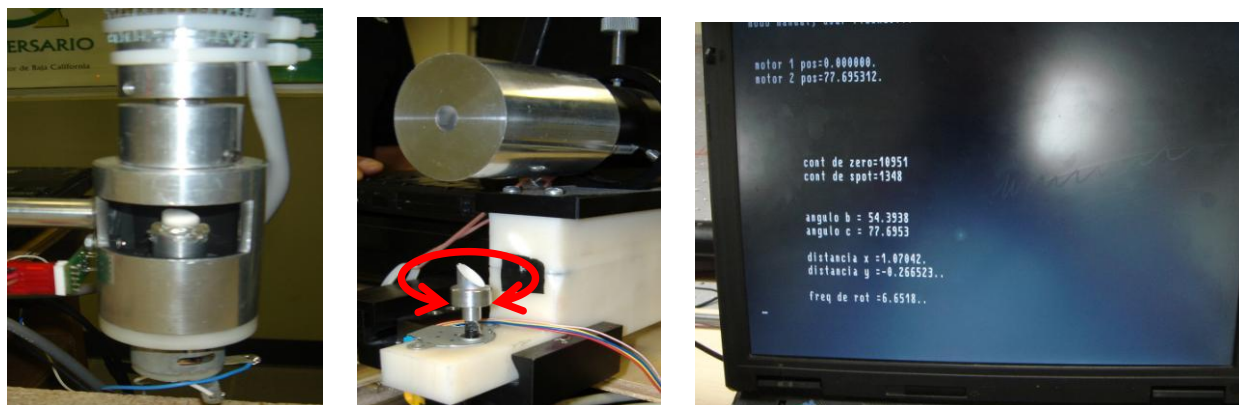


Рисунок 2.6 - Частини експериментального зразка (Скануюча апертура; випромінювач (система позиціонування лазера); та екран програмного забезпечення в дії, в процесі отримання експериментальних даних на поверхні перешкоди

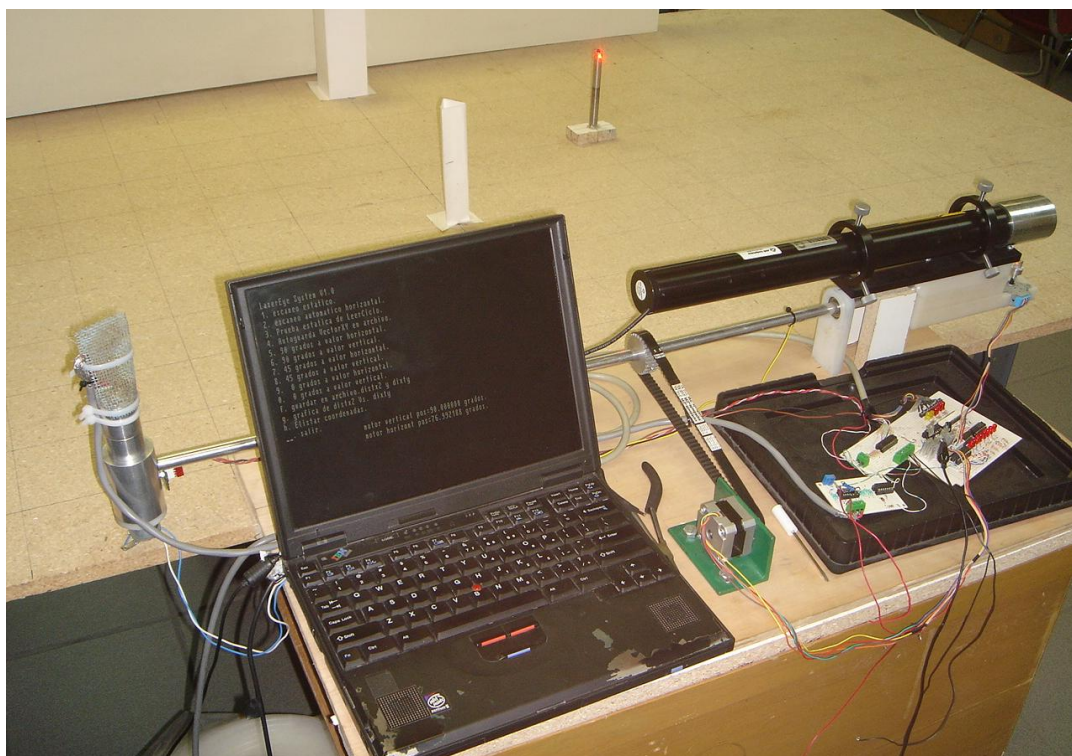


Рисунок 2.7 - Загальний вигляд експериментальної установки в ході лабораторних випробувань

Цей прототип був випробуваний 100 разів в різних місцях вузлів високоточної координатної сітки на спеціальному оптичному столі (рис. 2.8) для перевірки точності зору на різних кутах на площині, роблячи тести на відбиваючих і поглинаючих об'єктах; в таблиці 2.1 частково показані виміряні прототипом значення прототипу на плоскій поверхні з масштабною сіткою.

Значення в таблиці 2.1 представлені графічно на рис. 2.8. Фіолетові точки відображують значення відстаней, визначених прототипом, що працює звичайним способом; жовті точки - вимірні прототипом значення відстаней, але при використанні для вимірювання незалежного джерела світла в кожній точці (прототип без лазера), нарешті, реальні відстані показані квадратами на оптичному столі.

Таблиця 2.1 - Експериментальні результати вимірювання координат точок [171]

Тестова точка	Теоретична величина				Вимірне значення			
	X, М	Y, М	B, град	C, град	X, М	Y, М	B, град	C, град
B	120	120	120,26	35,22	124,21	128,68	123,43	34,80
D	100	100	116,57	33,69	99,83	104,48	118,46	32,87
F	100	80	106,70	37,57	95,30	76,86	106,40	36,91
H	120	60	94,76	47,49	122,92	63,49	96,38	47,28
J	80	60	97,13	36,03	77,00	58,62	96,57	35,33
L	80	40	82,87	41,63	79,99	42,15	84,00	40,95
N	120	40	85,24	53,13	119,86	40,04	84,48	53,08
O	120	20	75,96	59,74	119,22	19,48	76,01	59,76
P	100	20	73,30	55,01	97,60	19,15	72,94	54,67
Q	80	20	69,44	48,81	79,11	18,70	68,39	49,04
R	60	20	63,43	40,60	60,33	21,70	64,30	40,07
S	40	20	53,13	29,74	39,14	19,59	52,07	29,35
T	40	0	38,66	38,66	36,52	1,06	36,52	36,73
U	60	0	50,19	50,19	59,80	0,90	49,39	50,625
V	80	0	57,99	57,99	80,93	3,49	56,70	60,11
w	100	0	63,43	63,43	103,58	1,51	63,45	64,68
X	120	0	67,38	67,38	120,72	-4,70	66,23	69,43
Y	120	-20	59,74	75,96	118,54	-18,36	59,95	75,05
Z	100	-20	55,01	73,30	96,72	-18,37	54,70	71,90
A _i	80	-20	48,81	69,44	75,79	-18,33	48,03	67,32
B _i	60	-20	40,60	63,43	58,00	-18,53	39,50	61,52
C _i	40	-20	29,74	53,13	36,17	-20,31	27,30	50,62
D _i	60	-40	33,69	80,54	58,05	-38,63	33,60	78,92
E _x	80	-40	41,63	82,87	77,46	-38,26	40,46	81,38
F _x	100	-40	48,01	84,29	97,10	-38,02	46,94	82,96
H _i	120	-60	47,49	94,76	123,68	-61,03	48,21	95,09
J _i	80	-60	36,03	97,13	78,90	-59,73	35,37	97,03
L _i	80	-80	31,61	110,56	80,52	-80,21	31,81	110,56
JV _i	120	-80	42,71	104,04	121,01	-78,73	43,34	103,35
P _i	100	-100	33,69	116,57	101,65	-96,18	35,06	114,43
R _i	100	-120	30,47	124,99	111,73	-126,15	32,09	124,27

Як видно, діапазон помилки дуже малий в центрі столу, це місце є центром кута зору прототипу, та в обидві сторони від центру кута зору прототипу помилки мінімальні. Цей прототип в своїй дії дуже схожий на принцип людського погляду,

спереду в центрі зображення дуже докладні та точні, в той час як на межах кута зору точність не така висока, зір схильний до спотворень. Це може бути вирішено повертанням фокусної лінії прототипу, точно так само як робить людський погляд.

Аналізуючи результати вимірювань (рис. 2.8) та їх числові значення (табл. 2.1), можна сказати, що всі експерименти проводилися з точністю не менше 95%. Похибка вимірювання, особливо похибка зміщення координат, в будь-якій точці не перевищує поріг 5%, навіть при розширеному куті зору, де така точність не обов'язкова.

Також детальний аналіз оригінальної конструкції скануючої апертури (рис. 2.2, 2.3) та її принципу дії призводить нас до висновку, що можливо отримати результати вимірювань з однаковою похибкою від підсвічених точок, що знаходяться на різній відстані всередині представленого кута зору (або, поля зору). Це суттєва перевага представленого пристрою в порівнянні з іншими відомими лазерними тріангуляційними сканерами [51, 128, 200].

Загалом, поведінка похибки повторює графіки, представлені на малюнку 6 в [128, с. 1765], однак, точність у краю поля зору в нашій системі більш висока. Також точність (відносна похибка вимірювання координат) в центральній частині кута зору нашого сканера в 2-7 разів краще на різних перевірених точках ніж, наприклад, в [128].

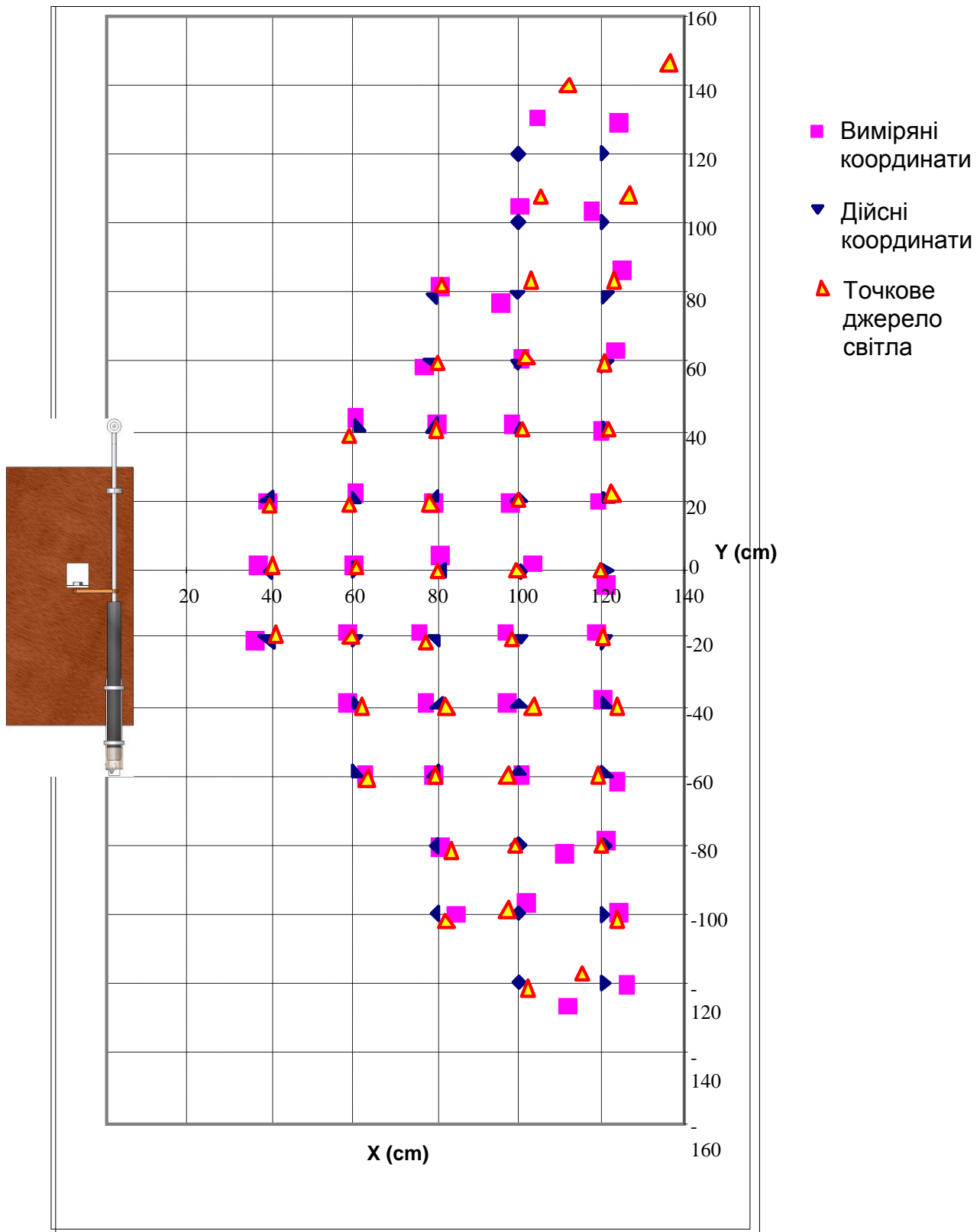


Рисунок 2.8 - Графічне відображення експерименту по вимірюванню двовимірних точок і позиціонування перешкоди на оптичному столі

2.3 Використання прототипу для статичного моніторингу

Пасивна скануюча апертура (рис. 2.3, 2.6) (ПСА), що описана вище незалежно може бути використана для моніторингу деформацій статичних об'єктів. Цей підхід докладно викладено в нашій роботі [207]. У задачі навігації мобільного об'єкта даний теоретичний аспект надзвичайно важливий. Практично він означає, що якщо робот на ходу перестає справлятися з інформацією, яку було одержано від навколишнього середовища, то він може зупинитися, в фіксованому положенні озирнутися (при цьому точність позиціонування зростає в рази), та продовжити рух у складному навколишньому оточенні, що недосяжно для інших роботів, які не дають цю опцію. Отже, розглянемо особливості роботи при вирішенні статичної задачі відповідно до [215]. ПСА, чи ПОС (пасивний оптичний сканер), використовує вертикальну вісь обертання призначену для вимірювання горизонтальних кутів. Назвемо його вертикальним ПОС. Вертикальні кути між «маяками, що випромінюють» (ВМ) вимірюються за допомогою ПОС з горизонтальною віссю обертання. Цей ПОС - горизонтальний ПОС. Система, котра складається з вертикального та горизонтального ПОС, дозволяє вимірювати зсув ВМ в горизонтальній і вертикальній площинах.

Рис. 2.9 відображає розміщення (тип установки) горизонтального ПОС для реалізації моніторингу точок моста у вертикальній площині.

ПОС знаходиться поза мостом і вимірює вертикальні кути β_i . Джерела світла (ДС) встановлені на тій же висоті h_i над поверхнею мосту. Як ДС можна використовувати будь-які досить дешеві джерела світла, наприклад, лампи HRQ3010-5071. Відстані вимірюються під час установки ДС.

При відсутності деформації, для кожного i -го ДС, справедливий вираз:

$$\frac{H-h}{l_i} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \beta_i\right) \quad (2.6)$$

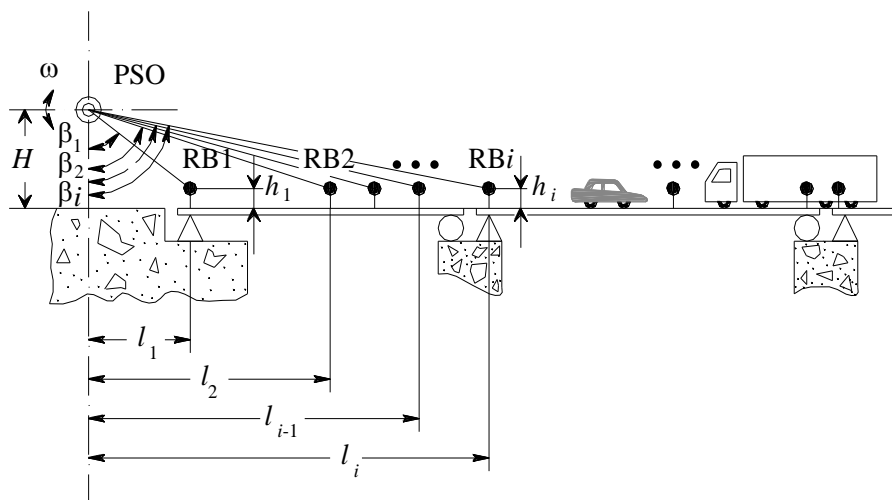


Рисунок 2.9 - Горизонтальне розміщення ПОС для моніторингу мосту

При деформації мосту на величину Δh_i в точці розміщення i -го ДС, кут β_i , вимірюваний POS, зміниться на величину $\Delta\beta_i$. В результаті вираз (2.6) набуде вигляду:

$$\frac{H - h \pm \Delta h}{l_i} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \beta_i \pm \Delta\beta_i\right). \quad (2.7)$$

Тому:

$$\Delta h_i = (H - h) - l_i \tan\left(\frac{\pi}{2} - \beta_i \pm \Delta\beta_i\right). \quad (2.8)$$

Таким же чином встановлюється ПОС для моніторингу тунелю. У протяжному тунелі вздовж його осі можуть бути розміщені кілька функціонально пов'язаних ПОС.

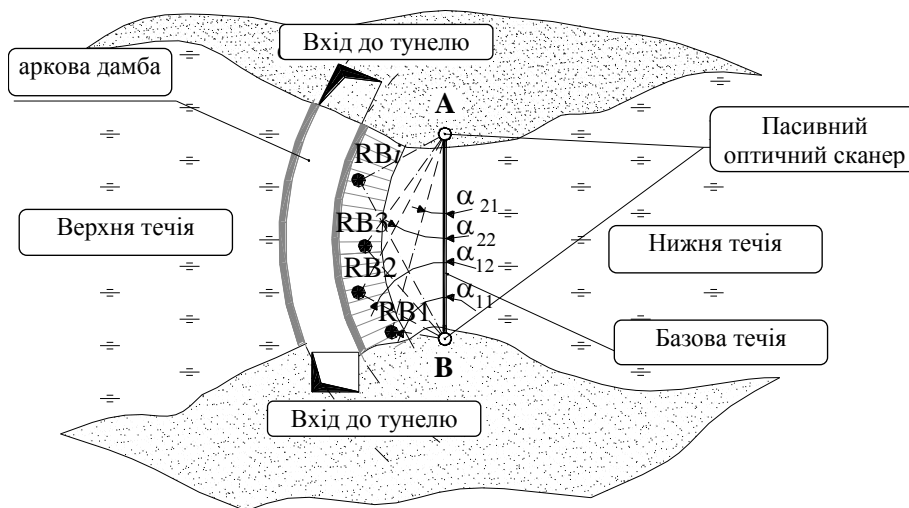


Рисунок 2.10 - Розміщення двох вертикальних ПОСС для моніторингу арочної греблі

Рис. 2.10 показує розташування (розміщення) двох вертикальних ПОСС для моніторингу арочної греблі гідроелектростанції. ПОСС вимірює в парі горизонтальні кути α_{1i} та α_{2i} між базовою лінією AB і RB_i . Довжина базової лінії D та декартові координати POS визначаються заздалегідь відомими геодезичними методами. Кути RB_i знаходяться за формулою

$$\angle RB_i = 180^\circ - (\alpha_{1i} + \alpha_{2i}). \quad (2.9)$$

По теоремі синусів знайдемо сторони трикутника, у яких вершини A, B, EB_i та координати x_i , точок EB_i , в локальній (прийнятій в даній країні) системі або умовній декартовій системі координат. Зміна координат точок α_{1i} та α_{2i} дозволяють виявити деформацію дамби.

2.4 Оцінка швидкодії СТЗ

Кількість фіксованих точок в секторі огляду $MP k = mn$. Від цього залежить як повнота отриманої інформації, так і швидкодія СТЗ при заданій швидкодії СА.

Дзеркало СА обертається електромотором. Так як результат вимірювання кутів $V_i = 2\pi \cdot N_{Bi} / N_{2\pi}$ не залежить від швидкості обертання електромотора системи пошуку, можливе використання високошвидкісного електромотора постійного струму або асинхронного мотора змінного струму з підвищеною частотою.

У випадку, показаному на рис. 2.3, один вимір виконується за час одного обороту дзеркала. Якщо мотор обертається зі швидкістю v (об/сек), то частота вимірювання напрямків (кутів) на освітлені точки в секторі огляду одна й та ж. Ця частота може бути збільшена принаймні на порядок (10-12 разів), якщо використовувати замість дзеркала піраміду з $l = 10 \dots 12$ відбиваючими гранями. Тоді частота вимірювання f_m кутів напрямку на освітлені лазером точки

$$f_m = l \cdot v. \quad (2.10)$$

Якщо, наприклад, $v = 100$ об/сек, $l = 10$, $f_m = 10 \times 100 = 10^3$ 1/сек. Для $k = mn = 100$, СТЗ видає комп'ютеру $W = f_m/k = 10^3/10^2 = 10$ зображень в секунду. При $k = mn = 1000$, СТЗ з пірамідальним дзеркалом видає на комп'ютер одне зображення в секунду. Для вантажного робота на заводі 10 зображень в секунду цілком достатньо; для МР на нерівній поверхні іншої планети, де швидкість пересування не є основним критерієм, можливе збільшення k до 10^3 й вище, для отримання одного детального зображення в одну або дві секунди.

Передбачається, що крокова частота всіх крокових приводів і бортового комп'ютера СТЗ перевищує частоту вимірювання кутів СТЗ. Вимірюючи кути V_{ij} , комп'ютер розпізнає місцевість і визначає маршрут в реальному часі.

2.5 Аналіз точності визначення просторових координат

Цей критерій ми розуміємо як визначення спотворень для координат точок X , Y , Z на поверхні що досліджується. Слід взяти до уваги той факт, що помилки у вимірах кутів - це основне джерело спотворень. Передбачуваний квадрат помилки (ПКП) одного виміру кута V_{ij} , за допомогою скануючої апертури був доведений

експериментально та дорівнює 10 ... 14 кутових секунд. Кут неспівосності крокового приводу дає спотворення рівні 3 ... 5 кутових секунд.

Припустимо, що ПКП кутів $B_{ij}, C_{ij}, \sum_{j=1}^i \beta_j$ становить $\sigma_e = 15''$.

Щоб визначити ПКП в координатах точок відображення використовуємо метод моментів, який заснований на тому, що залежність функції буде такою:

$$\psi = \varphi(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_i). \quad (2.11)$$

Аргументи x_i згідно математичного сподівання функції дорівнюють лінійній функції та розподіл функцій аргументів проводиться з використанням нормального закону. Очікування та ПКП «майже лінійних» функцій може виражатися формулами:

$$M(\psi) = \varphi(M_1, M_2, \dots, M_i). \quad (2.12)$$

$$\sigma_\psi^2 = \sum_{i=1}^i \left(\frac{d\varphi}{dx_i} \right)_M^2 \sigma_{x_i}^2. \quad (2.13)$$

В даному випадку, вирази (2.2), (2.3), (2.4) та (2.5) відповідають формулі (2.12). Незважаючи на те, що розрахунок для кожної координати визначається формулами (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), розрахунок ПКП за формулою (2.12) виходить досить об'ємним. Можна вважати, що

$$dB/d_{ij} = \sin \sigma_B'' \approx \sigma_B'' / \rho''. \quad (2.14)$$

При цьому dB кут зв'язуючої дуги σ_y , що виражений в радіанах, $\rho'' = 206265''$.
З іншого боку,

$$\sigma_d / d_{ij} = dB / a, . \quad (2.15)$$

В цьому випадку σ_d - ПКП на визначеній відстані d_{ij} . Замінюючи значення dB з (2.14) на (2.15) та беручи до уваги ПКП кута C , отримаємо:

$$\sigma_d = \frac{\sqrt{2} \cdot d_{ij}^2}{a\rho''} \sigma_B'', \quad (2.16)$$

Залежність σ_d від d_{ij} наведена у таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Залежність похибки визначення кутової координати від відстані до підсвічених точок *(залежність σ_d от d_{ij})

d, m	1	2	3	4	5	10	20	30	50	100
σ_d, mm	0,10	0,41	0,93	1,65	2,57	10,28	41,14	92,55	257,11	1028,43

З виразів (2.1), (2.2) та (2.3), (2.5) видно, що вони відрізняються тільки коефіцієнтами $\cos \sum_{j=1}^j \beta_j$ та $\sin \sum_{j=1}^j \beta_j$. і коефіцієнти не перевищують 1. Отже, ПКП в обумовлених координатах точок на осях X та Z не перевищує значень σ_d , тобто $\sigma_x \approx \sigma_z < \sigma_d$.

ПКП в обумовлених координатах Y_{ij} можна розрахувати, ґрунтуючись на (2.14):

$$\sigma_y = \sqrt{2} \cdot dB \approx \sqrt{2} \cdot d_{ij} \cdot \sigma_B'' / \rho''. \quad (2.17)$$

Значення σ_y змінюється лінійно від 0,1 мм для $d_{ij}=1$ м до 10 мм на відстані 100 м від центру координат.

2.6 Дальність дії СТЗ

Цей параметр СТЗ обумовлений потужністю лазера та чутливістю фотоприймача СА (поріг зорового сприйняття).

Потік лазерного випромінювання P_L відбивається, досягаючи перешкоди. Припустимо, що він дифузно розсіюється з постійною щільністю I , рівномірно розподіляючись всередині просторового кута Ω_S , тобто:

$$I = P_L / \Omega_S. \quad (2.18)$$

Просторовий кут точки розсіювання $\Omega_S = 4\pi \sin^2(i_p / 2)$ [1, 112, 222]. При цьому $i_p = 180^\circ$ – це плоский кут розсіювання.

Потік світла, відбиваючись в дзеркалі СА та потрапляючи на фотоприймач, виражається формулою:

$$P_m = I \Omega_m. \quad (2.19)$$

Відомо [1, 112, 222], що

$$\Omega_m = S_m / d_{ij}^2 \quad (2.20)$$

просторовий кут з вершиною в точці відображення, та з початком на дзеркалі СА, загальною площею S_m , перпендикуляр до дзеркала, точка відображення та вісь обертання СА знаходяться в одній площині. Таким чином,

$$d_{ij}^2 = S_m / \Omega_m, \quad (2.21)$$

Використовуючи (2.18), (2.19), (2.20) та (2.21), отримуємо:

$$d_{ij} = \left(\frac{k \cdot S_m}{(s/n)\Omega_s} \cdot \frac{P_L}{P_p} \right), \quad (2.22)$$

$$P_L = \frac{(s/n)\Omega_s}{kS_m} P_p d_{ij}^2, \quad (2.23)$$

де $k \ll 1$ - коефіцієнт розрахунку втрати виділення енергії на віддзеркалення та перехід сигналу крізь оптичний канал СА. При цьому s/n – відношення сигнал-шум, замість потоку світла P_m значення порога зорового сприйняття фотоприймача, замінюємо: $P_p \geq P_m$. При $k = 0,2$; $S_m = 5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$; $\Omega_s = 6,28 \text{ ср}$; $s/p = 5$; $P_p = 10^{-8} \text{ Вт}$ і $d_{ij} = 20 \text{ м}$ отримуємо:

$$P_L = \frac{5 \cdot 6,28 \cdot 10^{-8} \cdot 4 \cdot 10^{-2}}{0,2 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 1,26 \text{ Вт.}$$

Для $d_{ij} = 100 \text{ м}$ значення необхідної потужності лазера $P_L = 31,5 \text{ Вт}$.

2.7 Напрямок від МР до початкової точки траєкторії

СА може бути використана для розробки цієї системи. Якщо на початку траєкторії руху робота встановлений проблісковий маячок, синхронізований з частотою сканування СА (один із прикладів: спусковий космічний апарат обладнаний проблісковим маячком, а починаючий від нього рух робот-дослідник обладнаний нашою СТЗ), цей маяк буде служити сигналом для зупинки рахунку імпульсів (також як імпульс світла від точок відображення лазерного променя). СА буде вимірювати кут α_b між датчиком початку відліку в осі штанги та маяком. Кут відхилення між віссю ОХ і напрямком на маяк

$$A_b = \alpha_b - 90^\circ, \quad (2.24)$$

Використання цієї обчислювальної формули дозволяє нам в кожній контрольній точці шляху (траєкторії) що реально пройшов робот знати напрямок до початкової точки цієї траєкторії. Довжина шляху який було пройдено може бути розрахована тригонометрично, або просто зберігатися в пам'яті одометричного пристрою, або виконувати одночасно обидві ці дії, для подальшого усереднення та оцінки похибки позиціонування.

2.8 Відстань між підсвіченими точками

Ми встановили значення сітки, якою бажаємо покривати невідомі перешкоди, параметрами приблизно 10 см в ширину та 10 см по висоті між точками, що були спроецировані на пласку поверхню на відстані до 10 м від СТЗ. Відстань між точками, які проєцировано на поверхню не є постійною величиною, оскільки кут кроку приводного двигуна між кожною наступною точкою та попередньої завжди той же. Отже при вимірюванні завжди слід враховувати, що чим далі проєкція точки відходить від перпендикулярної проєкції на поверхню, тим більше стає відстань між сусідніми проєкціями. Це співвідношення показано в таблиці 2.2. Відстань до поверхні вважаємо 10 метрів від СТЗ. Угол між двома сусідніми спроецированими точками залежить від мінімального кута крокового двигуна. Важливо враховувати також, що цей кут на кожному наступному кроці сканування складається з множини попередніх кроків двигуна. У цьому випадку (при ап'орі заданій нами геометрії сітки та сектора огляду) число кроків для кожної точки проєкції дорівнює 6, щоб отримати сітку приблизно в 10 см по вертикалі та горизонталі. Тому розмірність сітки точок на відстані до 10 м від СТЗ буде: 1,895 м в ширину та 0,9432 м в висоту.

Таблиця 2.3 показує зміну відстані між підсвіченими точками на поверхні при збільшенні кількості кроків двигуна вертикального крокового приводу, що демонструє нам також зростання сумарного кута α_i .

Фундаментальним аспектом є те, що за кожен один повний оборот ЕМ необхідно відсканувати повний кут зору в секторі руху робота. Це означає, що сектор повинен мати мінімум 21 точку в ширину та 11 у висоту, тобто просканувати 231 точку в секторі огляду. Та якщо ми хочемо отримувати не менше ніж 1 зображення в секунду всередині сектора огляду, то важливо підтримувати значення

постійної швидкості скануючого електромотора в 231 об/с, а щоб він працював синхронно з механізмом СПЛ, то це причина для підтримки постійної швидкості сканування 13860 об/хв.

Таблиця 2.3 - Зміна відстані між точками, що відстежуються

N	α_i (гр.)	W_n (м)
1	0,54	0,09425
2	1,08	0,09427
3	1,62	0,09430
4	2,16	0,09435
5	2,7	0,09442
6	3,24	0,09450
7	3,78	0,09460
8	4,32	0,09472
9	4,86	0,09486
10	5,4	0,09501
11	5,94	0,09518
12	6,48	0,09536
13	7,02	0,09557
14	7,56	0,09579
15	8,1	0,09603

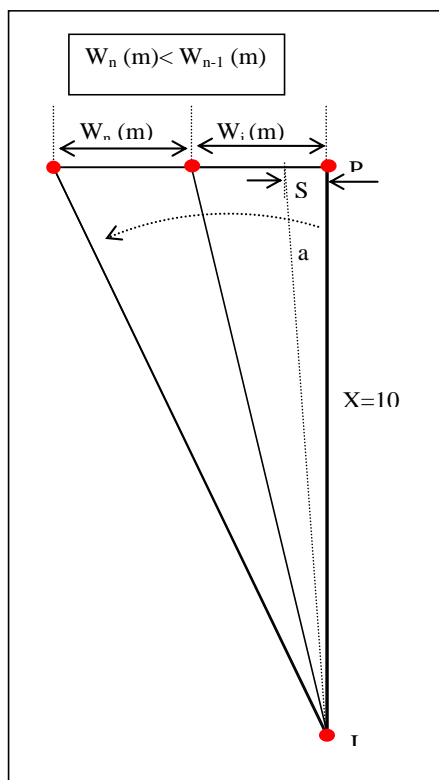


Рисунок 2.11

2.9 Максимальна помилка кута приходу відбитого сигналу

Опорна частота f_o , так само як і швидкість обертання двигуна, це дві основні детермінанти, що визначають максимальну очікувану помилку в розрахунках кута приходу відбитого сигналу B_i . При швидкості обертання скануючої апертурою (СА) в 13860 оборотів в хвилину та при сигналі імпульсів опорної частоти $f_o = 1$ МГц, максимальна похибка при розрахунку кута B_i буде в межах $\pm 0,0832^\circ$, та визначається наступним співвідношенням:

$$\frac{Error}{f_o} = \frac{360 \text{ Mtor speed}}{60 f_o}$$

швидкість двигуна повинна бути в оборотах на хвилину та частота f_o в Гц

2.10 Технічні характеристики прототипу системи технічного зору та експеримент

Теоретичні обчислення, наведені вище, вимагають експериментальних підтверджень. Експериментальний зразок легко реалізувати на недорогій елементній базі. Для практичної перевірки запропонованого методу був побудований прототип описаної СТЗ з використанням таких елементів:

- алюмінієвої штанги довжиною 1 м (з похибкою $\pm 0,01$ мм в юстируванні між лазерним джерелом і центром СА);
- крокових двигунів для вертикального та горизонтального сканування;
- джерела світла (в даному випадку лазер потужністю 20 мВт (JDS Uniphase, модель 1136P);
- пари дзеркал, зрізаних під кутом 45° (зріз збалансованих по моменту обертання циліндрів є поверхнею, що відбиває; - каталог Edmund), розміщених в випромінювальній блоці та скануючій апертурі (рис. 2.2 і 2.3);
- двигуна постійного струму (MD5-2554AS-AA, каталог Jameco) для обертання СА з постійною швидкістю;

- високошвидкісного фотоприймача (15,0 мм² TO-2 Silicon Detector) для перетворення світлового сигналу в електричний;
- лінзи в апертурному блоці для точного зведення світла на фотоприймач;
- датчика нуля (OT124 H21A1, каталог JAMESCO) в апертурному блоці для виявлення та підрахунку оборотів дзеркала;
- інтерференційного фільтра для пропускання спектру тільки обраного джерела світла.

Це обладнання керується комп'ютером IBM Pentium II з використанням програми на TurboC в MS-DOS, де зберігаються виміряні відстані. Передача даних здійснюється через паралельний порт.

Довжина всього прототипу не перевищує 1 м. Дані можуть зберігатися й в іншій системі. Готовий прототип з усіма елементами в дії показаний на рис. 2.7.

Управління моторами та обробка цифрових сигналів здійснювалися основним комп'ютером. Два цифрових сигнали з оптичних сенсорів надходять в пристрій через паралельний порт. Окрема програма на мові C ++ постійно сканує статус порту (частота сканування 11,467 кГц). Відповідно до частоти сенсора та частоти сканування порту 11467 імпульсів складають повний поворот (2 π рад). Кожен раз поява цього сигналу означає, що присутнє віддзеркалення лазера, та потім за допомогою тригонометричних функцій (2.1) - (2.5) визначаються три координати точки (рис. 2.11).

Система, показана на рис. 2.6-2.7, спроектована та побудована для лабораторних випробувань [22, 90, 93]. Експеримент з отримання координат (X, Y) освітлених точок проведений з використанням гелій-неонового лазерного джерела JDS Uniphase 1135P (20 мВт) (див. рис. 2.7).

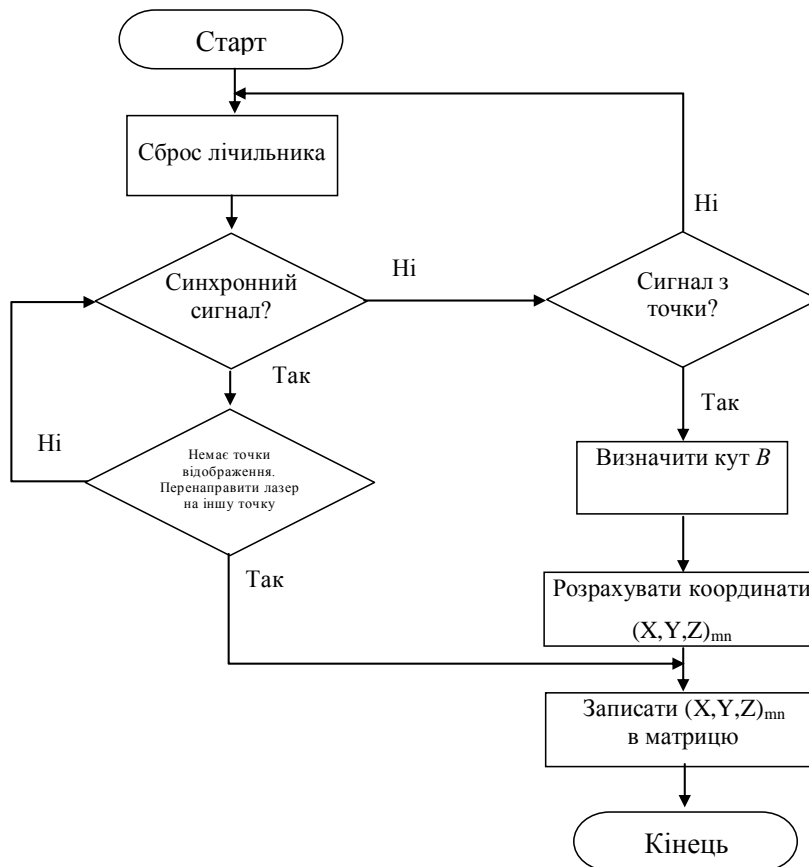


Рисунок 2.12 - Алгоритм роботи системи

Параметри прототипу [22]:

- частота дискретизації 231 точка для зображення в фіксованому секторі огляду 1 x 2 м з опорної частотою 114,675 кГц;
- швидкість обертання мотора постійного струму Jamesco MD5-2554AS-AA становить 13860 об. /хв, при 17000 об. в хв. обертаючий момент дорівнює 72,92 г / см, але на практиці швидкість була зменшена до 7-13 об. в с через час відгуку обраного фотосенсора;
- динамічний діапазон 7-13 Гц з опорної частотою 114,675 кГц на максимальній швидкості;
- спектральний діапазон $\lambda = 625-740$ нм для сенсора з піковим значенням поблизу смуги частот лазера та $\lambda = 633$ нм для лазера.
- просторову роздільну здатність для відстані 2,5 м на оптичному столі склало в найкращих точках 0,001-0,010 від величин X, Y в центрі сектора огляду та 0,05-0,08 від величин X, Y в найгірших точках на

краях сектора огляду (докладні експериментальні дані по обмеженням сектора огляду представлені в [31, 48]).

З використанням активної мішені - лампи накалювання постійного струму 12 В потужністю 50 Вт - проведені експерименти з перевірки точності вимірювання (тільки пасивної частини оптичного сканера) як функції кута падіння. Експериментальні дані, засновані на статистичній обробці 200 повторних вимірів фіксованих кутів зі значеннями 45° та 90° (в табл. 2.4).

Амплітуда оптичного сигналу чутлива як до швидкості обертання, так і до межі досяжності, причому це співвідношення є сильно нелінійним [103]. У додатку РООП програми MathLab для кожного інтервалу 2,5 м, протягом якого очікується межі досяжності від 0 до 100 м була створена обчислювальна модель загасання просторової інтенсивності випроміненого світла від 0 до 95%.

Таблиця 2.4

Статистичний показник	90°	45°
Середнє значення	90,278	45,316
Помилка (осередненних абсолютна похибка)	0,142	0,035
Медиана	90,201	45,284
Середньоквадратичне відхилення	1,419	0,354
Дисперсія	2,014	0,125
Коефіцієнт асиметрії	0,302	0,080
Діапазон зміни	7,168	1,984
Мінімальне значення	86,495	44,296
Максимальне значення	93,663	46,280
Кількість вимірювань	100	100

Реєстроване світлове випромінювання, перетворене фотоприймачем (Silicon Detector 15.0MM2, оптичний каталог Edmund) в електричний сигнал, може значно відрізнитися навіть на малих відстанях. З цієї причини доцільно було провести додаткові експериментальні дослідження даних обмежень для інших заявлених можливих практичних застосувань. У задачі навігації запропонована конфігурація від 5 до 10 м робота була задовільною [103,127].

Для визначення динамічних обмежень системи пасивного оптичного сканування було проаналізовано її вихідний сигнал. В [127] показані зміни

амплітуди вихідного сигналу даної системи в залежності від зміни швидкості мотора постійного струму. При збільшенні швидкості амплітуда сигналу зменшується через ємнісного опору фотодіода. Згідно рис. 11 з [127] зміни швидкості сканування з 2-3 до 25 об. на сек. викликають зміни як амплітуди імпульсів (з 400 мВ до 1,1 В), так і їх ширини (з 2,02 до 3,66 мс). Подібні зміни можна легко виправляти, використовуючи методи обробки сигналів. З вищевикладеного видно, що такі параметри швидкості вже прийнятні для нормального виконання завдання навігації.

Можливе також додаткове збільшення просторового розрізняння описаної системи з використанням оригінального методу збігу початку шкал, запропонованого в [224]. Такий метод і пристрій можуть бути застосовані для динамічного (навігація) і статичного (моніторинг) завдань [215,216]. Нарешті, просторову розрізняльну здатність запропонованої системи може бути істотно збільшено із застосуванням спеціальної обробки сигналу («пошуком енергетичного центру сигналу»), представленої в [64,215].

2.11 Метод пошуку енергетичного центру лазерного п'ятна

Наш метод, завдяки складній природі шуму (складне накладення оптичного, електромеханічного та електронних шумів) генерує вихідні дані, для яких застосування стандартних алгоритмів шумозаглушення неефективне. Через ці обставини наш метод динамічної тріангуляції вимагає обов'язкової постобробки даних. Така постобробка логічно поділяється на два блоки: відповідальні за електромеханічний шум і оптичний шум, відповідно. Першого блоку, що ґрунтується на обробці статистичних даних за допомогою нейромережових алгоритмів, ми присвятили публікацію [219] та частково [178]. Методи, які використовуються в другому блоці, через велике розмаїття підходів до вирішення цієї важливої проблеми вимагають додаткового аналізу. Деякі часткові її рішення були запропоновані в [63-64] та [215].

Проведемо систематичний аналіз та порівняння існуючих методів. Описується проблема просторового розподілу світлових джерел та споріднена їй проблема природної невизначеності їх місця розташування, наводиться найбільш повний

список методів локалізації центру імпульсу та нарешті, проводиться порівняння ефективності існуючих методів на основі критерію Уилкоксона. Модернізована ОСС складається з нерухомого некогерентного джерела світла, закріпленого на досліджуваному пристрої. Він може бути закріплений під різними кутами для визначення його положення (просторової координати). Два пасивних сенсора з оптичною апертурою, що обертаються, використовуються кожен незалежно, для динамічної тріангуляції однієї та тієї ж точки, кожна апертура устаткована дзеркалом, закріпленим під кутом 45° на штифті електромотора та укладеними в циліндричний корпус. Промінь світла відхиляється дзеркалом в двоопуклу лінзу та фільтрується для того, щоб позбутися від інтерференції та поліпшити фокус. Фотодіод реєструє промінь світла протягом обертання циліндричного штифта електромотора постійної напруги. Цей елемент генерує сигнал, який аналізується розглянутими методами [63-64, та 215]. Ці методи засновані на припущенні, що сигнал ОСС, одержуваний скануванням джерела світла, має форму гаусового розподілу. Джерело світла можна вважати точковим, але завдяки тому, що зі збільшенням відстані пучок світла розширюється, утворюється конусоподібна або ще більш складна форма, в залежності від властивостей середовища, в якій поширюється світлове випромінювання. Для мінімізації помилок в просторових вимірах найкраще проводити вимірювання в центрі імпульсу, що генерується сканером, як було показано раніше в [215] та застосовувати метод опорних векторів для підстроювання нелінійні варіації, що виникає при вимірі в ОСС через варіації скануючої частоти, відстані, кутового розташування та допоміжних елементів, як було продемонстровано нами в статті [63]. У даній же роботі проводиться поглиблений аналіз за вибором найкращого методу знаходження центру імпульсу. Таким чином, головним завданням даної роботи є розширений аналіз і повна перехресна перевірка всіх шести основних методів, що застосовуються для даного типу задач. Ключовим аспектом було не тільки порівняти їх попарно як в [64], але, крім того, скласти загальний рейтинг за допомогою того ж інструменту. Порівняння та ранжування методів ECLM (energetic centre localization methods - методів пошуку енергетичного центру) було проведено за допомогою критерію знакових рангів Уилкоксона, який відносять до непараметричних критеріїв або до критеріїв, незалежних від типу розподілу. Тест застосовується до методів попарно. Він

перевіряє нульову гіпотезу, яка полягає в тому, що середнє значення попарних різниць дорівнює нулю, та може бути використаний також для перевірки припущення, що зразок належить вибірці з заданим середнім. Критерій знакових рангів Уилкоксона враховує величину різниць, включає в себе та використовує більше інформації, ніж звичайний ранговий критерій, приводячи, таким чином, до висновків, які краще відображають дійсні властивості даних. У даній роботі наводяться теоретичні засади методів ECLM, опис експериментальної установки, перевірка та статистичний аналіз методів в додатку до динамічної тріангуляції, використовуваної у модернізованій ОСС.

2.11.1 Метод локалізації центру імпульсу за допомогою геометричного центроїда

В даному контексті оптоелектронний сигнал виражається функцією $v=f(t)$ в двовірній площині, де t - час, а v - напруга на фотодіоді, утворюючи однорідну ділянку площини A під кривою, за яким визначається геометричний центроїд $C(\bar{t}, \bar{v})$, звідки t знаходиться за допомогою виразу (2.24), яке відповідає моменту часу t_α , коли ОСС знаходить центр імпульсу, відповідного одному обороту при скануванні. Як видно на рис. 2.13, в момент часу $t_\alpha = 0$ СС знаходиться в початковому положенні, відстань $T_{2\pi}$ дорівнює часу між m_1 та m_2 , який виражається числом $N_{2\pi}$ в згідно з (2.25). З іншого боку, час t_α дорівнює відстані між m_1 та m_2 , та виражається як (2.26), де f - частота сканування ОСС, в цьому відношенні кут α обчислюється як (2.27), де визначається центр імпульсу в оптоелектронному сигналі та шукана координата [169, 215, 216].

$$\bar{t} = \frac{\int_a^b t dA}{A} = \frac{\int_a^b t v dt}{\int_a^b v dt} = t_\alpha \quad (2.24)$$

$$N_{2\pi} = T_{2\pi} f \quad (2.25)$$

$$N_\alpha = t_\alpha f \quad (2.26)$$

$$\alpha = 2\pi \frac{N_\alpha}{N_{2\pi}} \quad (2.27)$$

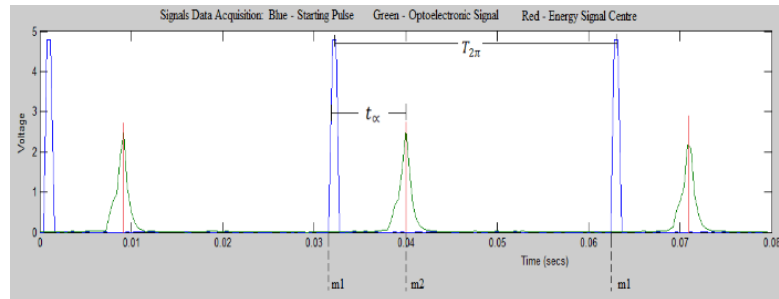


Рисунок 2.13 - Часова діаграма ОСС; синій - синхроімпульс, зелений - оптоелектронний сигнал, червоний - центр імпульсу

2.11.2 Метод локалізації центру імпульсу за допомогою центроїда спектра потужності

Центроїд спектра потужності (PSC) застосовувався раніше для локалізації центру імпульсу в [63], він відповідає максимальній концентрації потужності, яку переносять хвилею (сигналом) на одиницю частоти [64] та обчислюється як (2.28) в просторі частот та як (2.29) у часовому просторі. Він пов'язаний з центром імпульсу в часовій області, оскільки центроїд спектра потужності є аналогом центру мас фігури частотних компонент спектра. PSC - це дійсна не негативна функція (потужність на 1 Гц або енергія на 1 Гц) частоти, що асоціюється з часом. Метод складається з чотирьох кроків: обробка даних за допомогою перетворення Фур'є, щоб відобразити дані з часової площини в частотну, обчислення центроїду, відповідного «центральному» значенню в частотному спектрі та зворотне перетворення даної частоти в часову площину для визначення точки, де розташовується джерело світла

$$SC_{Hz} = \frac{\sum_{k=1}^{N-1} k \cdot X^d[k]}{\sum_{k=1}^{N-1} X^d[k]} \quad (2.28)$$

де SC_{Hz} – спектральний центроїд в частотній області (в Гц), $X^d[k]$ – величина, відповідна проміжку частот k , k – проміжок частот (f_s/N) в Гц, f_s – зразок частоти, N – довжина ДПФ (дискретного перетворення Фур'є).

$$TC = \frac{\sum_{n=1}^{L-1} nx[n]}{\sum_{n=1}^{L-1} x[n]} \quad (2.29)$$

де TC - часовий центроїд в часовій області, $x[n]$ - вхідний сигнал, n - часовий індекс, L - довжина часового проміжку. Час одного циклу сканування визначається стартовим сигналом, що генерується в ОСС сенсором «s». Між першим сигналом та другим відбувається повний оборот електричного двигуна, відповідний 360 кутовим градусам. Ця послідовність з L часових відліків, перетворена в N частотних відліків перетворенням Фур'є, являє собою один кадр. Кожен кадр складається з N частотних відліків та називається спектром. Окремі точки на осі x (осі частот) зазвичай називають частотними інтервалами.

2.11.3 Метод аналогової обробки

Даний метод полягає в інтеграції електронної схеми у фотодіодний сенсор при електронній обробці сигналів [64] з метою визначення центру імпульсу в оптичному сигналі, що генерується ОСС. Спочатку операційний підсилювач JFET використовується як пороговий детектор для перетворення оптоелектронного гауссообразного сигналу в прямокутний сигнал: поки оптоелектронний сигнал нижче заданої напруги, JFET генерує від'ємну напругу насичення, коли ж оптоелектронний сигнал перевищує ліміт, JFET перемикається в напругу позитивного насичення. Потім операційний підсилювач JFET використовується як акумулятор для перетворення прямокутного сигналу в пилкоподібний так, щоб центр імпульсу прийшовся на перетин нульового рівня, після цього компаратор з низьким рівнем вхідного напруги використовується для визначення моменту часу, де передній фронт сигналу перетинає нульовий рівень, відповідний центрові імпульсу. Нарешті, на виході з компаратора розпаяний ряд резисторів та конденсаторів для отримання імпульсного сигналу. Після цього діод відфільтровує імпульси, відповідні задньому фронту сигналу, залишаючи ті, які відповідають

центру енергетичного спектра. На рис. 2.14 зображено взаємозв'язок між оптоелектронним сигналом, прямокутним сигналом, пилкоподібним сигналом, імпульсним сигналом та сигналом на виході з діода, відповідний центру імпульсу.

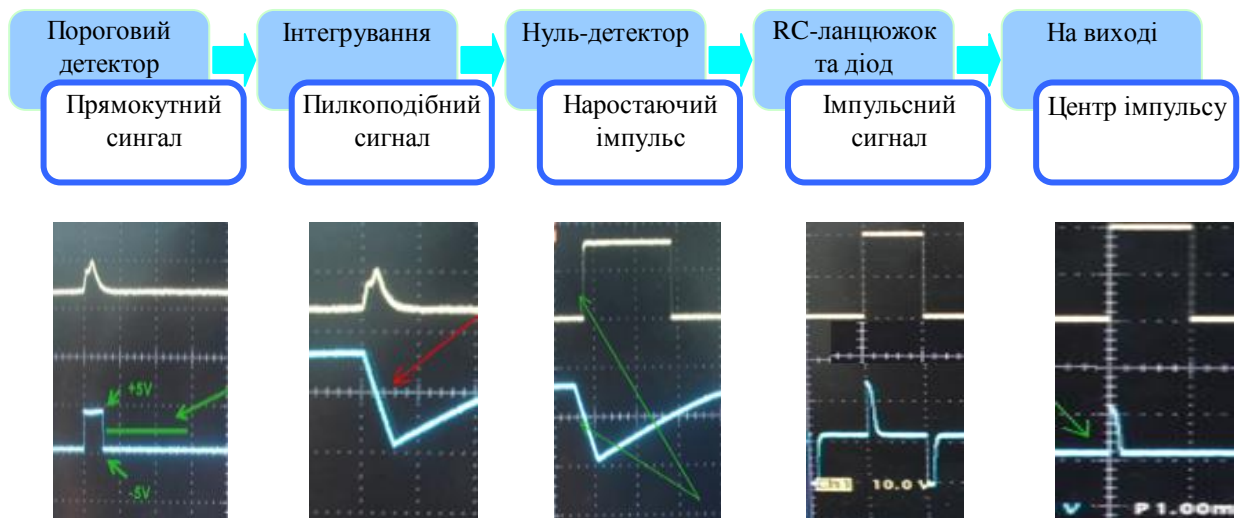


Рисунок 2.14 – Аналогова обробка за допомогою електронної схеми: пороговий детектор / прямокутний сингал, інтегрування / пилкоподібний сингал, нуль-детектор / наростаючий імпульс, RC-ланцюжок та діод / імпульсний сингал, на виході / центр імпульсу

2.11.4 Метод знаходження центру імпульсу за допомогою насичення та інтегрування

Цей метод є цифровою версією описаного вище аналогового методу. У ньому оптоелектронний сигнал обробляється за допомогою ряду цифрових перетворень. Сигнал, зафіксований фотодіодом, перетворюється за наступним алгоритмом: встановлюється поріг на оптоелектронний сигнал, що генерується джерелом світла для того, щоб виміряти два моменти часу, коли він перетинає цей поріг (передній і задній фронт), напівсума цих часів відповідає центру імпульсу.

2.11.5 Метод знаходження центру імпульсу по передньому фронті сигналу

Це найпростіший з розглянутих методів і полягає в пороговому детектуванні переднього фронту оптоелектронного сигналу, одержуваного ОСС. Сигнал, зафіксований фотодіодом, обробляється алгоритмом, який встановлює поріг на

оптоелектронний сигнал, що формується джерелом світла, для того, щоб визначити момент часу, коли він досягає порогового рівня, цей момент часу й вважається центром імпульсу. Така методологія здається досить грубою. Однак на практиці, коли в фотоприймачі формуються досить короткі імпульси великої амплітуди, особливо при підвищенні швидкості обертання скануючої апертури, дана точка на імпульсі дуже мало відстоїть від центру імпульсу по часовій осі.

2.11.6 Метод знаходження центру імпульсу за допомогою пікового детектування

Алгоритми пікового детектування - прості статистичні алгоритми для даних з розподілом, відмінним від нормального, призначені для знаходження пікових значень, які відповідають певним граничним критеріям. Ці алгоритми, будучи застосовані до часових послідовностей, розподілених по нормальному закону, можуть визначити положення центра імпульсу. Кожен окремий алгоритм ґрунтується на своїй формалізації поняття піку. Стосовно до характеристик оптичного сигналу, зокрема, для оптоелектронного сигналу, це

$$S(k, i, x_i, T) = \frac{\frac{x_i - x_{i-1} + \dots + x_i - x_{i-k}}{k} + \frac{x_i - x_{i+1} + \dots + x_i - x_{i+k}}{k}}{2} \quad (2.30)$$

де T – оптоелектронний сигнал, що містить N значень, x_i - i -а точка з T . $k > 0$ – заданий число сусідніх з x_i точок (навколо i -ї точки), а S – задана функція піку, $S(i, x_i, T)$ з i -м елементом x_i даної тимчасової послідовності T . Точка x_i з T є піком, якщо $S(i, x_i, T) > \theta$, де θ – задане користувачем (або відповідним чином обчислене) граничне значення. На рис. 2.15 наведено приклад різних результатів, одержуваних різними МЛЦІ.

2.11.7 Корекція похибки вимірювання

Кожен набір вимірювань може бути схильний до впливу різного роду помилок, обумовлених як умовами зовнішнього середовища, так і особливостями

самого механізму. Внаслідок цього систематичні та випадкові помилки не підкоряються лінійній залежності, оскільки їх поведінка залежить від положення, тобто кута та відстані, а також від частоти сканування. З цієї причини цифрова корекція за допомогою лінійної функції не підходить для даного завдання. Замість цього, як було запропоновано в публікації [64], ми використовуємо функції апроксимації помилок для цифрової корекції за допомогою алгоритму машинного навчання SVM.

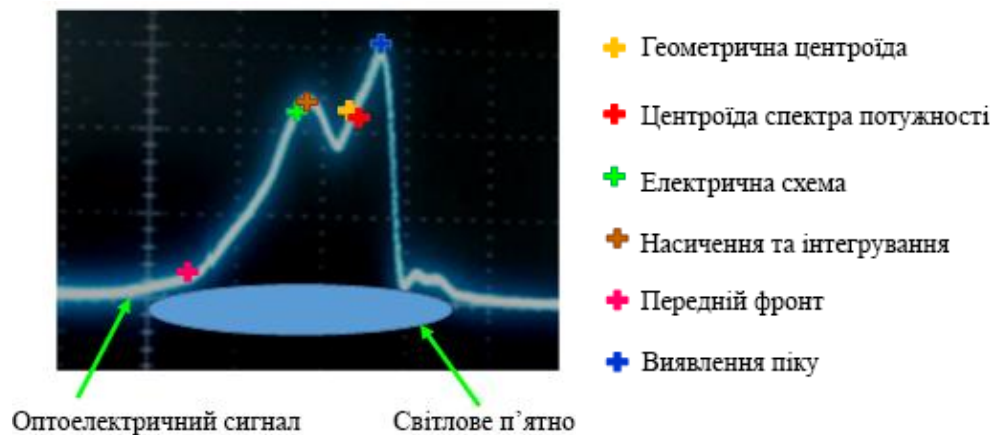


Рисунок 2.15 – Методи локалізації центру імпульсу: метод геометричної центроїди, метод центроїди спектра потужності, метод аналогової обробки цифрової схемою, метод насичення та інтегрування, метод переднього фронту, метод виявлення піку; зліва оптоелектронний сингал, знизу джерело випромінювання світла.

2.11.8 Регресія за допомогою методу опорних векторів (SVM)

Регресійний метод опорних векторів застосовується для передбачення значень сигналу в різних практичних додатках, як описано в [64]. Один із прикладів - пророкування похибки з метою її компенсації цифровими методами. Похибка вимірювання передбачається за допомогою регресійного методу опорних векторів і враховується в вимірі, зменшуючи підсумкову похибку. Провівши вимірювання центру імпульсу за допомогою методів, описаних вище, та знаючи справжнє розташування зразка, похибка записується як (2.31)

$$E = |\alpha_T - \alpha_M| \quad (2.31)$$

де E - похибка вимірювання, що позначає як сильно розходиться виміряна величина з реальною, α_T – кут, виміряний системою, α_M – справжнє значення кута. Виміри проводилися під 18 різними кутами, для кожного кута вимірювання проводилися на 30 різних відстанях від ОСС. У кожному разі був отриманий Гауссо-подібний оптоелектронний сигнал, та проведена постобробка за допомогою методу геометричної центроїди, методу центроїди спектра потужності, методу насичення та інтегрування, методу переднього фронту, методу детектування піків, а також аналогового методу, в якому результат зчитувався з виходу електронної схеми.

Результати були записані у вигляді матриці 540x6, де кожен рядок відповідав одному положенню (кут і відстань), а кожен стовпець відповідав помилці вимірювання для кожного методу на даній частоті. Такий набір даних був сформований для кожного методу, далі кожен набір даних був розділений на дві частини: навчальна вибірка та тестова вибірка. Кожен елемент навчальної вибірки містить одне цільове значення (помилка вимірювання) та три атрибути (характеристики): кут, відстань і частота. Набори даних були використані для навчання та тестування алгоритму SVM, що передбачає помилку вимірювання для кожного з методів.

Використовуючи отриману модель регресійного SVM з найкращими параметрами, вона була застосована до незалежних тестових вибірок і отримані передбачені значення. Далі були обчислені коефіцієнти R-кореляції, вони потрапили в діапазон від 0.879 до 0.936, що можна вважати задовільними результатами для всіх методів, особливо для методу центроїди спектра потужності як показано в табл. 2.5, де наведені СКО і R-кореляція для всіх порівнюваних методів [64]. Нарешті, передбачена помилка додається до виміряного значення як (2.32) де α_{mc} – виміряний кут за допомогою скоригованої системи (цифрова компенсація), α_m – кут, виміряний системою та E_p – передбачена помилка.

$$\alpha_{mc} = \alpha_m + E_p \quad (2.32)$$

Таблиця 2.5 - Істинне значення похибки та похибка, передбачена регресійною SVM

МЛЦІ з регресійний SVM	СКО	R-Correlation Parameter
Метод геометричний центроїди	0.026	0.909
Метод центроїди спектра потужності	0.026	0.934
Метод аналогової обробки цифрової схемою	0.028	0.879
Метод насичення та інтегрування	0.026	0.895
Метод переднього фронту	0.025	0.892
Метод виявлення піків	0.033	0.936

2.11.9 Нестатистичний аналіз для МЛЦІ

Порівняння методів МЛЦІ за допомогою СКО було проведено до корекції помилки і після корекції, результати наведені в табл. 2.6. Крім того, було проведено кількісний аналіз діапазонів похибок, де похибки, як до цифрової корекції, так і після неї, були згруповані за трьома діапазонами: менш 3.00 °, між 3.01 ° і 5.99 ° і більше 6.00 °. Кількісний аналіз наведено в таблиці 2.7, де можна побачити поліпшення точності всіх методів.

Крім цього, був обчислений параметр R-кореляції для вимірних і справжніх величин (як до, так і після цифрової корекції), див. Табл. 2.8. З цих даних видно, що кращими методами є метод геометричної центроїди та метод насичення та інтегрування. Але метод насичення та диференціювання є найбільш простим для практичної реалізації, і у чисельному вираженні зовсім незначно програє їм.

Таблиця 2.6 - Порівняння СКО МЛЦІ (порівняння істинного значення з вимірним до та після корекції похибки)

МЛЦІ	СКО до компенсації похибок	СКО після компенсації похибок	Номер в порядку зростання помилки
Метод геометричної центроїди	8.5	1.47	1
Метод центроїди спектра потужності	18.07	2.22	5
Метод насичення та диференціювання	9.21	2.05	4
Метод насичення та інтегрування	9.23	1.58	2
Метод переднього фронту	24.17	1.63	3
Метод виявлення піків	27.40	2.66	6

Таблиця 2.7 Кількісний аналіз діапазонів похибок МЛЦІ

МЛЦІ	До корекції похибки			Після корекції похибки			Номер в порядку погіршення результатів
	пох.<2.9	3.0< пох.<5.9	пох.>6.0	пох.<2.9	3.0< пох.<5.9	пох.>6.0	
Метод геометричної центроїди	68.79%	28.29%	2.82%	98.45%	1.55%	0.00%	1
Метод центроїди спектра потужності	59.39%	28.81%	17.80%	95.90%	3.81%	0.28%	5
Метод насичення та диференціювання	66.95%	28.95%	4.10%	96.75%	3.25%	0.00%	4
Метод насичення та інтегрування	68.22%	26.84%	4.94%	97.60%	2.40%	0.00%	2
Метод переднього фронту	0.00%	0.00%	100.00%	97.60%	2.40%	0.00%	3
Метод виявлення піків	37.71%	34.75%	27.54%	94.49%	5.08%	0.42%	6

Таблиця 2.8 - Коефіцієнти R-кореляції МЛЦІ

МЛЦІ	Коефіцієнт R-кореляції до корекції похибки	Коефіцієнт R-кореляції після корекції похибки	Номер в порядку погіршення результатів
Метод геометричний центроїди	0.9964	0.9992	1
Метод центроїди спектра потужності	0.9928	0.9989	4
Метод насичення та диференціювання	0.9960	0.9989	5
Метод насичення та інтегрування	0.9964	0.9991	2
Метод переднього фронту	0.9994	0.9991	3
Метод виявлення піків	0.9942	0.9986	6

2.11.10 Статистичний аналіз

Статистичний аналіз є об'єктивною процедурою, за допомогою якої експериментальний результат може підтвердити або спростувати гіпотезу шляхом завдання відповідної ймовірнісної функції. Оскільки вимірювання є вибіркою із статистичного розподілу, а не самим розподілом, навіть якщо ця вибірка була проведена випадковим чином, завжди є ризик прийняття неправильного рішення про те, який метод кращий, оскільки характеристики вибірки можуть відрізнятися

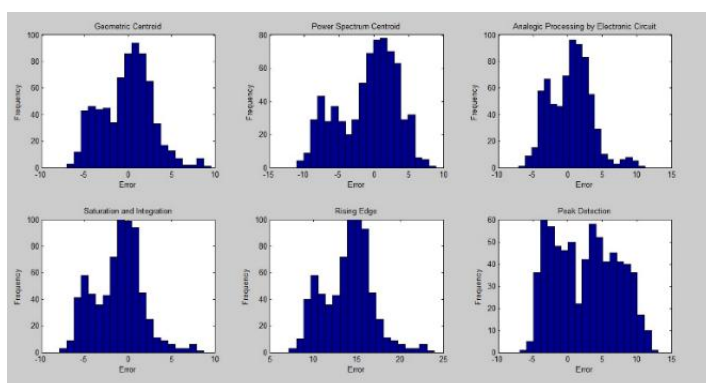
від характеристик розподілу. Цей ризик можна оцінити за допомогою такого тесту статистичних гіпотез як критерій знакових рангів Уилкоксона.

2.11.11 Непараметричний розподіл даних

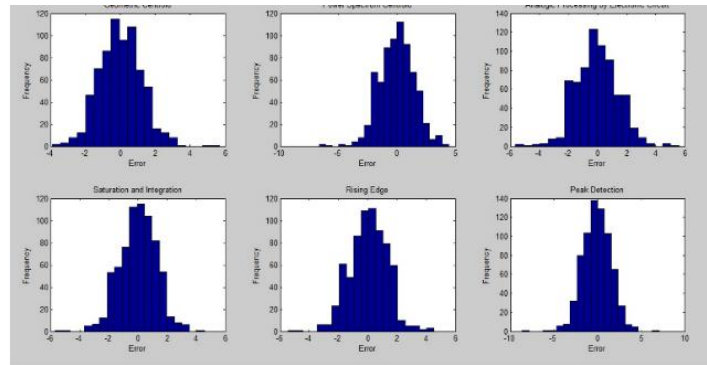
Статистичні критерії можна розділити на дві групи: параметричні та непараметричні. Для параметричних критеріїв розглянута вибірка повинна задовольняти деяким умовам відповідно до статистичної моделі, та крім того, необхідно обчислювати довірчі інтервали. Непараметричні критерії не вимагають виконання цих умов. На рис. 2.15 представлено розподіл вихідних похибок обчислених відповідно до (2.33) та підсумковий розподіл, обчислений за формулою (2.34), де E_0 – вихідна похибка, E_f – передбачена похибка, α_M – кутова координата, вимірена системою, α_{MC} - вимірена кутова координата, скорегована за допомогою цифрової обробки, α_T – істинне значення вимірюваної кутової координати.

$$E_0 = \alpha_{MC} - \alpha_T \quad (2.33)$$

$$E_f = \alpha_{MC} - \alpha_T \quad (2.34)$$



а) без компенсації



б) з компенсацією

Рисунок 2.16 – Непараметричний розподіл похибок

2.11.12 Критерій рангів Уилкоксона

Як було показано вище, розподіл даних має непараметричний характер. Для розподілів такого роду, з огляду на синхронність всіх отриманих даних (всі вимірювання в усіх положеннях були зроблені в один і той же час і оброблені всіма методами), доцільно застосування критерію рангів Уилкоксона. Нульова гіпотеза H_0 полягає у відсутності відмінності зі статистичними результатами. Набір вимірювань повинен бути проаналізований і перевірений на відповідність нульовій гіпотезі. Крім H_0 розглянемо альтернативну гіпотезу H_1 . Вона повинна бути якомога більш точною та повною також включати припущення про досліджуваний об'єкт. Гіпотеза H_0 передбачає, що середнє арифметичне від вимірів кута, оброблених шістьма різними методами, не має статистично значущих відмінностей від істинного значення вимірюваного кута. Гіпотеза H_1 , навпаки, передбачає наявність відхилення середнього арифметичного значення від істинного. Рівень достовірності α обирається для перевірки статистичного критерія (вірогідність відхилення гіпотези H_0). Він відповідає рівню значущості ризику помилки прийняття гіпотези H_1 . Довільним чином для всіх випадків ми обрали значення 0.005 та 0.001, що відповідають можливостям 0.95 та 0.91 прийняття гіпотези H_0 . Коли ми приймаємо рішення на користь тієї чи іншої гіпотези, воно може виявитися помилковим, приводячи до помилки першого роду (хибнопозитивний результат) або другого роду (помилково негативні результати).

Порівняння методів обробки за допомогою критерію знакових рангів Уилкоксона для того щоб визначити, який з методів найкраще підходить для застосування в модернізованій системі ОСС, а саме, призводить до найменшої похибки вимірювання, всі погрішності були обчислені згідно (2.33) без корекції та за формулою (2.34) з цифровою корекцією. До цих даних був застосований критерій знакових рангів Уилкоксона з нульовим середнім із пакета Matlab, для того, щоб провести двосторонній знаковий тест гіпотези про те, що дані з вектора X (похибки) належать розподілу з нульовим середнім. Результати представлені в табл. 2.9 та 2.10 де p – ймовірність отримання результату в разі, якщо нульова гіпотеза («середнє значення дорівнює нулю») істинна, обчислена в припущенні про нормальність розподілу. $H=0$ означає, що нульова гіпотеза («середнє дорівнює нулю») не може бути відхилена на рівні 5%. $H=1$ означає, що нульова гіпотеза може бути відхилена на рівні 5%. У стовпці z наведені значення нормального значення характеристики Z , в стовпці T - знакові значення рангової характеристики.

Таблиця 2.9 - Результат застосування критерію знакових рангів Уилкоксона до вимірювань до корекції похибки

МЛЦІ	Коефіцієнти				Номер в порядку погіршення результату
	p	H	z	T	
Метод геометричний центроїди	0.32	0	-0.99	120078	1
Метод центроїди спектра потужності	0.00	1	-3.31	107451	2
Метод аналогової обробки цифровою схемою	0.00	1	-3.47	106612	3
Метод насичення та інтегрування	0.00	1	-10.06	70719	4
Метод переднього фронту	0.00	1	-23.05	0	6
Метод виявлення піків	0.00	1	-12.75	56005	5

Таблиця 2.10 - Результат застосування критерію знакових рангів Уилкоксона до вимірювань після корекції похибки

МЛЦІ	Коефіцієнти				Номер в порядку погіршення результату
	p	H	z	T	
Метод геометричний центроїди	0.62	0	-0.50	584414	2
Метод центроїди спектра	0.86	0	-0.18	124526	1

потужності					
Метод аналогової обробки цифровою схемою	0.24	0	-1.17	119132	4
Метод насичення та інтегрування	0.38	0	-0.87	120742	3
Метод переднього фронту	0.09	0	-1.68	116354	6
Метод виявлення піків	0.14	0	-1.49	117398	5

Таким чином, було наочно продемонстровано, що методи геометричної центроїди та центроїди спектра потужності поводяться схожим чином. Застосування непараметричного статистичного аналізу за допомогою критерію знакових рангів Уилкоксона підтвердило схожість результатів обох методів. Однак метод геометричної центроїди показав найкращі результати за всіма параметрами. Було показано, що ці методи є найкращими підходами до визначення центру імпульсу сигналу ОСС. Друге місце займає визначення координат за допомогою електронної схеми та її обчислювальний аналог (метод насичення та інтегрування).

З таблиці 2.10 видно, що єдиний метод, який задовольняє нульовій гіпотезі («нульового середнього») без компенсації похибки - це метод геометричної центроїди. Після корекції похибки всі методи задовольняють нульовій гіпотезі («нульового середнього»), але кращий результат показує метод центроїди спектра потужності, на другому місці - метод геометричної центроїди.

В результаті отримана покращена динамічна тріангуляційна методика визначення тривимірних координат шляхом застосування раніше опублікованих методів знаходження енергетичного центру імпульсу в оптоелектронному сигналі та обробки їх результатів за допомогою корекції похибки кутових вимірювань з використанням алгоритмів штучного інтелекту.

2.12 Висновки по розділу

Під час цього дослідження була досягнута мета розробити простий та безпечний метод для 3D лазерного сканування будь-яких невідомих поверхонь, розташованих на різній відстані від сканера. Переваги методу перед іншими відомими методами лазерної тріангуляції складаються у більш високій точності обчислення 3D координат. Завдяки своїй геометрії та оригінальній методології з обертовим сенсором представлений метод має більш широке поле зору, який в рази

перевершує всі раніше відомі пристрої лазерної тріангуляції, що можна порівняти тільки з полем зору камери типу «риб'ячого ока», яка не має можливості вимірювати відстані. Проведений аналіз та попереднє тестування прототипу показали наступні його позитивні якості.

- З цілком прийнятною швидкістю дії цей пристрій може виявляти перешкоди та покривати їх цифровою 3D-картою з n точок на її поверхні;
- Цей показник n легко можна змінити в програмному забезпеченні як одну із змінних, таким чином, забезпечується основний принцип – "більше точок - менше похибки, але більше часу обробки". Це завдання може бути більш об'єктно-орієнтовано вирішене для кожного практичного застосування;
- Похибка розрахунку координати менше, ніж в будь-якій відомій лазерній тріангуляції з електронним скануванням, за рахунок використання точних методів спостереження, та введення поняття динамічна тріангуляція;
- Представлена система в значній мірі імітує людський бінокулярний зір; як показано, краща точність може бути досягнута в центрі кута зору, а поруч на обох краях картина не має таку різкість. Це можна подолати за допомогою повторного обертання променя після повороту всієї системи в нове положення центральної фокусної точки;
- Ці методи можуть бути використані з незначними змінами в різних практичних додатках, таких як структурний моніторинг великих інженерних споруд, навігація мобільних роботів, дослідження мікро поверхонь, біомоніторинг тощо;
- Отримано покращену динамічну тріангуляційну методику визначення тривимірних координат шляхом застосування методів знаходження енергетичного центру імпульсу в оптоелектронному сигналі;
- Цей теоретичний принцип може бути реалізований завдяки сучасним електронним та електромеханічним пристроям з низькою вартістю.

РОЗДІЛ 3

МЕТОД ВИМІРУ ЧАСТОТИ І ЧАСУ ДЛЯ ВИКОНАННЯ ЗАВДАНЬ НАВІГАЦІЇ

При організації автоматичної навігації наступним найважливішим завданням являється точне визначення часу, впродовж якого керований об'єкт знаходиться на заданій траєкторії. Очевидно, що наймінімальніша погрішність в цьому випадку з часом накопичується (тобто має строго адитивний характер), і після деякого часу здійснення руху роботом може призводити до серйозних невідповідностей в положеннях робота (розрахунковому (воно ж : реальне, або бажане) і визначуваному системою автоматичної навігації). Найголовнішою причиною виникнення такої помилки є нестабільність частоти бортового джерела опорного сигналу, величина якої в усіх теоретичних розрахунках (згаданих попередніх і подальших розділах цієї дисертації) приймається як строга константа. Інакше вона ще відома, як проблема неточності бортового годинника. Ця проблема добре відома усім розробникам систем визначення просторового положення; наприклад, в GPS вона вирішується шляхом збільшення точності стандарту за допомогою використання в супутниках дорогого цезієвого або рубідієвого годинника, вартістю від декількох мільйонів, до декількох десятків мільйонів доларів. Абсолютно очевидно, що використання такого стандарту часу (іншими словами, бортового годинника робота; чи бортового джерела сигналу опорної частоти) ніколи не зможе бути економічно доцільним або обґрунтованим на мобільному роботіві.

Тому, важливою метою цієї роботи є розробка простого і ефективного теоретичного методу для швидкої оцінки нестабільності частоти вже наявного у робота бортового стандарту. Найважливішою умовою, пов'язаною з цим методом, є можливість його реалізації в укрій недорогому технічному пристрої. Така система була розроблена і представлена [145,149,191,207,209,224,232]. Вона представляє значний інтерес для завдання автоматичної навігації ще і тому, що дозволяє попутно вирішувати додаткові завдання, пов'язані з навігацією. А саме, в [191] було показано, що сучасний мобільний засіб (наприклад, автомобіль) має розгалужену мережу датчиків, що допомагають стежити за значною кількістю фізичних параметрів, без знання яких якісне управління його рухом просто неможливе. Як

переконаливо показано в аналізі в [191], більшість таких датчиків відносяться до класу FDS- датчиків (датчиків з частотним виходом - frequency domain sensors).

Таким чином, розробка нового теоретичного методу для швидкої і точної оцінки зміни частоти впродовж короткого інтервалу часу є важливим і актуальним завданням, і буде наведена нижче.

3.1. Метод виміру частоти раціональними наближеннями

Машинний зір і СТЗ, запропонована раніше, у своєму функціонуванні також використовують коди кутів, отримані методом підрахунку імпульсів сигналу опорної частоти. Таким чином, метод оцінки стабільності бортового джерела частоти, украй важливий для усіх аспектів і підрозділів вирішуваної задачі.

Цей підрозділ роботи якраз і присвячений опису розробки такого методу.

3.1.1. Аналіз теоретичних підходів до рішення задачі про часову вибірку.

Багато практичних завдань в мехатроніці, робототехніці, системах управління, приладобудуванні і телекомунікаціях повинні точно вирішувати проблему часової вибірки. Можна навести наступні приклади: ґрунтоване на GPS хронометрування [188, 237], попереджувач в радарі, вимір фізичного параметра з використанням поверхневих акустичних хвиль, розробка вимірників відстані на основі виміру різниці фаз зондуючого і відбитого сигналу [165], і так далі. У кожному випадку головна проблема - синхронізація шкали часу з довільною періодичною послідовністю подій (електричних імпульсів). Ця довільна періодична послідовність подій і часових рамок може перетворюватися в періодичні імпульсні послідовності різного періоду. В цьому випадку найзручніше використати принцип збігу імпульсів.

Збіг імпульсів, що належать регулярним незалежним імпульсним послідовностям, відбувається у багатьох імпульсних системах, і було досить досліджено за останні десятиліття [246]. У цих роботах показані зв'язки збігу імпульсів регулярних незалежних імпульсних послідовностей з теорією чисел, особливо з лінійною теорією відповідності і діофантовими наближеннями [260].

У метрології збіг імпульсів двох регулярних незалежних імпульсних послідовностей використовувався як події початку і зупинки виміру частоти електричного сигналу [148,149,207-209,224]. У [202,208,210,266] представлений точний вимір частоти, ґрунтований на концепції найбільшого загального дільника частоти і її особливостей. Найбільший загальний дільник частоти між двома сигналами різної частоти подібний до математичного найбільшого загального дільника двох чисел.

Швидкий і точний метод виміру частоти може бути корисним для багатьох практичних застосувань. Багато фізичних параметрів можливо перетворити в частоту. Таким чином, можуть бути виміряні: прискорення у будь-якій системі автоматичного управління; сила тяжіння (гравітації) в завданні навігації літака; швидкі масові зміни, і так далі.

Існує багато аналогових і цифрових методів виміру частоти [49,130-132,194,208,213,215]. Згідно з основним цифровим методом виміру, нульовий перетин сигналу можна порахувати, а середня частота визначається кількістю повних циклів, які відбуваються впродовж певного інтервалу часу, який фіксує лічильник, що вимірює час [130,131,132]. Це класичні методи виміру частоти. Джерела погрішності таких методів вже досить досліджені [78, 130-132].

У інших цифрових методах інтервал часу визначається електронним виявленням двох видів подібних ситуацій між двома сигналами з однією і тією ж різницею фази [265-267], чи за допомогою електронного виявлення. В інших цифрових методах інтервал часу визначається електронним виявленням двох видів подібних ситуацій між двома сигналами з однією і тією ж різницею фази [265-267], чи за допомогою електронного виявлення збігів двох імпульсів регулярних незалежних імпульсних послідовностей [116,207,209,224,232]. Для цих методів, погрішність квантування (± 1 цикл) може бути успішно здолана [116,224]. З їх допомогою у кращому разі у результатів вимірів погрішність ± 1 періоду вимірювального еталону практично виключається, тому що інтервал часу здійснення вимірів не зафіксований жорсткою прив'язкою, і вона визначається двома послідовними електронними подіями (показовими, характерними моментами початку і кінця циклу виміру).

Погрішність квантування при цьому обмежена тільки площею взаємного перекриття імпульсів (шириною імпульсів збігу). Також, в [145] відмічено, що при цьому бажано використати схему детекції збігу фаз з високою роздільною здатністю.

Усі вищезгадані методи не є незалежними від інструментальних погрішностей. До інструментальних погрішностей ми відносимо будь-який вид погрішностей, що мають об'єктивно-неусувний характер, наприклад: фазовий шум (що називається часто у вітчизняних і зарубіжних джерелах, як "джиттер", jitter); тепловий шум (чи зустрічається в літературі як дрейф, drift); білий гаусівський шум і так далі, які завжди є присутніми як причина погрішності в самому вимірювальному пристрої і які неможливо усунути.

При значному збільшенні вимірюваної частоти ці чинники набагато сильніше впливають на результати виміру. Згідно з Алланом [24], точний спосіб визначити погрішність - це тривале спостереження. Наприклад, в Національному Інституті стандартів і технологій США (NIST USA) роблять порівняння частотних і часових еталонів з погрішністю в межах $\beta_0 \leq 1 \cdot 10^{-15}$ впродовж 24 годин [162].

Проте для деяких практичних процесів неможливо відстежити увесь цей процес в реальному масштабі часу впродовж такого тривалого інтервалу [188]. Таким чином, дуже важливим і інноваційним завданням є звільнити процес виміру від необхідності тривалого спостереження. В основному це неможливо для усіх методик, ґрунтованих на "Алгоритмі Аллана" (точність результату за допомогою тривалого часу спостереження за зміною погрішності). Отримувана при цьому крива розподілу Аллана (чи авар, *avar*) залишається головним інструментом в умовах лабораторії з сигналами відносно низької частоти [87,94], оскільки авар є важливим (якщо не єдиним) для визначення стабільності осциляторів.

Відповідно до визначення розподілу Аллана, зменшення погрішності виміру відбувається досить повільно, як правило, з показовим характером (експоненціальна крива), після істотного зростання часу виміру. Проте розподіл Аллана будується на нескінченній кількості постійних часових інтервалів (одиниць) за допомогою статистичної обробки отримуваної множини корисних даних. Крива варіативності Аллана завжди має монотонний характер. Тому мінімальна неточність виміру (чи найкраще наближення вимірюваного значення) може розглядатися тільки після досить

тривалого проміжку часу спостереження. Отже, цей метод оцінки точності неприйнятний для швидких фізичних процесів або явищ за визначенням. Але як буде показано далі, порівняння процесів дійсних дискретних періодичних подій не має монотонного характеру. І за короткий відрізок часу ми можемо отримати деякі точки, в яких погрішність така ж або навіть менше, ніж оцінка по розподілу Аллана за тривалий період. Наша мета - це виявлення теоретичного критерію для знаходження таких точок.

Для більшості практичних завдань короткочасна і точна оцінка частоти може бути отримана за допомогою спеціальної математичної обробки інформації (отриманих масивів даних). Деякі типи таких математичних методів описані в статтях Тирси і Жу Вейя [15, 204, 207, 213, 214, 215]. Хоча для широкого застосування ця теорія не досить узагальнена, і в ній не визначений остаточно загальний критерій для визначення точної миттєвої оцінки частоти.

Метою роботи є розробка нового швидкого методу виміру частоти, ґрунтованого на визначенні збігів імпульсів двох регулярних незалежних імпульсних послідовностей і використанні знову розробленого математичного апарату раціональних наближень з теорії чисел. У пропонованому новому методі момент зупинки для найточнішого виміру частоти електричного сигналу - не електронна виявлена якісна ознака як в інших методах, - а чисельна умова, отримана з теорії чисел. Цю умову зупинки легко здійснити за допомогою самих базових і недорогих цифрових мікросхем.

3.1.2 Принцип збігу імпульсів

Принцип збігу імпульсів був застосований до виміру частоти електричних сигналів [49, 207, 214]. У цьому методі шукана частота виміряна порівнянням її із стандартною частотою (див. рис. 3.1а). Нульові перетини обох частот виявлені, і короткий імпульс відтворений при кожному перетині. Сформовані дві регулярні незалежні імпульсні послідовності.

Вимірювана і еталонна послідовності коротких імпульсів порівнюються на предмет пошуку їх збігів за часовою шкалою. Це робиться за допомогою логічного елементу "І" (рис.3.2). Робиться визначення збігів імпульсів. Імпульси, сформовані в результаті збігів, можуть використовуватися як спуск і зупинка пари цифрових лічильників (події початку і зупинки виміру). Стандартні (еталонні) і бажані (шукані, визначувані) імпульсні послідовності подаються на лічильники і вимір бажаної частоти виходить множенням відомої еталонної частоти на співвідношення між підрахунком імпульсів невідомої і підрахунком імпульсів еталонної частоти, здійсненим в двох окремих цифрових лічильниках за час, що пройшов між подіями початку і зупинки виміру [207, 214].

Розглянемо дві послідовності вузьких імпульсів з періодами T_X і T_0 і з шириною імпульсу τ відповідно, сформовані в моменти перетинів з нульовою віссю двох синусоїдальних сигналів з частотами f_0 і f_x . Передбачається, що T_0 відомий параметр і T_X невідомий, а обидві імпульсні послідовності починаються синфазно, тобто зміщення по осі часу складає 0.

Якщо обидві імпульсні послідовності прикладаються до входів логічного елементу "І", то на виході виходить нерегулярна імпульсна послідовність імпульсів змінної ширини, що показано на мал. 3.1 а і б.

Якщо вірно здійснений вибір ширини імпульсу двох регулярних незалежних імпульсних послідовностей, то по осі часу періодично спостерігаються ідеальні збіги цих імпульсів [126]. Період повторення цих ідеальних збігів складає T_{X0} (мал. 3.1а).

Для виміру частоти порівнюються інтервали часу n_0T_0 і n_XT_X , де n_0 є кількістю періодів T_0 впродовж часу виміру і n_X є кількістю періодів T_X в тому ж інтервалі часу.

Для виміру частоти порівнюються інтервали часу n_0T_0 і n_XT_X , де n_0 є кількістю періодів T_0 впродовж часу виміру і n_X є кількістю періодів T_X в тому ж інтервалі часу.

Час виміру визначає інтервал часу між першим імпульсом збігу (початок виміру) після зовнішнього сигналу до початку процесу виміру, і будь-яким іншим

наступним імпульсом збігу (зупинка виміру). Як вже було згадано, n_0 і n_x - підрахунки імпульсів, отримані в двох цифрових лічильниках.

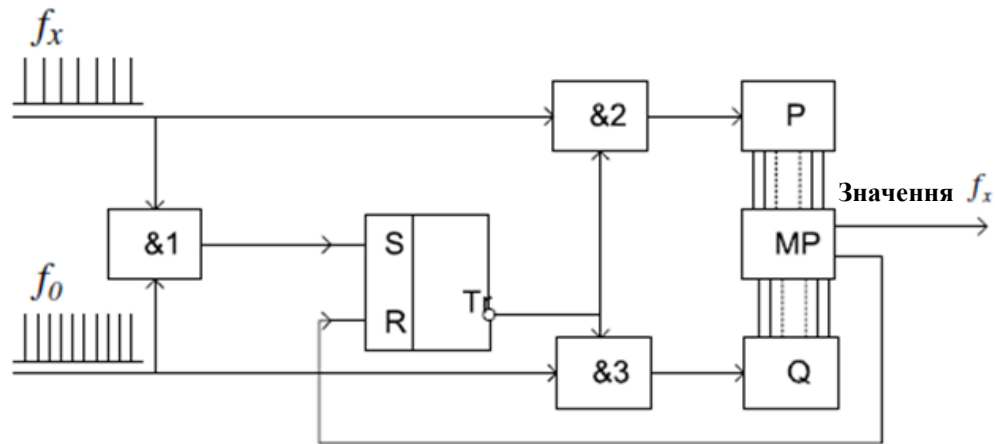


Рисунок 3.2 - Схема пристрою для виміру частоти шляхом прямого порівняння імпульсних послідовностей де &1, &2, &3 - схеми збігу, T - тригер, P , Q - лічильники, T_x , T_0 - періоди дотримання імпульсів невідомої частоти f_x і відомої частоти f_0 , МП - мікропроцесор.

Згідно Кларксону, збіг імпульсів відбувається коли

$$|n_x T_x - n_0 T_0| \leq \varepsilon \quad (3.1)$$

де ε - прийнятна погрішність (різницева значення між інтервалами часу $n_0 T_0$ та $n_x T_x$, див. рис. 3.1а). Через існування часткових збігів, помилка порівняння інтервалів часу $n_0 T_0$ і $n_x T_x$ зменшена до максимальної тривалості імпульсу збігу, 2τ .

Щоб знайти оцінки n_0 і n_x , які визначають вимірюване значення на цьому збігу, корисно представити (розширити) T_x/T_0 як відповідний (чи, як ще її називають в літературі, ланцюгову) дріб. Очевидно, що можна переписати (3.1)

$$\left| \frac{T_x}{T_0} - \frac{n_0}{n_x} \right| \leq \frac{\varepsilon}{n_x T_0} \quad (3.2)$$

Ліва сторона рівняння (3.2) показує, що наближення T_X/T_0 використовує раціональні $f_X=1/T_X$ і ми можемо написати

$$\left| f_X - \frac{n_0}{n_X} f_0 \right| \leq \frac{\varepsilon f_X f_0}{n_0}. \quad (3.3)$$

У (3.3) f_X є гіпотетичною справжньою оцінкою невідомої частоти і $f_0 n_0/n_X$ є значенням частоти, отриманим виміром. Потім, ділячи обидві частини (3.3) на f_X , і, зважаючи на те, що $f_0=1/T_0$, відносна погрішність виміру може бути виражена як

$$\beta = \left| f_X - \frac{n_0}{n_X} f_0 \right| / f_X \leq \frac{\varepsilon}{n_0 T_0} \quad (3.4)$$

Ми можемо побачити в нерівності (3.4), що відносну погрішність виміру обмежує співвідношення між прийнятною погрішністю порівняння інтервалів часу $n_0 T_0$ і $n_X T_X$, і інтервалом часу $n_0 T_0$. Значення $n_0 T_0$ - це приблизний час виміру.

3.1.3 Чисельна умова зупинки виміру

У вимірі частоти, n_0 та n_X - незалежні підрахунки, отримані в двох цифрових лічильниках, тобто вони - цілі числа. Відношення цілих чисел, як і наше вимірне значення частоти, можна досліджувати за законами теорії чисел.

Нагадаємо деякі засадничі постулати теорії чисел. Припустимо без втрати загальності, що $T_X > T_0$, тоді алгоритм ділення (Евклідовий) можна записати у виді

$$T_X = a_0 T_0 + \Delta t_0, \quad T_0 > \Delta t_0 \geq 0 \quad (3.5)$$

$$T_0 = a_1 \Delta t_0 + \Delta t_1, \quad \Delta t_0 > \Delta t_1 \geq 0 \quad (3.6)$$

$$\Delta t_0 = a_2 \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad \Delta t_1 > \Delta t_2 \geq 0 \quad (3.7)$$

$$\begin{array}{ccc}
 \vdots & & \vdots \\
 \Delta t_{i-2} = a_i \Delta t_{i-1} + \Delta t_i, & \Delta t_{i-1} > \Delta t_i \geq 0 & (3.8) \\
 \vdots & & \vdots
 \end{array}$$

$$\Delta t_{n-2} = a_n \Delta t_{n-1} + \Delta t_n, \quad \Delta t_{n-1} > \Delta t_n \geq 0 \quad (3.9)$$

де a_i - i -е часткові коефіцієнти для кожного кроку і Δt_i - i -ий залишок, з $i=1,2,3,\dots,n$. С $a_i \geq 1$, Δt_i - послідовність, що зменшується, для ненегативних ітерацій ($i \geq 0$).

Кожен залишок, отриманий на i -м кроці ділення алгоритму Евкліда, може бути інтерпретований як відстань, визначувану

$$|Q_i T_X - P_i T_0| = \Delta t_i. \quad (3.10)$$

де P_i та Q_i чисельник і знаменник i -ої конвергенти з ряду відповідних дробів для T_X/T_0 , визначуваному рекурсивно як

$$P_i = a_i P_{i-1} + P_{i-2} \quad (3.11)$$

$$Q_i = a_i Q_{i-1} + Q_{i-2} \quad (3.12)$$

для довільного $i \geq 2$, і

$$\begin{array}{l}
 P_0 = a_0, \quad Q_0 = 1, \\
 P_1 = a_0 a_1 + 1, \quad Q_1 = a_1.
 \end{array}$$

Тоді, з (3.10) кожен залишок Δt_i - абсолютна різниця між часовими інтервалами $Q_i T_X$ і $P_i T_0$.

З іншого боку, T_0 може бути виражений з точки зору двох послідовних залишків, використовуючи наступне вираження:

$$T_0 = Q_i \Delta t_{i-1} + Q_{i-1} \Delta t_i. \quad (3.13)$$

Подібне вираження може бути отримане для T_X

$$T_X = P_i \Delta t_{i-1} + P_{i-1} \Delta t_i. \quad (3.14)$$

Якщо n - число кроків в алгоритмі Евкліда, необхідних щоб отримати найбільшого загального дільника T_X і T_0 , тоді останній залишок $\Delta t_n=0$, і часовий інтервал Δt_{n-1} - найбільший загальний дільник обох періодів T_X і T_0 в послідовному діленні, вираженому в рівняннях (3.5), - (3.9). Оскільки найбільший загальний дільник - це останній залишок відмінний від нуля в цій послідовності ділень.

Якщо n - число кроків в алгоритмі Евкліда, необхідних щоб отримати найбільшого загального дільника T_X і T_0 , тоді останній залишок $\Delta t_n=0$, і часовий інтервал Δt_{n-1} - найбільший загальний дільник обох періодів T_X і T_0 у послідовному діленні, вираженому в рівняннях (3.5), - (3.9). Оскільки найбільший загальний дільник - це останній залишок відмінний від нуля в цій послідовності ділень.

Прийняття того факту, що Δt_{n-1} є найбільшим загальним дільником обох періодів T_X і T_0 , ми можемо записати

$$T_0 = Q_n \Delta t_{n-1} \quad (3.15)$$

$$T_X = P_n \Delta t_{n-1}. \quad (3.16)$$

З вираження (3.10) з точки зору (3.15) і (3.16) очевидно в (3.17), що крок n - точка повної рівності для обох тимчасових інтервалів (наприклад, періодів $7T_X$ і $12T_0$ на рис. 3.1a.

$$|Q_n P_n \Delta t_{n-1} - P_n Q_n \Delta t_{n-1}| = 0. \quad (3.17)$$

У вимірі частоти цей термін має математичний сенс найменшого загального множника, і практично визначає значення часового інтервалу T_{X0} (рис. 3.1a):

$$T_{X0} = \frac{T_X T_0}{\Delta t_{n-1}} = P_n Q_n \Delta t_{n-1} \quad (3.18)$$

Це і є умова для повних збігів імпульсів (рис. 3.1). Приймаючи T_{X0} як час виміру в процесі виміру частоти, з (3.1) і рис. 3.1 слідує:

$$|n_X T_X - n_0 T_0| = 0. \quad (3.19)$$

і кожен часовий інтервал $n_0 T_0$ і $n_X T_X$ рівний T_{X0} . Тоді

$$n_0 T_0 = P_n Q_n \Delta t_{n-1}, \quad (3.20)$$

$$n_X T_X = P_n Q_n \Delta t_{n-1}. \quad (3.21)$$

З аксіоми Архімеда [107, ст.7, правило V] витікає, що множення двох чисел $ab=c$ можна розглянути як суму $a+a+a+\dots+a$, в якій число доданків дорівнює b , або як суму $b+b+b+\dots+b$, в якій число доданків дорівнює a .

Тоді рівняння (3.15) і (3.16) можуть бути записані, використовуючи (3.20) і (3.21):

$$n_0 Q_n \Delta t_{n-1} = P_n Q_n \Delta t_{n-1}, \quad (3.22)$$

$$n_X P_n \Delta t_{n-1} = P_n Q_n \Delta t_{n-1}. \quad (3.23)$$

У виразів (3.22) і (3.23) є сенс тільки при

$$n_0 = P_n \quad (3.24)$$

і

$$n_x = Q_n. \quad (3.25)$$

Наведений вище аналіз алгоритму Евкліду, який, по суті, представляє у теорії чисел метод пошуку найменшого неділимого (цілого) відрізка (чи, одиниці виміру), здатного поділити без залишку (тобто, - теж без остачі!) невідомий великий відрізок (чи, в нашому випадку, - вимірювану невідому величину), дозволить нам сформулювати умову зупинки виміру.

Впродовж маленького часу виміру (менше або рівному 1с) очевидно з рівняння (3.4), що Δt_{n-1} повинен мати той же самий порядок величини, що і очікувана відносна погрішність виміру β . Тоді, згідно з вищесказаним, ми пропонуємо, щоб прийнятна погрішність в (1) була $\varepsilon = \Delta t_{n-1}$.

Приймаючи десяткове числення для обох періодів T_x і T_0 , за умов $T_x < 1$ і $T_0 < 1$, і вважаючи що еталонний період може бути виражений як $T_0 = 1 \times 10^{-5}$, тоді найбільший загальний дільник Δt_{n-1} .

$$\Delta t_{n-1} = (T_x, T_0) = \frac{1}{10^r} (A, 10^{r-s}), \quad (3.26)$$

де A , r , s - цілі числа з $r > s$, r є показником міри для очікуваного порядку величини β , $r - s$ відмінність між очікуваним порядком величини β і порядком величини періоду часу еталону.

З іншого боку відповідно до (3.25) число часових інтервалів T_x необхідних, щоб зупинити процес виміру повинно бути Q_n , а з (3.15)

$$Q_n = \frac{T_0}{\Delta t_{n-1}}. \quad (3.27)$$

Якщо A і 10^{r-s} в рівнянні (3.26) є взаємно простими, тоді $\Delta t_{n-1} = 10^{r-s}$ і

$$Q_n = 10^{r-s} \quad (3.28)$$

і, якщо вони не є взаємно простими, тоді $\Delta t_{n-1} = a/10^r$, де a - ціле число

$$Q_n = 10^{r-s} / a. \quad (3.29)$$

У обох випадках $1/10^r$ - загальний дільник обох періодів T_X і T_0 .

Тоді, з рівнянь (3.16), (3.24) і (3.25), слідує умова, яка задовольняє одночасно (3.19) і (3.29),

$$n_X = 10^{r-s}. \quad (3.30)$$

Вираження (3.30) - числова умова, яку ми пропонуємо для зупинки процесу виміру, і його легко здійснити за допомогою цифрових мікросхем.

Виражаючи його вербально, можна сформулювати таким чином: **найкраще наближення вимірюваної величини на цьому відрізку часу виміру виходить у той момент, коли при реєстрації збігів імпульсів невідомої і еталонної імпульсної послідовності лічильник числа невідомих імпульсів показує "одиницю з нулями"**. До цього логічного висновку можна прийти і іншим шляхом математичного аналізу, що і буде зроблено нижче.

3.2 Метод визначення збігу імпульсів

При цьому методі, невідома частота вимірюється шляхом порівняння її із стандартною (еталонною) частотою. Визначаються перетини сигналів обох частот з нульовою віссю X (віссю часу), формуючи дві звичайні незалежні послідовності вузьких імпульсів (див. рис. 3.1 б). Невідомі і зразкові послідовності вузьких імпульсів зіставляються для визначення збігів (одночасного існування високого рівня напруги в обох імпульсних послідовностях; чи, іншими словами, існування імпульсів в обох імпульсних послідовностях в один і той же момент єдиної шкали часу). Це зіставлення робиться з використанням логічного елемента "І" (рис. 3.2). Відбувається збіг послідовностей імпульсів. Імпульси, що співпали, служать свого

роду командою початку і завершення роботи пари цифрових лічильників (P і Q на рис. 3.2). Послідовності зразкових і невідомих імпульсів поступають на лічильники, і вимір невідомої частоти робиться, накопичуючи достатній статистичний матеріал деякої кількості імпульсів відомої зразкової частоти до моменту повного збігу цілої кількості періодів невідомої і еталонної частоти, співвідношенням підрахунків невідомих і зразкових періодів, зроблених за допомогою двох лічильників [49, 204].

Приймемо f_x за вимірювану або невідому частоту, а f_0 за зразкову частоту. На рисунку 3.1б, S_x і S_0 показані невідомі і зразкові послідовності вузьких імпульсів відповідно. Ширина імпульсів позначена τ (як і в попередньому аналізі).

Приймемо ΔT за найбільшого спільного дільника (н.с.д.) обох періодів $T_x = 1/f_x$ і $T_0 = 1/f_0$. ΔT означає мінімальний часовий інтервал, що досягається, як говорилося вище, за допомогою стабільності стандарту частоти, τ і ΔT - незалежні параметри.

Далі розглянемо використання ідеального методу.

Відмітимо, що існує пара вузьких імпульсів в послідовностях S_x і S_0 , які точно співпадають на часовій осі.

Така перша пара імпульсів, які повністю співпадають, позначена нульовими індексами (рис. 3.1б). Вона є своєрідною командою для початку виміру частоти. P_n і Q_n - це показники порахованих імпульсів з послідовності S_x і S_0 , які виникають між суміжними збігами. Між двома парами (які відносяться до імпульсів 0 і 17 послідовностей II опорної частоти), що повністю співпали, існують також часткові збіги. Суміжні збіги можуть бути частковими або повними. Показник n відноситься і до часткових, і до повних збігів. На рис. 3.1б для другої і третьої пари, що частково співпала, відповідно: $P_1 = 3$, $Q_1 = 5$; $P_2 = 7$, $Q_2 = 12$.

Дробі $P_1/Q_1 = 3/5$, $P_2/Q_2 = 7/12$ кожна окремо можуть використовуватися для оцінки невідомої частоти, як відомо з [72,77]. З іншого боку, згідно [42, 107], якщо у нас є дві дроби P_1/Q_1 , P_2/Q_2 , їх можна шляхом простого підсумовування їх чисельників і знаменників об'єднати в загальний дріб, що називається медіантою цих двох початкових дроби :

$$\frac{P_2}{Q_2} \left\langle \frac{P_1 + P_2}{Q_1 + Q_2} \right\rangle \left\langle \frac{P_1}{Q_1} \right\rangle. \quad (3.31)$$

Використання ланцюгових дробів пов'язане з поняттям апроксимації, а саме:

$$\frac{P_2}{Q_2} \left\langle \frac{P_1}{Q_1} \right\rangle. \quad (3.32)$$

Отже, у нашому випадку P_1/Q_1 , P_2/Q_2 являються апроксимантами по відношенню один до одного і медіанті, побудовані з них [42, 107]:

$$\sum_m P_n / \sum_m Q_n = (P_1 + P_2) / (Q_1 + Q_2) = (3 + 7) / (5 + 12) = 10/17. \quad (3.33)$$

3.2.1 Властивості медіант

Медіанта і її апроксиманти мають загальні істотні властивості [42, 209] і [107, р. 19, III]:

$$P_n Q_{n+1} - P_{n+1} Q_n = \pm 1. \quad (3.34)$$

Медіанта, загалом, має вигляд:

$$\sum_m P_n / \sum_m Q_n \quad (n = 1, 2, \dots; m = 2, 3, \dots, n-1), \quad (3.35)$$

де n - показник дроби; m - показник медіанти. Показники у круглих дужках (3.35) означають, що можна утворити медіанту не менше, ніж з двох дробів. В цьому випадку показник дроби $n = 2$, а відповідний показник $m = 1$, тобто показник медіанти завжди на одну одиницю менше, ніж показник дроби. Медіанта може складатися з двох дробів, з показником $n = 1, 2, 3$ [42, 49, 107]. У цьому випадку їх

медіанта може формуватися за останнім показником $n = 3$, а попередня медіанта з показників $n = 1$ і $n = 2$.

Таким чином, індекси n і m у формулі (3.35) показують тільки крок в апроксимації.

Як сказано в (3.35), ми беремо до уваги дві суми

- $\sum P_m P_n$ сума усіх чисельників n , які утворюють медіанту m ;

- $\sum P_m Q_n$ - сума усіх знаменників n , які утворюють медіанту m .

В той же час, ці суми автоматично забезпечують компенсаційну постійність часу виміру, який стає середнім (без строгого обмеження). Цей метод навіть більше нагадує "тривалий штамп часу" (continued time stamping), чим наприклад, метод, викладений в [116], де цей термін власне і вводиться уперше.

Згідно з основними положеннями теорії вимірів [72,77] результат виміру ніколи не відобразиться у вигляді цілого числа. Це пояснюється тим, що вірогідність того, що кількість з n стандартних одиниць може повністю (без остачі, без залишку) співпадати з шуканим вимірюваним, наближається до нуля. Можна припустити, що значення вимірюваної частоти - це ірраціональне число, визначуване її відношенням з еталонною частотою, $\alpha = f_x/f_0$. Оскільки, медіанта $\sum_m P_n / \sum_m Q_n = 10/17$ ближче до α , чим отримані аппроксиманти, можемо прийняти і

$$f_x = f_0 \sum_m P_n / \sum_m Q_n \quad (3.36)$$

Ми повинні позначити систематичну погрішність f_x у вигляді $\Delta f_x = f_x - f_0 \sum_m P_n / \sum_m Q_n$. Розділимо ліву і праву частина цього виразу на f_0 . Це дає нам

$$\Delta f_x / f_0 = f_x / f_0 - \sum_m P_n / \sum_m Q_n. \text{ Оскільки } f_x / f_0 = \alpha, \text{ та згідно з [85], } \left| \alpha - \sum_m P_n / \sum_m Q_n \right| \leq 1 / (\sum_m Q_n)^2,$$

$$\text{то } \Delta f_x = f_0 / (\sum_m Q_n)^2.$$

Відповідний показник систематичного виміру погрішності β_{xm} (зміщення частоти [105]), використовуючи (3.36), можемо написати

$$\beta_{xm} = \frac{\Delta f_{xm}}{f_x} = \frac{1}{\sum_m P_n \times \sum_m Q_n}, \quad (3.37)$$

де Δf_{xm} - середня погрішність виміру частоти.

Це ідеальний варіант. Він показує, що аппроксиманти та їх медіанти можуть використовуватися для точного порівняння невідомої і відомої (еталонною) частот між собою. Використовуючи аппроксиманти та їх медіанти, можемо визначити значення невідомої частоти і її систематичну погрішність.

Але при кон'юнкції (операція "І" у Булевій алгебрі) справжніх послідовностей імпульсів, позиції імпульсів з послідовності S_x по осі часу є довільно розташованими по відношенню до імпульсів послідовності S_o . Відомо з [50], що кон'юнкція двох періодичних послідовностей імпульсів з частотами f_x , f_o генерує нескінченну послідовність випадкових збігів (див. вид екрану осцилографу на рис. 4.1в). Для імпульсів з тривалістю (тривалістю імпульсу) $\tau_x \approx \tau_o = \tau$, середня частота збігів дорівнює $\bar{f}_{x0} = 2f_x f_o$ з періодом

$$\bar{T}_{x0} = \frac{1}{2f_x f_o} . \quad (3.38)$$

Якщо невідоме значення частоти f_x округлити, використовуючи певну медіанту з індексом i , тоді відносне значення інструментальної погрішності обмежується двома чинниками: 1) тривалістю імпульсів, які беруть участь у збігу, і 2) часом виміру t_m . Таким чином, $\beta_{xi} = \Delta f_{xi} / f_x \leq 2\tau / t_m$.

З експериментів відомо, що таке значення інструментальної погрішності на два-три порядки менш, ніж при класичному вимірі частоти [207]. При тривалості імпульсу $\tau \approx 7 \cdot 10^{-9}$ с вимірюване значення частоти $f_x = 1 \cdot 10^6$ Гц термостатованого кварцового генератору має середньоквадратичну погрішність $S_x = 1.79 \cdot 10^{-3}$ Гц на 50 спостереженнях впродовж часу виміру $t_m \leq 1$ с.

Але оцінка відносної систематичної погрішності по формулі (3.37), для методу збігу, використовуваного в [15, 207], складає $\beta_{xm} \approx 1 \cdot 10^{-12}$. Цей рівень погрішності наближається до відтворюваності часу і частоти атомних стандартів часу (часів): $\beta_o = 5 \cdot 10^{-13}$ [153, с. 185]. Ця обставина викликає необхідність точнішого дослідження можливостей, які нам надає використання методу наближення медіантами.

У [116] автор побічно підтверджує метод, що розглядається нами: він намагається математично обробити декілька періодів суміжних збігів, починаючи з другого збігу. Математичний апарат, пропонований їм добре відомий в літературі, і він є гідним методом для подальшої статистичної обробки після процесу виміру. Це гарний засіб, але кількість підрахунків в цьому випадку занадто велика. Отже, цей метод порівняно повільний. Згідно з приведеними автором даними, $\Delta f / f \approx 10^{-14}$ Гц. Цей результат в 10 разів гірший, ніж показує NIST [162]. Тому ми все ж вважаємо, що метод апроксимації - це найбільш перспективний, швидкий і точний спосіб виміру частоти.

3.2.2 Найкраще наближення медіантою, що задовольняє умові різностно-періодного кванту

Чисельник і знаменник кожної з медіант m відноситься до інтервалів часу $T_x \sum_m P_n$ і $T_0 \sum_m Q_n$. Випадкове перекриття імпульсів у збігах призводить до виникнення особливих сегментів часу $T_x \sum_m P_n$ и $T_0 \sum_m Q_n$, які мають різну тривалість. Межі їх лімітів складають

$$0 \leq \left| T_x \sum_m P_n - T_0 \sum_m Q_n \right| < 2\tau. \quad (3.39)$$

Цей вираз показує, що в послідовності медіант $\sum_m P_n / \sum_m Q_n$ ($n = 1; 2; \dots; m = 1; 2; \dots; n - 1$) можна вибрати одну, що задовольняє умові у вираженні

$$0 \leq \left| T_x \sum_m P_n - T_0 \sum_m Q_n \right| < \Delta T. \quad (3.40)$$

де ΔT у загальному вигляді є різницею на i -м збігу накопиченої суми з a періодів T_x невідомої частоти та b періодів T_0 відомої частоти, тобто найменшим загальним дільником обох часових інтервалів, або, по своїй фізичній суті - різностно-періодним квантом.

Ще раз повторимося, що з аксіоми Архімеда [107, с. 7] витікає, що множення двох чисел $ab = c$, можна розглядати, як суму $a + a + \dots + a$, при якій число доданків однакове по відношенню до b , так само як і сума $b + b + \dots + b$, дорівнює числу a . Число $c = ab$ показує, що загальними кратними будуть числа a і b .

За допомогою НСД ΔT можливо показати періоди T_x, T_0 , при цьому $a = T_x/\Delta T, b = T_0/\Delta T$. Таким чином, $c = T_x/\Delta T \cdot T_0/\Delta T = T_{x0}/\Delta T$ є загальним дільником. Отже, ми отримуємо

$$T_{x0} = T_x T_0 / \Delta T. \quad (3.41)$$

Отже, у формулі (3.40) кожен сегмент $T_x \sum_m P_n$ и $T_0 \sum_m Q_n$ в межах ΔT рівні між собою та з сегментом $T_{x0} = T_x T_0 / \Delta T$. Взявши це до уваги, ми можемо написати $T_x \sum_m P_n = T_{x0}$. Таким чином, ми знайшли $\sum_m P_n = T_{x0} / T_x = T_0 / \Delta T$.

З вищезгаданого, для прийнятого десяткового запису витікає, що медіанта, яка забезпечує найбільш точне наближення для $a = f_x/f_0$, і найбільшу точність для f_x , має чисельник у формі $\sum_m P_n = 1 \cdot 10^r$. Отже, ми бачимо, що чисельник в цій формулі має одиницю з кількістю нулів r .

Таким чином, легко зробити висновок, що найбільша точність виміру досягнута апаратом для визначення невідомої частоти тоді, коли лічильник імпульсів невідомої частоти має запис молодших значущих розрядів (least significant bits) у формі " r -нулів". Це - сигнал для припинення вимірювального процесу. Це очевидне виведення дозволяє розробити системи виміру часу або частотоміри з наперед заданою точністю і тривалістю виміру. Спрощена функціональна діаграма такого вимірника частоти показана на рис. 3.2. Сигнали імпульсів з частотами f_x і f_0 потрапляють в три схеми збігу. Заздалегідь, перед першим збігом в схемі збігу 1, тригер Т блокує активність 2-ою і 3-ою схем збігу.

Після появи збігу, лічильники P, Q зберігають інформацію про кількість імпульсів обох частот, поки лічильник P не отримає результат у вигляді $\sum_m P_n = 1 \cdot 10^r$. Цей результуючий сигнал переводить тригер в первинний стан. Вимір завершений.

Ми можемо стверджувати, що закінчення виміру лічених даних з лічильника $\sum_m Q_n$ є найкращою апроксимацією шуканого значення вимірюваною частоти на цей проміжок часу. Ми можемо довести це, проаналізувавши результати цифрових

показників комп'ютерного моделювання процесу збігу двох послідовностей імпульсів, приведеного нижче.

3.3 Двохетапне моделювання процесу збігу імпульсних послідовностей у MatLab

Щоб провести точніше пояснення, ми розділимо завдання на два етапи, або кроку. Перший крок - демонстрація дійсного фізичного процесу, що відбувається в електричній схемі частотоміра. Другий крок - аналіз цифрових результатів процесу збігів імпульсів.

3.3.1 Перший етап моделювання: фізичний процес збігу імпульсних послідовностей

Розглянемо перший крок. В ході моделювання в MATLAB згенеровані дві імпульсні послідовності унітарної амплітуди. Значення опорної частоти було набуто як $f_0=1 \times 10^7$ Гц. Значення невідомої частоти – $f_x=5878815.277629991$ Гц, період $T_x=1.701023 \times 10^{-7}$ с. При моделюванні генеруються обидва імпульси унітарної амплітуди. Один з них - це опорний сигнал, що має такі параметри: $T_0 = 1 \cdot 10^{-7}$ с и $s_0 = 1.5 \cdot 10^{-9}$ с. Значення ширини імпульсу в обох імпульсних послідовностях $\tau = 1.5 \times 10^{-9}$ с. В цьому випадку, ймовірно, що T_x і T_0 - взаємно прості числа і мають спільний знаменник $\Delta t_{n-1} = 1 \times 10^{-13}$.

Алгоритм моделювання забезпечив безперервне формування сегментів $n_0 T_0$ і $n_x T_x$, і порівняння величини їх відмінності з параметром 2τ . Коли значення вказаної відмінності було менше, ніж 2τ на відповідних кроках моделювання, це було ідентифіковано як збіг імпульсів і цілі числа n_0 і n_x зберігалися у пам'яті.

Для заданого часу моделювання t_{sim} , використовуватимуться дві часові послідовності згідно з рівняннями

$$t_{sx}(n_x) = (n_x - 1)T_x + \tau_x, \quad (3.42)$$

$$t_{s0}(n_0) = (n_0 - 1)T_0 + \tau_0, \quad (3.43)$$

де n_x, n_0 – цілі числа, яким відповідає номер імпульсу в кожній послідовності, а t_{sx}, t_{s0} – це показник часу у кінці імпульсу.

Умова збігу використовується у формулі

$$\tau_0 < t_{sx}(n_x) - t_{s0}(n_0) < \tau_x. \quad (3.44)$$

Прораховується множина варіацій збігів імпульсів для кожного імпульсу в з'єднанні двох послідовностей.

Кількість імпульсів між усіма суміжними збігами прораховується для кожного збігу, отже ми отримуємо P_n (сигнал невідомої частоти) і Q_n (сигнал зразкової частоти). Чисельник і знаменник - це медіанти, і вони розраховуються за допомогою $\sum_m P_n$ и $\sum_m Q_n$.

Бажана частота розраховується по формулі:

$$f_{xm} = \frac{\sum_m P_n}{\sum_m Q_n} \cdot f_0. \quad (3.45)$$

Відносна погрішність частоти розраховується по формулі:

$$\beta_x = \frac{\Delta f}{f_x} = \frac{f_x - f_{xm}}{f_x}. \quad (3.46)$$

Спрощена схема алгоритму показана на рис. 3.3

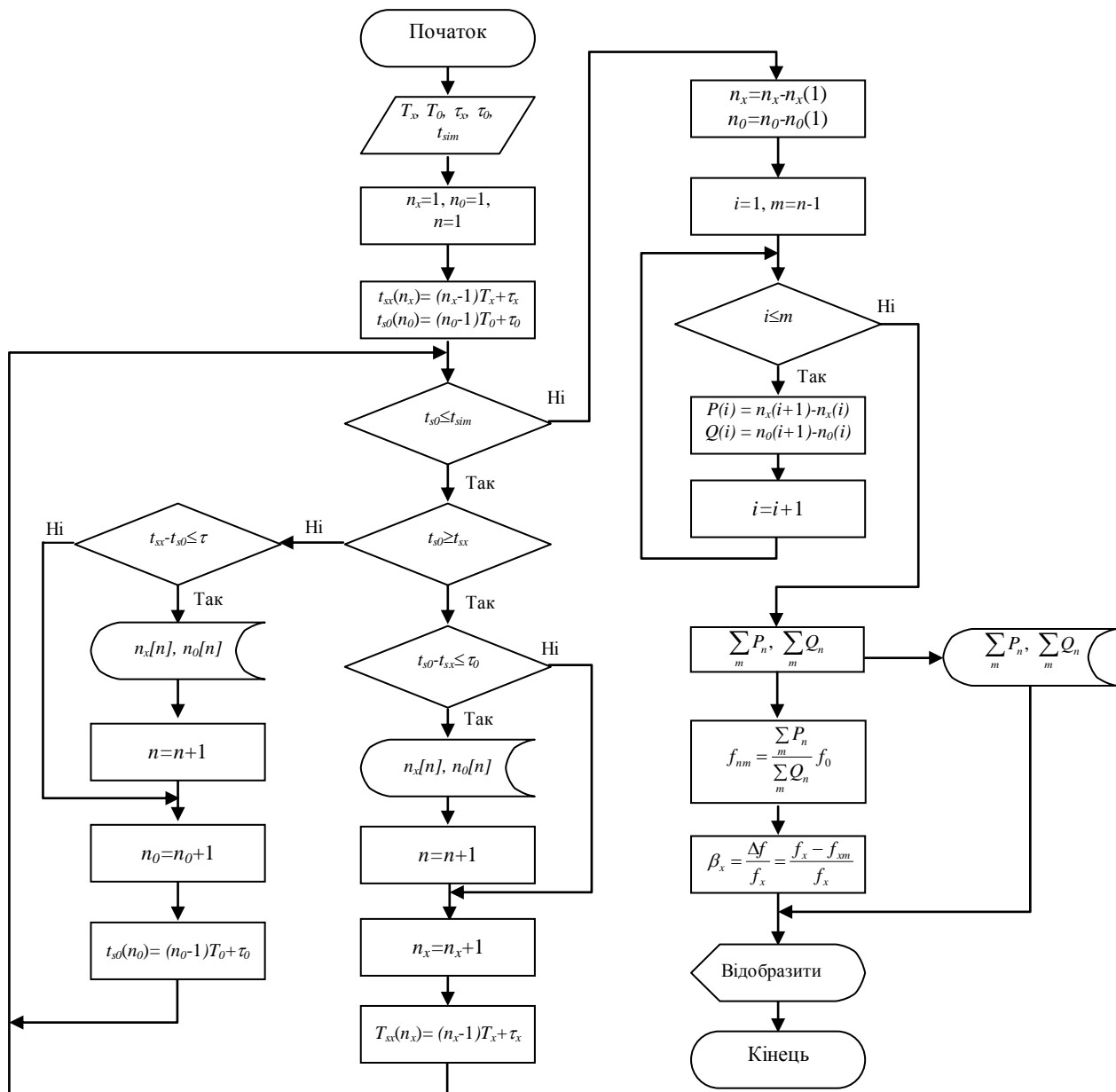


Рисунок 3.3 - Спрощена схема алгоритму моделювання завдання пошуку збігів

Проведемо аналіз перших результатів моделювання.

На рис. 3.4 показана підрахована частота з відносною погрішністю або відносний дозвіл. Час моделювання складає 0,2 с. На графіку, по цьому параметру, ми бачимо глобальне наближення до нуля (конвергенцію).

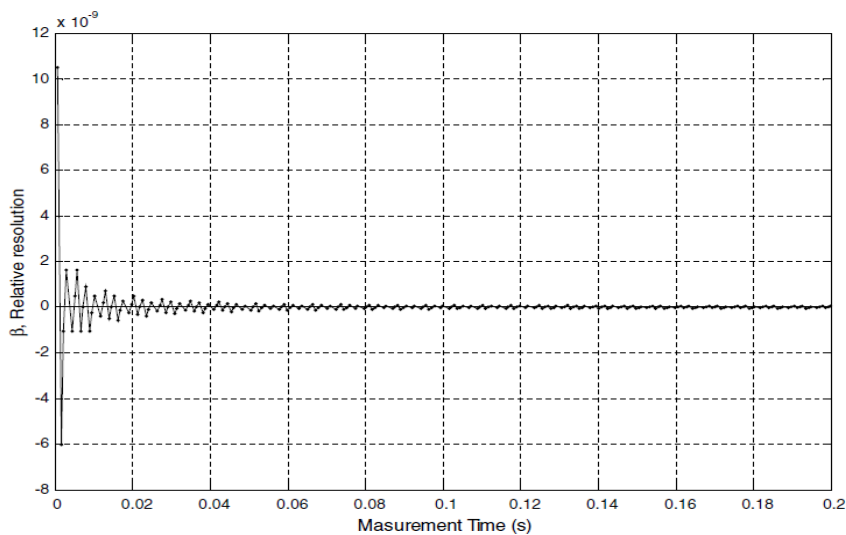


Рисунок 3.4 - Відносна погрішність частоти (відносне розрізнення), і її конвергенція (згідно розподілу Аллана).

Відносне розрізнення для найбільш точних збігів здійснюється за умови (3.28/3.30), $\Delta T = 1 \cdot 10^{-12}$ та показане на рис. 3.5 і 3.6

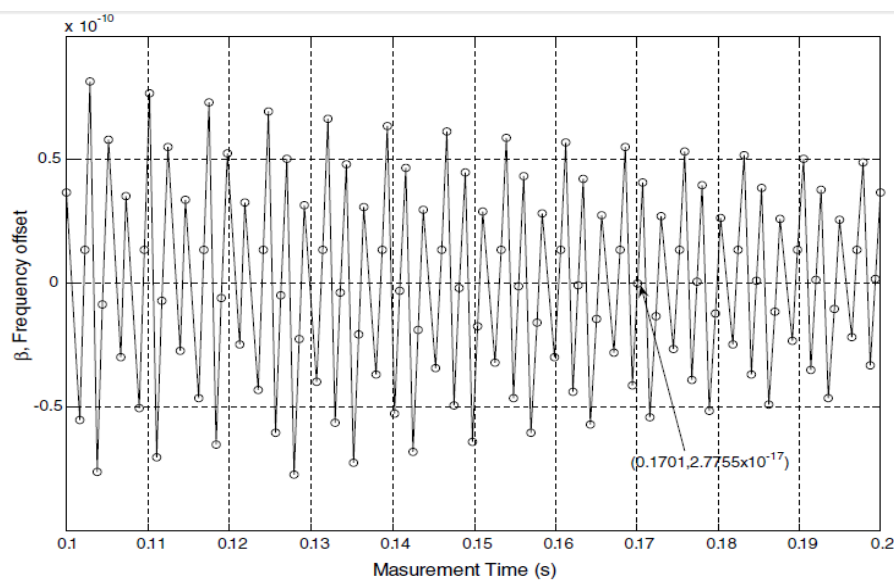


Рисунок 3.5 – Чергування збігів частоти немонотонними змінами

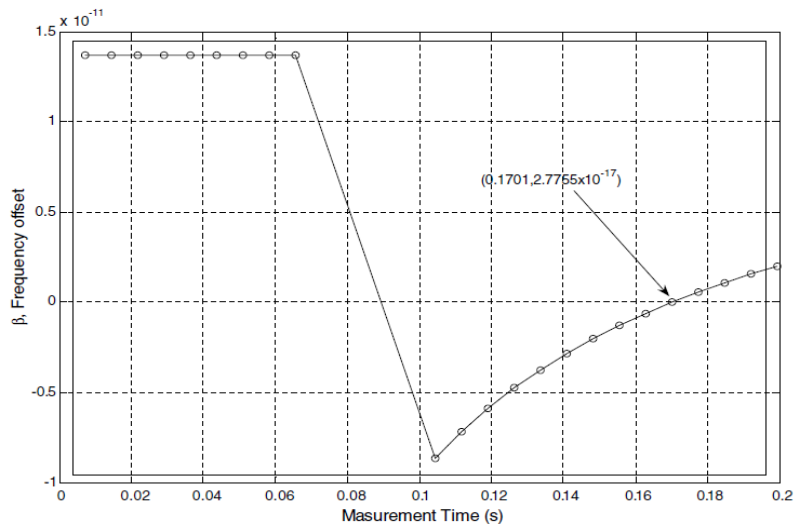


Рисунок 3.6 - Поведінка аппроксимант частоти для вибору найбільш точного збігу (числового значення медіанти)

На цьому графіку ми можемо спостерігати сходження вліво і розбіжність управо відносно значення 0,17 с. Ця умова повторюється з часом, і на рис.3.7 бачимо п'ять точок, де $|\beta x|$ має мінімум для модельованого часу в 1с.

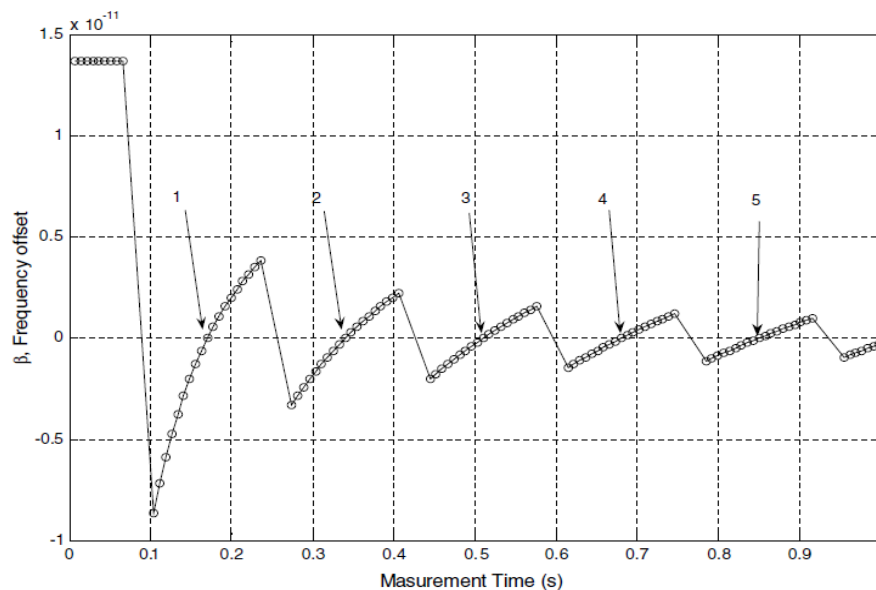


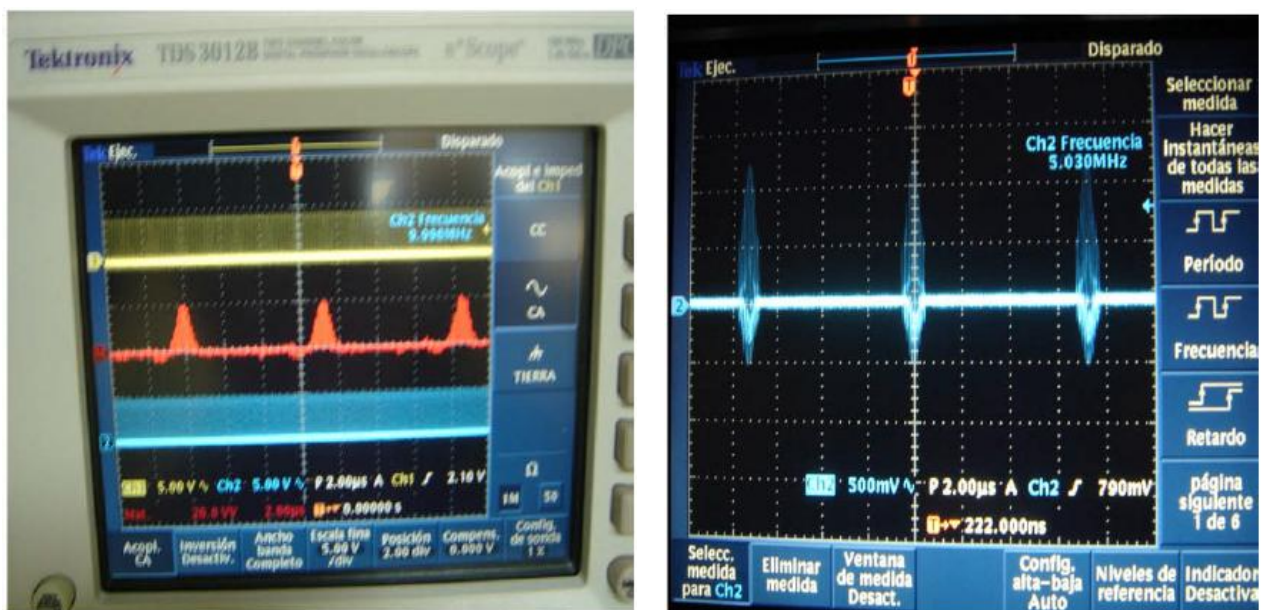
Рисунок 3.7 – Частотне відносне відносне розрізнення для серії найкращих збігів

Наше моделювання розглядає потік дискретних подій, таких як збіг по часовій осі дискретних імпульсів невідомих і зразкових послідовностей. Таким чином, реальні результати моделювання на наших графіках позначені точками, а не лініями. І якщо говориться "достатній мінімум для 0,17 с.", це означає, що модельована точка наближається до значення 0,17 с, як, наприклад, на рис. 3.5 (чи на рис. 3.6, де

показано збільшений масштаб в околицях цієї точки) теоретична погрішність виміру дорівнює нулю. Можна зробити висновок, що між різноманітними наближеннями, відповідними до істинного значення, існують деякі, які проявляються якнайкраще. Лінії на рис. 3.4 - 3.7 треба з'єднати в довільному (але не хаотичному) порядку для порівняння процесу.

Хоча при наближенні графіку на рис. 3.5 довільна зміна і немонотонне зниження характеристик очевидні, все ж ми можемо позначити точку, де $|\beta x|$ (де x означає наближення до невідомої частоти) мінімально для прийнятого середнього часу 0,17 с.

Ми також можемо відмітити характер найбільш точних збігів, що повторюється, під час експериментального дослідження. Для подібних до моделювання значень частот ми можемо спостерігати скриншоти збігів сигналів реальних кристалічних генераторів коливань (рис.3.8).



а)

б)

Рисунок 3.8 – Експериментальні скриншоти для серій найкращих збігів

Ці два скриншоти отримані різними способами. Для одного з них (рис. 3.8, а) використовувався "Tektronix" TDS 3012b, опція осцилографа "збільшення" ("множення") для двох незалежних послідовностей імпульсів, сформованих двома різними генераторами сигналів ("Agilent" 33250a і "Tektronix" AFG 3101). Другий скриншот (рис. 3.8, б) представляє чисто фізичне моделювання процесу збігу за

допомогою схеми збігу MC74HC08AN.

3.3.2 Другий етап моделювання: чисельний аналіз результатів збігу імпульсів

Для другого моделювання вимірювального процесу значення опорної частоти було набуто за $f_0 = 1 \cdot 10^7$ Гц, $T_0 = 1 \cdot 10^{-7}$ с. Гіпотетичне значення невідомої частоти $f_x = 5,878,815.277629991$ Гц - результат набутого значення за період $T_x = 1.701023 \cdot 10^{-7}$ с. $T_x/\Delta T$ и $T_0/\Delta T$ мають спільний знаменник і спільні прості числа, $\Delta T = 1 \cdot 10^{-13}$ с.

Моделювання алгоритму забезпечує тривале формування сегментів $T_x \sum_m P_n$; $T_0 \sum_m Q_n$ і порівнює величину їх різниці з параметром 2τ . Коли значення різниці було менше 2τ на відповідних кроках, було виявлено збіг імпульсів з послідовностей I і II. "Вимір" почався у $P_n = 0$, $Q_n = 0$ і закінчився у $\sum_m P_n = 1 \cdot 10^6$. Значення $\sum_m P_n$ и $\sum_m Q_n$ були зараховані і частота f_x була прорахована (див. таблицю. 3.1).

Таблиця 3.1 - Результати виміру частоти у процесі моделювання

n_x	n_0	$ n_x T_x - n_0 T_0 , s$	f_{xm}, Hz
Сумарний підрахунок імпульсів невідомої частоти $\sum_m P_m$	Сумарний підрахунок імпульсів еталонної частоти $\sum_m Q_m$	Абсолютна похибка $ T_x \sum_m P_n - T_0 \sum_m Q_n , c$	Результат вимірювання $f_x, Гц$
957087	1628027	$1,00 \cdot 10^{-13}$	5878815,277633602
1000000	1701023	$2,78 \cdot 10^{-17}$	5878815,277629991
1042913	1774019	$1,00 \cdot 10^{-13}$	5878815,277626677

У першій і другій колонках таблиці показані три пари чисел $\sum_k P_n$, $\sum_k Q_n$ з множини значень отриманих величин. У першій і третій парах показані чисельники і знаменники аппроксимант. Друга пара чисел - це медіанта, яка виявляє найкращий аппроксимант. Ці аппроксиманти і медіанта задовольняють умові (3.30). Цифри в четвертій колонці - це розрахунки невідомої частоти f_x у момент виміру, найкраща при $t_{m0} \geq 0,17$ с.

Використовуючи формулу (3.34) ми можемо визначити систематичну і відносну погрішності $\beta_{xm} = \Delta f_{xm}/f_x = 1/(1,701,023 \cdot 1,000,000) = 5,88 \cdot 10^{-13}$ (середня невідома частота). Легко визначити, що зі стандартом $\beta_0 \approx 1 \cdot 10^{-17}$ (нуль у індексі

показує на відношення частоти до відносної частоти) і частоті $f_0 = 100$ МГц, з середнім показником часу 2с , погрішність виміру частоти f_x відобразатиметься на рівні репродуктивності стандарту NIST PARCS, США [153, 162].

Це доводить щось важливе для практики: при спостереженні за процесом збігу двох незалежних імпульсних сигналів, невідомого і еталонного, є різні точки, де теоретична погрішність дорівнює нулю (рис. 3.3). Отже, в цих точках ми можемо упізнати результат виміру частоти теоретично з мірою точності як для довгострокового спостереження за стандартом високої стабільності. Очевидно, що при збільшенні обох частот, ці точки з'являтимуться в коротшому часовому інтервалі з великою їх кількістю. Для практики це означає, що можливо отримати точне значення вимірюваної частоти надзвичайно швидко. У багатьох завданнях мехатроніки і автоматики ця вимога недосяжна для нинішнього електронного устаткування. Це означає, що наш теоретичний метод відкриває нові технологічні можливості.

3.4 Аналіз впливу фазових коливань сигналу на працездатність пропонуваного методу

Усе викладене в пунктах 3.1 - 3.3 цього розділу було суто теоретичним аналізом геометричної моделі пропонуваного методу пошуку найкращого збігу між двома незалежними імпульсними послідовностями. У його основі лежало дуже просте і ясне твердження, що кращий результат наближення на основі аксіоми Архімеда буде отриманий там, де збіг цілої кількості неділимих ділянок (періодів) обох імпульсних послідовностей буде повним, без залишків і яких-небудь зрушень. Було показано, що такий метод апроксимації дає найкращий результат.

Проте на практиці імпульсні послідовності неідеальні, і мають фазовий шум. Простіше кажучи, реальне положення імпульсу в імпульсній послідовності відхиляється від ідеального випадковим чином. Це призводить на практиці до того, що теоретично ідеальні збіги двох імпульсів можуть виглядати як часткові. Цей підрозділ присвячений аналізу того, як ця обставина може вплинути на практичну працездатність методу.

Розпочнемо з того, що проаналізуємо причини і різновиди подібного шуму. Подібний аналіз потрібний, оскільки це, загалом, відоме явище досі не має строгої і стрункої теорії, а описується різними дослідниками в дуже вузькому аспекті якого-небудь прикладного завдання, частенько досить суперечливо. У літературі, до речі, є багато варіантів назв для цього явища: його називають фазовим шумом, або нестабільністю періоду імпульсної послідовності, або стохастичним тремтінням імпульсів; або дуже часто його називають "джиттером" (jitter), від англійського терміну, широко поширеного в зарубіжній літературі. Цей термін, зважаючи на його стислість і ясність добре прижився, тому і ми надалі вважатимемо за краще використати його.

3.4.1 Класифікація видів фазової нестабільності імпульсних послідовностей

Явище коливань фази імпульсу (джиттер) є випадковою зміною моменту часової вибірки (моменту появи кожного наступного імпульсу послідовності відносно попереднього). Як показано на рис.3.9 [224], випадкова зміна моменту вибірки припускає також і випадкову амплітуду коливань сигналу (флуктуація амплітуди сигналу), що дискретизує. Коливання амплітуди - це залежна функція від джиттера і похідної сигналу, при квантуванні вхідного сигналу з періодом T_s [224]:

$$x_0(nT_s + \delta_n) = A \sin(2\pi f_0(nT_s + \delta_n)) \approx x_0(t_n) + \left. \frac{\partial x_0}{\partial t} \right|_{t_n} \times \delta_n \quad (3.47)$$

Між тим, як впливає з рис.3.9, амплітудний шум менше ніж джиттер, і ми можемо зробити висновок, що найбільш важливим чинником, що впливає на наш принцип являється шум по часовій осі або просто джиттер. Таким чином у нашому подальшому моделюванні частотних вимірів ми розглядатимемо це особливе явище з усіма пов'язаними фізичними характеристиками.

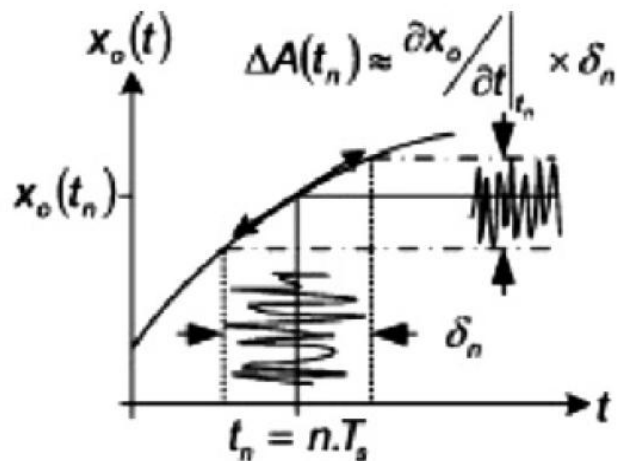


Рисунок 3.9 - Зв'язок між коливаннями фазового шуму та флуктуаціями амплітуди сигналу

Джиттер (коливання фази) визначений як короткострокова некумулятивна варіація значущих моментів сигналу (положення імпульсів по осі часу) від їх ідеального положення в часі [26,106,120]. По-перше, найбільш важливим аспектом цього визначення є некумулятивний характер коливань. З іншого боку, кожен імпульс послідовності незалежний від інших імпульсів по своїй фазі переміщень з довільною манерою, обмеженою відповідним законом розподілу. Цю обставину ми беремо в якості однієї з головних основ нашої теоретичної моделі, представленій нижче у підрозділі 3.4.3.

Присутність коливань в реальній послідовності імпульсів є причиною розмитості і нечіткості сигналу на мал. 3.8 а і б. Цей сигнал на скриншоті точно відображає утворення синхронної послідовності імпульсів збігів в ході експериментування з двома незалежними послідовностями імпульсів. Рис. 3.8 а і б - отриманий дослідним шляхом скриншот синхронізації двох незалежних послідовностей імпульсів невідомої і еталонної частоти, виявлених прототипом частотоміра (схема на рис.3.2), представленого на рис. 3.14. Цей скриншот представляє пакет збігів, що мають неоднорідну і зашумлену форму, обумовлену присутніми коливаннями фази імпульсів. Вид обох скриншотів (а, б) наочно переконує, що неможливо виявити електронними приладами обидві максимальні амплітуди синхронних послідовностей і їх істинне фазове положення. Можливість

з'ясувати істинне фазове положення дає тільки спеціальна математична модель теорії чисел [42,49], викладена в пункті 3.1 цієї роботи і в [209,224].

Манера зрушення фази імпульсів визначена власним законом розподілу, обумовленим різними джерелами. Розглянемо більш глибоко можливі причини виникнення фазових коливань.

Для моделювання широко відомо [132], що загальні коливання (TJ) складаються з двох компонентів: детерміновані коливання (DJ) і випадкові коливання (RJ). На часовій осі загальні коливання TJ - це сума випадкових RJ і детермінованих DJ коливань компонентів [132]. Випадкові коливання RJ характеризуються розподілом Гауса. Це показує, що вони теоретично необмежені у амплітуді. Коливання DJ, що детерміновані, складаються з декількох компонентів, обумовлених різними і, головним чином, фізично обґрунтованими явищами, такими як: електронна інтерференція; перехресні перешкоди (взаємодії полів двох сусідніх провідникових елементів) і обмеженість смуги пропускання. Усі підкомпоненти детермінованих коливань DJ мають межу розкиду, яка не зростає зі збільшенням узятих інтервалів часу [132].

Детерміновані коливання мають чотири складових: спотворення коефіцієнта заповнення (DCD), міжсимвольна інтерференція (ISI), періодичні коливання (PJ), межа некорельованих коливань (BUJ). DCD і ISI розглянуті в якості початкових кореляційних коливань, тоді як PJ і BUJ розглянуті в якості початкових некорельованих коливань. RJ необмежені і некорельовані [132]. На рис.3.10 представлена діаграма класифікації фазових коливань (видів джиттера).

3.4.1.1 Випадкові коливання (RJ)

Випадкові коливання RJ обумовлені загальним впливом великого числа дуже маленьких незалежних чинників або різними початковими умовами - джерелами шуму (такими як тепловий і світловий шум). Для головної межі теорії розподілу великого числа некорельованих джерел шуму підходить розподіл Гауса, даний в [132, 224]

$$J_{RJ}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.48)$$

де σ – стандартне відхилення розподілу фазових коливань або середнє квадратичне відхилення, J_{RJ} -вірогідність того, що головна межа (чи допоміжна межа) імпульсу, з'явиться у момент часу x ; де x - відхилення від середнього значення еталонної точки часу (момент часу, пов'язаний з точкою 50%-ної ширини імпульсу або з його максимальною амплітудою). На рис. 3.10а представлена гістограма випадкових коливань.

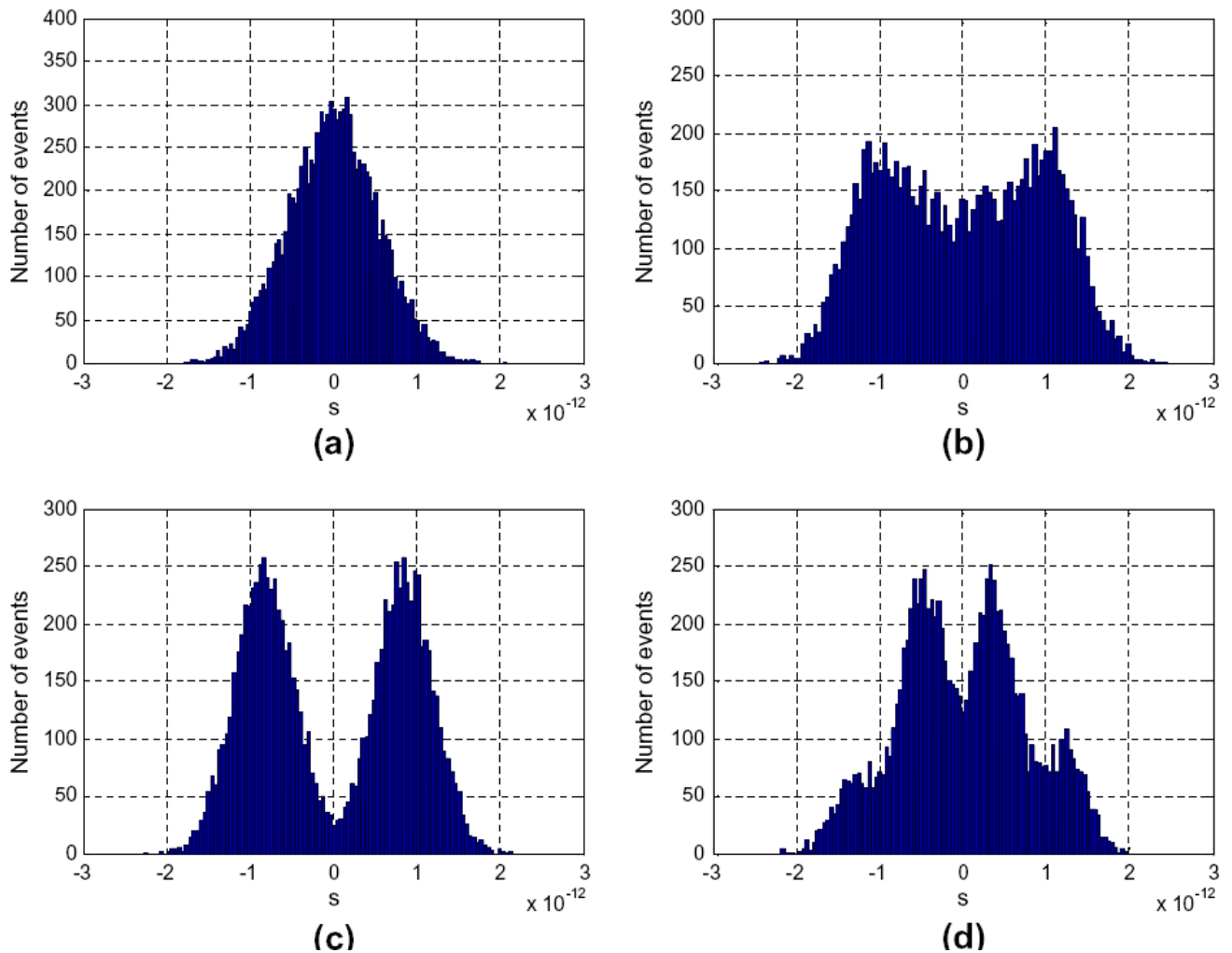


Рисунок 3.10 - Гістограма випадкових коливань RJ (а), синусоїдальні періодичні коливання з випадковими коливаннями (b), спотворення продуктивності з випадковими коливаннями (c), початкові залежні коливання із випадковими коливаннями (d); по осі ординат - число випадків.

3.4.1.2 Періодичні коливання (PJ)

Періодичні коливання обумовлені періодичним вибіркоким відхиленням від ідеального положення сигналу, який повторюється в часі, типово некорельований з початковим розміром даного або тактовою частотою [224]. Електромагнітні завади і перехресне наведення деякої шини синхронізуючих імпульсів можуть послужити причиною періодичних коливань.

Математична модель періодичних коливань PJ складається з суми косинусної функції і девіації фази, частоти модуляції і максимальної амплітуди. Модель дана таким чином

$$PJ_T = \sum_{i=0}^n a_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (3.49)$$

де PJ_T – означає загальні періодичні коливання (джиттер), n - число косинусних компонентів, a_i - амплітуда за одиницю часу в кожній гармоніці, ω_i - кутова частота відповідної модуляції, t - час, θ_i - відповідна фаза [132].

Синусоїдальні коливання за часовою шкалою дають функцію розподілу вірогідності, задану таким чином (нульовий час визначений в якості центру розподілу)

$$J_{PJ_i}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{a_i^2 - x^2}} & |x| \leq a_i \\ 0 & \text{у інших випадках} \end{cases} \quad (3.50)$$

де $2a$ - повний розмах ширини періодичних коливань впродовж одного періоду ("від піку до піку") [139]. На рис. 3.10b представлена гістограма синусоїдальних періодичних коливань з випадковими коливаннями.

3.4.1.3 Спотворення коефіцієнта заповнення (DCD)

Спотворення коефіцієнта заповнення, що також часто називається спотворенням тривалості імпульсу [106]. Це відхилення значення часу повного циклу (коефіцієнта заповнення імпульсної послідовності) від ідеального значення,

яке визначається різницею побітових тактів часу між одиничним бітом (логічний рівень 1) і нульовим бітом (логічний рівень 0). DCD може мати декілька джерел. Найбільш широкі - компенсаційний пороговий рівень ("пори́г нечутливості" електронних схем) і несиметричністю фронту і зрізу імпульсу [78]. DCD призводить до біноміального розподілу, що складається з двох різких піків рівної висоти, з не менше чим одним переходом типу "спад-зростання" в одному вимірі. Теоретично кожен пік є дельта-функцією Діраку, але на практиці випадкові коливання і гранична розрізнявальна здатність вимірювальної системи завжди роблять до піку кінцевої ширини і висоти. Аналітична формула розподілу коефіцієнта заповнення - сума дельта-функцій [132];

$$J_{DCD}(x) = \frac{\delta(x-a)}{2} + \frac{\delta(x+a)}{2} \quad (3.51)$$

де $2a$ – повний розмах ширини DCD. На рис.3.10с представлена гістограма розподілу коефіцієнту заповнення з випадковими коливаннями.

3.4.1.4. Початкові залежні коливання (DDJ)

Початкові залежні коливання характеризують помилку синхронізації, яка залежить від початкової (передуючої) послідовності бітів даних [139]. DDJ переважають в DJ, і обумовлені обмеженістю смуги пропускання системи або відбитою електромагнітною хвилею сигналу [130, 131]. Оскільки в потоці даних обмеженої довжини завжди знаходиться тільки обмежене число різних можливих комбінацій, то початкова залежна помилка синхронізації завжди робить дискретну (окрему) помилку синхронізації; теоретично розподіл DDJ - сума двох або більше дельта-функцій [132].

$$J_{DCD}(x) = \sum_{i=1}^N \{p_i \delta(x-t_i)\} \quad (3.52)$$

де $\sum_{i=1}^N p_i = 1$, N – число окремих комбінацій, p_i - вірогідність появи конкретної комбінації, t_i - розподіл переміщення меж наступних комбінацій. На рис. 3.10d

представлена гістограма початкових залежних коливань з випадковими коливаннями.

Кожна гістограма на рис. 3.10 а - d була побудована незалежно за даними, отриманими по моделюванню коливань в часовій області. Ця матмодель була ґрунтована на відомій коливальній моделі за літературними джерелами [132,139] і розділу обчислювальних програм, описаних нижче в підрозділі 3.4.4. Ці чотири види коливань були змодельовані у Матлаб, використовуючи математичні моделі, введені в наведених вище підрозділах 3.4.1.1.- 3.4.1.4.

Гістограми були отримані як роздрук 10000 точок за допомогою функції " hist" Матлаба, або 10000 випадків дискретних коливань (джиттера) відповідно до попередніх формул (3.48 - 3.52).

Пізніше ця форма коливань була практично використана в моделях сигналів в часовій області (по осі часу), представлених на рис. 3.12.

3.4.2 Початкові дані для комп'ютерного моделювання джиттера імпульсних послідовностей.

Розглянемо дві послідовності коротких імпульсів $S_x(t)$ і $S_o(t)$ з періодом T_x і T_o відповідно і шириною імпульсу τ . Обидві послідовності імпульсів згенеровані виявленням нульового перетину двох синусоїдальних сигналів з віссю часу, з частотами: f_o (стандартна частота) і f_x (невідома частота). Вважаємо, що обидві послідовності імпульсів починаються у фазі, тобто зрушення за часом дорівнює 0. Якщо обидві послідовності імпульсів практично подавати на порти введення (логічні входи) схеми " I", то послідовність нерегулярних імпульсів сформується з часткових і повних згенерованих збігів, що представлено на рис. 3.1а.

Для частотних вимірів були порівняні часові інтервали $n_o T_o$ та $n_x T_x$ (рис. 3.1), де n_o - кількість періодів T_o у часі вимірів і n_x - кількість періодів T_x у тому ж інтервалі часу. Час виміру може бути визначений як часовий інтервал між першим імпульсом початкового збігу (сигнал початку вимірів) після початку процесу виміру і будь-яким іншим подальшим імпульсом збігу (сигнал закінчення вимірів).

Як згадано в попередньому розділі, n_o і n_x - суми отриманих імпульсів у двох незалежних цифрових лічильниках. Математична умова збігу імпульсів задана

рівнянням (3.1), де ε - прийнятне значення помилки (допустима величина погрішності) між часом інтервалів $n_0 T_0$ і $n_x T_x$ [132,224]. Враховуючи формули (3.2) і (3.3), можна скласти модель поведінки імпульсної послідовності в умовах присутності джиттера.

3.4.3 Моделювання флуктуацій послідовності імпульсів (обчислювальний експеримент)

У обчислювальному експерименті моменти прив'язки до осі часу кожного імпульсу з двох послідовностей коротких імпульсів $S_x(t)$ і $S_0(t)$ вчислені з використанням наступних формул:

$$t_x(m_x) = (m_x - 1)T_x + t_{\varphi x} \quad (3.52)$$

$$t_0(m_0) = (m_0 - 1)T_0 + t_{\varphi 0} \quad (3.53)$$

де T_x - гіпотетичне значення періоду послідовності імпульсів невідомої частоти, T_0 - період послідовності імпульсів відомої частоти, $t_{\varphi x}$ і $t_{\varphi 0}$ - часові інтервали, пов'язані з початковою фазою кожної послідовності імпульсів, m_x і m_0 - цілі числа, що представляють число імпульсів в кожній послідовності у змодельованому часовому відрізьку. Графічна інтерпретація цих параметрів представлена на рис. 3.11а.

Для кожного імпульсу в двох послідовностях часові зміни початку відліку вчислені і додані до моментів часу, отриманих в (3.52) і (3.53), залежні від відповідних типів фазових коливань (джиттера), використовуючи формули

$$t_{xj}(m_x) = t_x(m_x) + \Delta t_x \quad (3.54)$$

$$t_{0j}(m_0) = t_0(m_0) + \Delta t_0 \quad (3.55)$$

де $t_{xj}(m_x)$ і $t_{0j}(m_0)$ - початок відліку часу в кожній послідовності імпульсів, що перебуває під впливом фазових коливань (джиттера); $t_x(m_x)$ і $t_0(m_0)$ - початок відліку

часу без коливань; Δt_x і Δt_0 - тимчасові відхилення від істинних положень (обоє здатні мати позитивне або негативне значення), у припущенні, що обоє є короткоперіодичними некумулятивними варіаціями випадкового характеру у рамках приведених вище законів розподілу.

Синхронність імпульсів за шкалою часу була отримана, використовуючи умову збігів (3.44), в якому τ_x і τ_0 - ширина імпульсів в кожній послідовності коротких імпульсів.

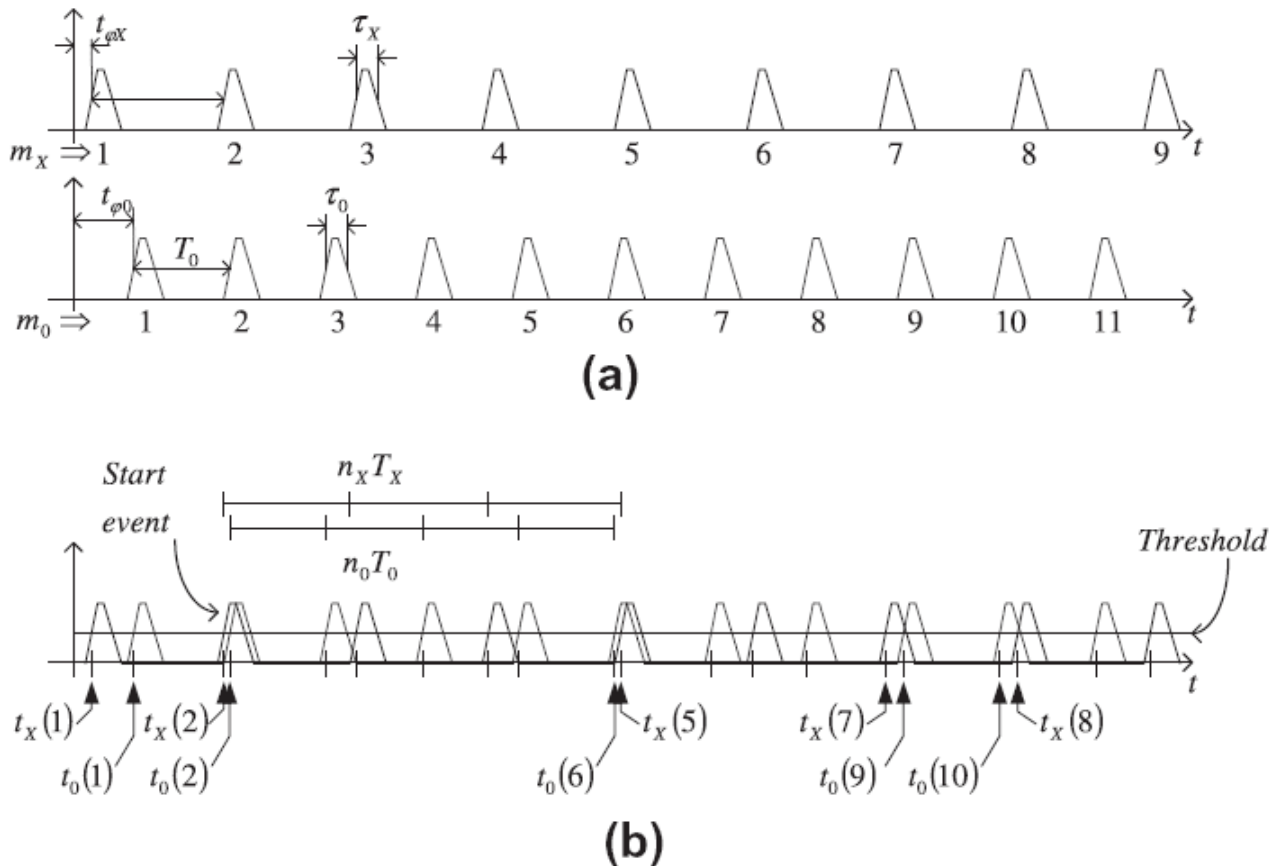


Рисунок 3.11 – Графічна інтерпретація параметрів, використаних у моделюванні процесу синхронізації імпульсів

Збіг імпульсів був обраний у якості критерію початку вимірів у обчислювальному експерименті. Використовуючи цей збіг як початок відліку імпульсів, число імпульсів подальших збігів безперервно підраховувалося (у даному випадку, обчислювалося програмою), n_0 і n_x обчислювалося для кожного подальшого збігу.

Для кожного подальшого збігу після збігу, вибраного як початкова точка вимірів, значення частоти було розраховане по формулі

$$f_{xm} = \frac{n_x}{n_0} f_0 \quad (3.56)$$

а відносна погрішність виміру по формулі (3.4).

3.4.4 Аналіз результатів комп'ютерного моделювання джиттера

У [209], та у пункті 3.1, показано, що найкраща апроксимація відношенням n_x/n_0 з'являється кілька разів впродовж короткого часу спостереження послідовностей імпульсів f_0 і f_x . Це надзвичайно ясно показано на рис. 7 у [209, с. 142] та на рис. 3.7 цього розділу. З рис.3.7 очевидно, що для використаних у моделюванні значень f_0 і f_x найкращі апроксимації (з теоретичною погрішністю, рівною 0) з'являються 5 разів впродовж короткого відрізка часу тривалістю тільки 1 с. Має важливе значення той момент, що ця кількість тільки зростатиме пропорційно зі збільшенням обох частот, т.ч. при збільшенні абсолютного значення частоти найкраща апроксимація може бути знайдена значно швидше. Це надає можливість того, що зі збільшенням частоти час виміру зменшується. Це має важливе значення стосовно до різноманітних датчиків, чутливих до фізичних параметрів, перетворених в швидкі зміни частоти [14, 137, 143-148, 150, 184, 191, 232, 260].

Перше з найкращих наближень зареєстровано тільки на 0,17 с. Це значення показане на рис. 3.7, збільшено на рис. 3.6 у інтервалі часу 0,1...0,2 с. У [209] строго доведено, що це значення дорівнює вимірюваному значенню частоти, і погрішність вимірів залежить тільки від власного шуму опорного джерела частоти (еталону).

Найкращі збіги, отримані при дотриманні умови (3.1) з погрішністю $\varepsilon = 1 \times 10^{-12}$ представлені на рис.3.7. На цьому графіку ми можемо спостерігати зближення ліворуч і розбіжність справа навколо точки 0,17 с. Ця умова повторюється з часом, на рис.3.7 ми можемо бачити такі п'ять інтервалів часу і п'ять

точок, де відносна помилка виміру частоти $|\beta_z|$ мінімальна для модельованого часу в 1 с.

Наше моделювання розглядає течію дискретних подій типу збіг на часовій осі дискретних імпульсів невідомої та стандартної послідовності. Таким чином дійсні події моделювання на цьому графіку - точки, а не лінії. Коли ми говоримо "мінімум дійсний для моменту часу 0,17 с", це означає, що змодельована точка знаходиться найближче до 0,17 с на рис.3.7 (рис. 3.6 - це збільшення околиць цієї точки на рис.3.7), і теоретична погрішність виміру в ній строго дорівнює 0. Чим ми і можемо завершити процес виміру невідомої частоти, оскільки між різноманітними гарними наближеннями до реального значення є деякі з них, найкращі на даному інтервалі. Лінії на рис. 3.6 і 3.7 нам потрібні для того, щоб підкреслити альтернативно-змінний (але не хаотичний) характер процесу збігів.

Проте, в [209] підтвердження цих результатів було логічно виведене за відсутності фазових коливань (джиттера). Украй необхідно у даний час процесу моделювання перевірити можливість впливу випадкових варіацій фази імпульсів на конфігурацію рис. 3.6 і 3.7 відповідно.

Обчислювальний експеримент, представлений в цьому підрозділі, має на меті аналіз впливу джиттера на запропонований критерій найкращої апроксимації.

З цією метою в Матлабі спочатку були згенеровані у часовій області усі види фазових коливань (джиттера) від різних джерел з можливістю зв'язати їх з двома даними послідовностями імпульсів. Усі види коливань були узяті з класифікації, представленої на рис. 3.10. Результати моделювання коливань в реальному масштабі часу по формулах з розділу 3.4.1 дані на рис. 3.12.

Перший ряд на рис. 3.12 представляє моделювання в часовій області випадкових коливань, представлених на рис. 3.10 а; друга лінія на рис. 3.12 представляє синусоїдальні періодичні коливання з випадковими коливаннями на рис. 3.10b; третій ряд на рис. 3.12 представляє спотворення коефіцієнта заповнення з випадковими коливаннями на рис. 3.10c; четверта лінія - початкові залежні коливання з випадковими коливаннями з рис. 3.10d.

У програмі моделювання була забезпечена можливість звернення до усіх видів законів розподілу коливань обох послідовностей імпульсів, - невідомої і стандартної частоти, - незалежно.

Для моделювання випадкових коливань була використана вбудована функція Матлаба `randn`, що калібрує різні стани кожного моменту моделювання з середньоквадратичним значенням $0,7 \text{ пс}$ ([209, с.140]).

Для моделювання спільної дії періодичних і випадкових фазових коливань імпульсу, використовується однотонний синусоїдальний сигнал зі значенням відстаней між списками 10 пс і частотою 5 МГц ([209, с.140]). Додатково в модель додані псевдорівномірно розподілені змінні (`rand`: вбудована функція Матлаба), для симуляції положення і рухливості джерела інтерференції, оскільки інтерференція відіграє важливу роль у формуванні фазових коливань і поведінка цього джерела носить випадковий характер. Для моделювання спотворення коефіцієнта заповнення спільно з дією випадкових фазових коливань, перша з двох імпульсних функцій згенерована, використовуючи псевдорівномірні розподілені змінні (вбудована функція Матлаба).

Тоді, відповідно до функції Матлаба "`rand`" повертаються значення записані для стандартного рівномірного розподілу на відкритому інтервалі $(0,1)$, T_{ji} набуває тільки значення a або $-a$ з апроксимуючою вірогідністю 50% для кожного. Після того псевдонормально розподілена змінна підсумовується з середньоквадратичним значенням як дріб середнього квадратичного значення і випадкового джиттера

$$T_{js} = T_{ji} + \text{randn}(1) * A_o / k^2;$$

Подібний алгоритм використаний для моделювання початкових залежних коливань (DDJ). У цьому випадку відкритий інтервал $(0,1)$ - це N різних дискретних відрізків таких, що довжина кожного підінтервалу дорівнює бажаній вірогідності та кожній точці усередині інтервалу привласнюється відповідне значення. Зазвичай при цьому використовують тільки чотири інтервали, але ми для більшої деталізації візьмемо п'ять. Нарешті, до моделі доданий випадковий джиттер.

Аналіз рис. 3.10d показує, що цей типовий випадок маловірогідний в умовах нашого експерименту (чи, принаймні, може зробити найменший вплив в умовах нашого завдання): оскільки він характерний для дискретних систем передачі даних, тоді як у даному завданні у нас найбільш вірогідне інше явище - аналогове зрушення цілого значення виміру. Крім того, згідно класифікації джиттера в [132]

(див. рис. 1 на стор. 135 [132]) автори у випадку, схожому на наш, рекомендують тільки два компоненти, - (PJ і BUJ). Проте, з метою виключення втрати загальності характеру комп'ютерного експерименту, проведемо моделювання дії усіх чотирьох видів джиттера [224].

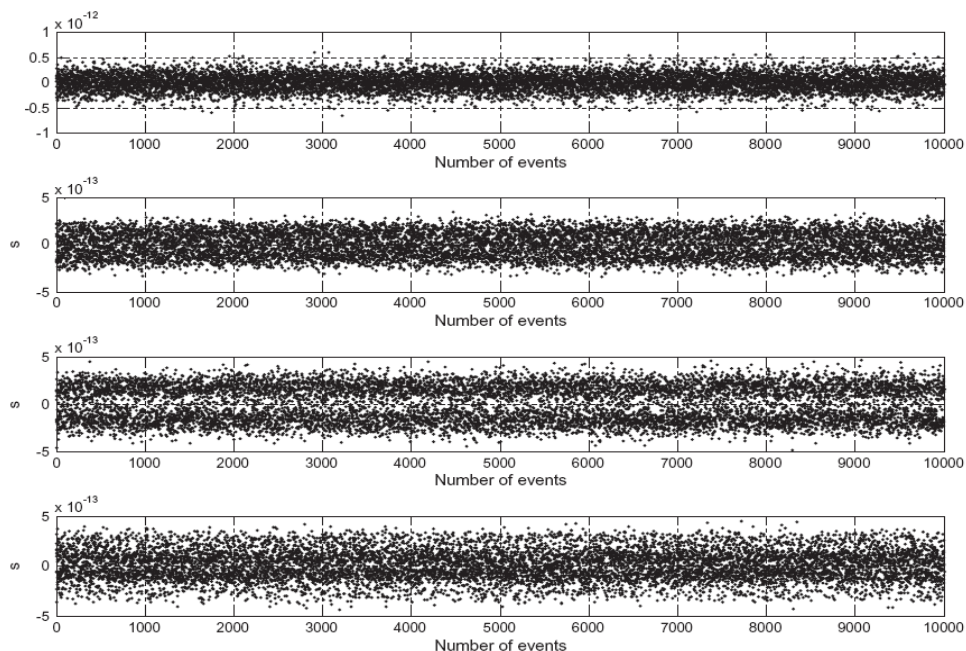
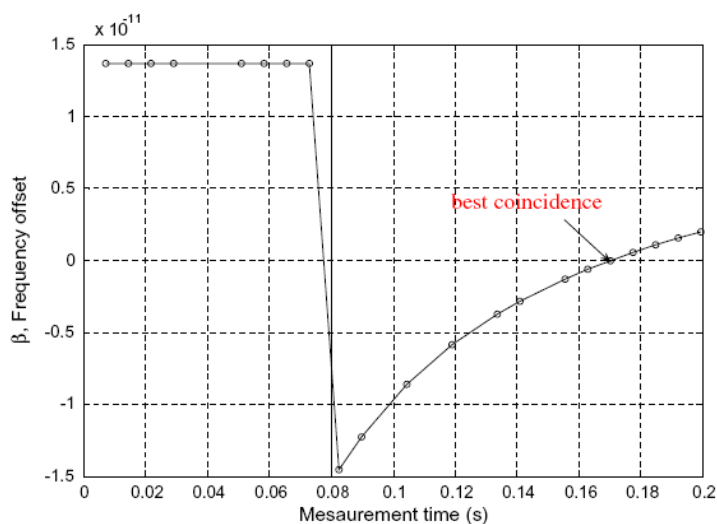
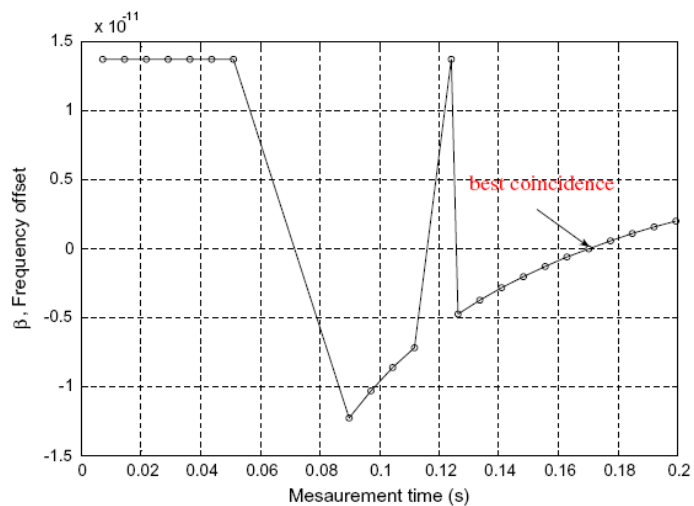


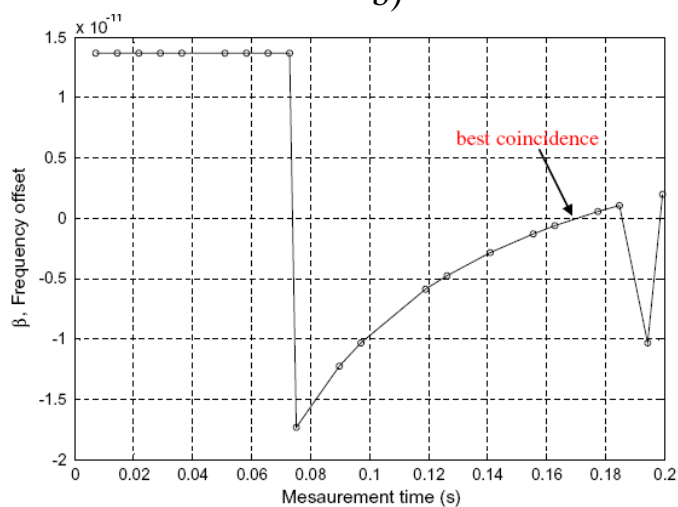
Рисунок 3.12 – Генерування у часовій області різних видів коливань з рис.3.10.



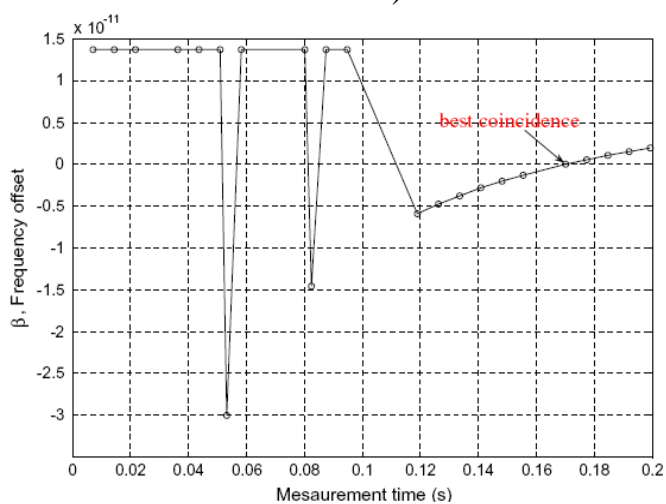
a)



b)



c)



d)

Рисунок 3.13 - Результати моделювання різних видів шуму, що впливають на дві імпульсні послідовності при вимірі частоти; (а) дві послідовності, що перебувають під впливом випадкових коливань з розподілом Гауса (RJ), $\sigma=2\sigma_0$; (б) стандартні впливи змішаних випадкових і невідомих коливань

(PJ + RJ); (c) стандартні впливи змішаних випадкових і невідомих коливань (DCD + RJ); (d) стандартні впливи змішаних випадкових і невідомих коливань (DDJ + RJ).

Таким чином, об'єктом подальшого моделювання будуть усі чотири види фазових коливань (джиттера), але найбільш вірогідними в нашому випадку є перші три причини на рис.3.10.

В той же час, був збережений описаний алгоритм виявлення співпадінь імпульсів і підрахунок числа імпульсів при виявленні збігів. Результати моделювань введених видів фазових коливань представлені на рис.3.13 a-d.

Порівняємо зміни, що сталися, в порівнянні з ідеальним неколивальним процесом, представленим на рис. 3.6. Усі модельовані причини джиттера (рис. 3.13 a- d.) ясно показують, що вплив джиттера чинить значну дію на групу збігів імпульсів, проте положення даного найкращого збігу завжди одно і те ж.

Крім того, його значення постійне і не залежить від виду розглянутого обурюючого чинника.

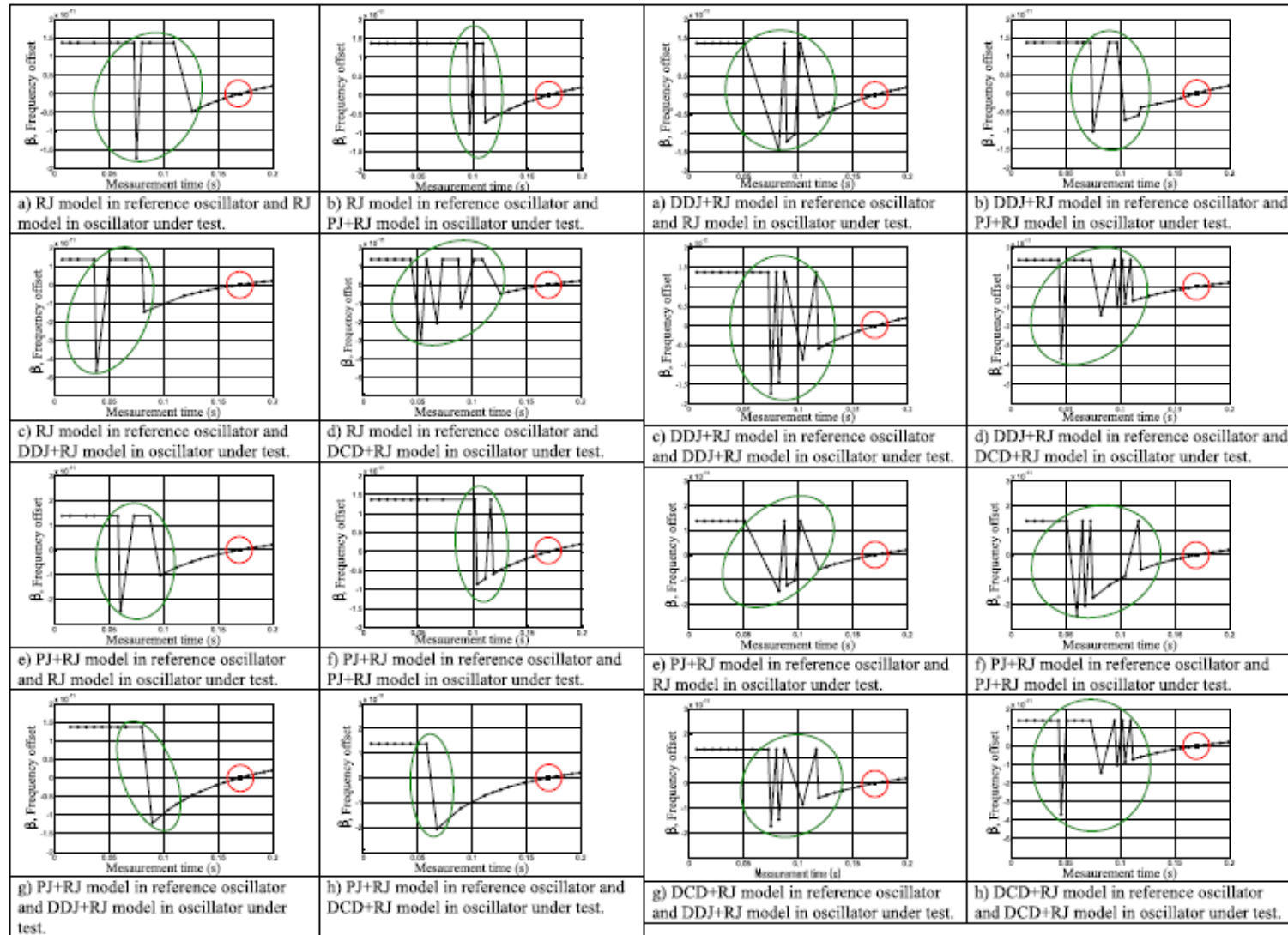
Проте, рис. 3.13 a-d не охоплює достатньої кількості можливих варіантів комбінацій джиттера від різних джерел, щоб зроблені по рис. 3.13 висновки мали досить загальний характер. Тому було проведено додаткове моделювання дії більшої кількості комбінацій джерел джиттера. Проведений аналіз результатів моделювання в умовах впливу різних поєднань чотирьох основних фазових коливань (рис.3.10), і їх впливи на загальний вигляд рис.3.7, тобто на графічні співвідношення в поведінці ідеальних імпульсних послідовностей. Можливі поєднання приведені в таблиці 3.2. Зеленими овалами відмічені варіаційні сплески у нормальному процесі формування пакетів імпульсів збігів, що сталися за причиною дії на невідому і еталонну послідовність імпульсів фазових коливань (джиттера). Червоним колом на усіх варіантах позначено положення найкращого збігу, знайденого за умови [164].



Рисунок 3.14 - Експериментальний прототип вимірника частоти

Для практичної перевірки викладених теоретичних положень і результатів моделювання був побудований експериментальний прототип вимірника частоти, представлений на рис.3.14. Його застосування показало відповідність між теорією питання і реальними практичними результатами. Проте, аналіз усіх різноманітних варіантів з таблиці 3.2, тільки підтверджує загальну встановлену закономірність: усі відмічені всплески і дефекти можуть впливати на групи імпульсів збігів тільки на їх краях. Положення центру ніколи не міняється, це обумовлено виключно природою процесу, законами теорії чисел, і числовою умовою, запропонованою в [149,209,224] і в цій дисертаційній роботі.

Таблиця 3.2 - Різні поєднання застосування фазових коливань двох послідовностей імпульсів (невідомою і еталонною) в обчислювальній моделі реального процесу



3.5 Висновки по розділу 3

Запропонований новий теоретичний метод для швидкого виміру частоти, в якому результат ґрунтований на рівності інтервалів n_0T_0 і n_xT_x , або точніше $T_x\sum_m P_n$ і $T_0\sum_m Q_n$. Тому модель незалежна від параметрів схем збігу, тривалості і форми імпульсів збігу в обох послідовностях. Інструментальні помилки викликані тільки відтворюваністю еталонної частоти.

Важливою теоретичною гідністю цього методу є та його особливість, що якщо для вимірів високих значень частоти використати більш високі еталонні частоти, - то це дасть еквівалентне скорочення часу виміру. При цьому апаратна частина не вимагає ні змін, ні дорожчання.

Важливо відмітити, що цей теоретичний метод дозволяє вимірювати невідоме значення частоти у разі, коли невідома частота перевищує власне значення стандарту. Для класичних методів це повністю неможливо.

Ті ж самі результати можуть бути отримані за точним стандартом частоти [24] використовуючи розподіл Аллана, але для цього потрібне лабораторне спостереження за обома імпульсними послідовностями принаймні впродовж 24 годин. Очевидно, що той же самий порядок помилки може бути гарантований нашим критерієм впродовж малої кількості циклів збігу, малих часток секунди. Цей висновок робить наш метод надзвичайно привабливим для завдань мехатроники, де рішення повинне прийматися якнайшвидше.

Відносно результатів моделювання можливого практичного впливу фазових коливань на метод частотних вимірів, введений в п. 3.1, ми можемо затверджувати наступне:

- Були змодельовані випадкові і детерміновані компоненти коливань; кожна з цих дій в різному ступені впливає на поведінку імпульсів двох імпульсних послідовностей, використаних в методі, і на їх перетин в часовій області (шкалі часу).

- У цій роботі було забезпечено обчислювальне моделювання чотирьох різних описаних в новітній літературі виду джерел фазових коливань.

Результати моделювання підтверджують інваріантність (незалежність) положення найкращої апроксимації від будь-кого, описаного у літературі, джерела короткострокових некумулятивних варіацій реального положення імпульсу сигналу від його ідеального положення уздовж осі часу.

Підсумовуючи сказане, можна зробити висновок: знову запропонований теоретичний метод швидкого і точного виміру частоти у рамках загального завдання автоматичної навігації дозволить розв'язати дві проблеми. По-перше, підвищити точність бортового годинника і оперативно відстежувати усі виникаючі зміни частоти задаючого генератора. По-друге, значно підвищити точність усіх бортових датчиків фізичних параметрів, працюючих на частотному принципі. Швидкодія методу зробить позитивний вплив в цілому на автоматичну систему управління, заощадивши час для ухвалення рішень для організації ефективного управління після стадії збору інформації. А точне знання часу дозволить істотно поліпшити якість інформації про власне положення у нинішній момент.

РОЗДІЛ 4

МЕТОДИ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ПОКРАЩЕННЯ РОБОТИ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОЇ НАВІГАЦІЇ

Для забезпечення незалежної автоматичної навігації в складних умовах підвищеної зашумленості, механічної вібрації та складних електромагнітних полів можна запропонувати кілька додаткових заходів, і відповідних їм нових теоретичних методів, що дозволяють удосконалити пропоновану систему в цілому.

Ці методи відносяться до: 1) поліпшення роздільної здатності СТЗ за допомогою спеціальної математичної обробки масиву даних вимірювання координат точок; 2) оптимізації швидкості сканування одного «кадра» за допомогою застосування змінного кроку сканування та його оптимізації; 3) розробки спеціальних фільтрів для зниження впливу механічної вібрації на формування корисних сигналів в фотоприймачі та акселерометрах.

Кожному з перерахованих методів буде присвячений окремий підрозділ.

4.1 Використання методу Левенберга-Марквардта для поліпшення результатів 3D-сканування поверхневих лазерним сканером

У даній частині роботи пропонується теоретичний метод поліпшення роздільної здатності системи технічного зору (СТЗ), використовується метод Левенберга-Марквардта (Levenberg-Marquardt) в якості цифрового фільтра вимірювань для збільшення вимірювальної точності нашого оберտального 3D-сканера, виконується його порівняльний аналіз з іншими найбільш визнаними у світовій літературі методами, такими як Полак-Ріб'єр (Polak-Ribiere) та квазі-Ньютонівський (quasi-Newton), представлені нижче обчислювальні експерименти проводяться для перевірки продуктивності пропонованої системи та аналізу поведінки її методичної похибки.

Найбільш простий метод наближення, заснований на підході Гаусса-Маркова, дозволяє знайти найменші середні квадрати [99] та наблизити

вимірювання до їх дійсного значення; проте це вимагає тотожньо розподілених даних (похибка на всьому масиві даних повинна хоча б приблизно описуватися одним законом розподілу). Але в нашому випадку, результати експерименту [38] ясно показують (див. напр. Рис. 2.8), що похибка в нашій системі розподілена нерівномірно, з квантованно-центрованим розподілом помилки.

Застосування методів нейронних мереж і алгоритмів може бути вирішенням цієї проблеми, яка не може бути легко вирішена традиційними методами. Історія нейронних мереж почалася в середині двадцятого століття, коли була задумана проста нейронна мережа з обмеженими можливостями. Вони тоді не входили в головний потік технічних рішень через погані здібності узагальнення та брак розрізнення при високих завантаженнях пам'яті (на великих масивах даних). Однак, через пару десятиліть змінилася вся концепція нейронних мереж, коли були представлені багат шарові нейронні мережі з алгоритмом вивчення зворотного поширення [187]. З того часу багато різних дослідників вивчили область штучних нейронних мереж, що призвело до появи значного різноманіття типових різновидів архітектури нейронних мереж, що застосовуються до вирішення найширшого спектру різних проблем. Зараз нейронні мережі використовуються в якості основних рішень для різних класів задач, таких, наприклад, як групування та класифікація, розпізнавання образів, наближення, прогнозування, кластеризація та моделювання пам'яті. Нейронні мережі можуть спочатку здаватися складними та вибагливими до технічних даних комп'ютера, але фактично можуть добре узгоджуватися з багатьма фізичними обмеженнями, що накладаються, якщо не в більшості, то в значній кількості конкретних практичних завдань [55, 187, 210].

Належним чином мережі, що навчаються, зі зворотним зв'язком мають тенденцію давати розумні відповіді, коли на входи подається інформація, яку вони ніколи не бачили. Як правило, новий набір вхідних даних призводить до відповідного результату на виході, дуже подібного правильного результату для вхідних векторів, використовуваних в навчанні, якщо вони подібні до нового набору даних, що подається на цей вхід. Ця здатність узагальнення

дозволяє навчати мережу тільки на представницькій вибірці пар відповідних входів / виходів та отримати хороші результати без необхідності навчання мережі на всій повноті можливих пар входу / виходу. Процес навчання нейронної мережі в літературі ще часто називається тренуванням мережі.

Попереджувальні (прямого поширення) радіально базисні мережі часто мають один або більше прихованих шарів сигмоїдальних нейронів, які розташовуються за шаром вихідних лінійних нейронів. Багаторазові шари нейронів з нелінійними передавальними функціями дозволяють мережі вчитися нелінійним [69] та лінійним співвідношенням між векторами входу та виходу [236]. Ця загальна особливість дуже корисна в нашому випадку, тому що між векторами входу та виходу, які, в нашому випадку, є векторами дійсних та вимірних значень тривимірного сканера, співвідношення має складний стохастичний характер.

Після уважного вивчення літератури з методів тренування нейронних мереж, з приблизно двох десятків описаних методів, були обрані 3 найбільш згадуваних і рекомендованих авторами методи, придатних для вирішення даного класу задач. Три популярних методи навчання штучних нейронних попереджувальних двонаправлених мереж а саме: методи квазі-ньютонівський (quasi-Newton), Полак-Ріб'єр (Polak-Ribiere) та Левенберга-Марквардта (Levenberg-Marquardt) зрівняні в даному дослідженні, щоб оцінити доцільність їх використання для поліпшення розрізняювальної здатності 3D-сканування поверхневих лазерним сканером, що й буде описано далі.

Для вибору такого цифрового методу «очищення» даних ми використовуємо різні математичні алгоритми та визнану методологію [38, 134, 154, 269] навчання нейронної мережі, в якій регресивний метод може внести коригування наших вимірювань і теоретично наблизити їх до реального значення (У вітчизняній метрологічній літературі також часто використовується термін дійсне, або істинне, значення вимірюваної величини). Щоб внести коригування вимірних значень, ми по черзі навчаємо мережу з використанням різних алгоритмів (трьох згаданих вище),

та потім ми робимо порівняння між ними й вибираємо кращий тренувальний метод (навчання) для нашого випадку.

4.1.1 Нелінійно пов'язані градієнтні методи

Підставою для нелінійно сполученого градієнтного методу є ефективно вживаний лінійний пов'язаний градієнтний метод, де залишок замінено градієнтом. Зразкова квадратна функція явно ніколи не формується, тому вона завжди об'єднується з "методом пошуку лінії" [270]. Перший нелінійно пов'язаний метод градієнтів був запропонований Флетчером і Рівзом [154] наступним чином. З огляду на напрямок кроку p_k , використовується пошук лінії для обчислення довжини кроку a_k таким чином, щоб $x_{k+1} = x_k + a_k p_k$. Тоді можна обчислити:

$$\beta_{k+1} = \frac{\nabla f^T(x_{k+1}) \cdot \nabla f(x_{k+1})}{\nabla f^T(x_k) \cdot \nabla f(x_k)} \quad (4.1)$$

$$\beta_{k+1} = \beta_{k+1} p_k \nabla f(x_{k+1}) \quad (4.2)$$

де β_{k+1} - це поправочний коефіцієнт і він є мінімальним в деяких випадках. Важливим моментом при цьому є, щоб пошук лінії для обраного a_k задовольняв сильній умові Вольфа; це необхідна умова для того, щоб гарантувати, що напрямки p_k є спадними напрямками (лінією спуску) [118]. У розвиток даної теорії, додатковим методом, який часто (але не завжди) краще працює практично, є метод Полака і Ріб'єра [118], де рівняння (4.1) замінено на:

$$\beta_{k+1} = \frac{\nabla f^T(x_{k+1}) \cdot (\nabla f(x_{k+1}) - \nabla f(x_k))}{\|\nabla f(x_k)\|^2} \quad (4.3)$$

У формулі (4.3) можливо, що β_{k+1} може стати негативним, в цьому випадку це може використовуватися як алгоритм, модифікований використанням:

$$p_{k+1} = \max(\beta_{k+1}, 0)p_k - \nabla f(x_{k+1}) \quad (4.4)$$

Перевага пов'язаних градієнтних методів полягає в тому, що вони потребують відносно невеликою кількістю місця в пам'яті для великомасштабних проблем (конкретно, з великою довжиною масивів даних), і вони не вимагають використання ніякої числової лінійної алгебри, таким чином, кожен крок розрахунків на практиці досить швидкий. Недоліком же є те, що вони, як правило, сходяться набагато повільніше ніж методи "Ньютона" або "Квазі-Ньютона" [29, 118]. Крім того, кроки, як правило, погано тримають масштаб довжини, таким чином, "алгоритм пошуку лінії" при кожному новому перерахунку може вимагати більшої кількості повторень, щоб кожен раз знайти відповідний розмір кроку.

4.1.2 Квазі-Ньютоновські методи

В оптимізації квазі-Ньютоновські методи [29] (також відомі як змінні метричні методи) є алгоритмами для того, щоб знайти місцеві мінімуми функцій. Методи квазі-Ньютона засновані на методі Ньютона для пошуку стаціонарної точки функції, в якій її градієнт дорівнює 0. Метод Ньютона передбачає, що функція може бути в місцевому масштабі наближена до квадратичної в регіоні навколо оптимуму, та використовувати перші й другі похідні (градієнт і гессіан), щоб знайти стаціонарну точку. У квазі-Ньютоновських методах Гессіан-матриця других похідних функції не зобов'язана бути обчислена для її мінімізації. Замість цього Гессіан-матриця оновлюється за допомогою аналізування вектора послідовних градієнтів. Методи квазі-Ньютона - це, фактично, узагальнення метода Секанта [4, 5, 28], щоб знайти корінь першої похідної для багатовимірних проблем. В багатовимірних задачах рівняння Секанта невизначено, а методи квазі-

Ньютона відрізняються по тому, як вони обмежують рішення, як правило, додаючи просте оновлення нижнього розряду поточної оцінки Гессіана. Модель для пошуку місцевих мінімумів в методі Квазі-Ньютона наступна:

$$m_k(x_k + p) = f_k + p^T f_k + \frac{1}{2} p^T \beta_k p \quad (4.5)$$

де f_k , ∇f_k та β_k є скаляром, вектором, і матрицею, відповідно. Як вказує індексація, f_k и ∇f_k обрані, щоб бути значеннями p^T функції і градієнта в точці x_k , так щоб m_k та f відповідали першому порядку на поточній ітерації x_k . [118]. Матриця β_k є поправочних коефіцієнтів і використовується замість Гессіан-матриці. Найбільш поширені в даний час для технічних завдань методи квазі-Ньютона для поновлення поточного стану матриці β_k це: симетричний розряд (від англійського symmetric rank, або для стислості надалі будемо називати його SR1), представлений у формулі (4.6) й широко поширений метод Бройден-Флетчера-Голдфарба-Шанно (від англійської транскрипції імен авторів Broyden, Fletcher, Goldfarb, і Shanno тут і далі будемо позначати його аббревіатурою BFGS-метод), наведений у формулі (4.7):

$$\beta_{k+1} = \beta_k + \frac{(y_k - \beta_k \Delta x_k)(y_k - \beta_k \Delta x_k)^T}{(y_k - \beta_k \Delta x_k)^T \Delta x_k} \quad (4.6)$$

$$\beta_{k+1} = \beta_k + \frac{y_k y_k^T}{y_k^T \Delta x_k} - \frac{\beta_k \Delta x_k (\beta_k \Delta x_k)^T}{\Delta x_k^T \beta_k \Delta x_k} \quad (4.7)$$

Однак, все методи, що базуються на ньютонівському - квазі-ньютонівському (наприклад, метод BFGS) - мають тенденцію сходиться в меншій кількості циклів повторень (ітерацій), хоча кожне повторення, як правило, вимагає більшої кількості обсягу обчислень, ніж метод сполучених градієнтів, так як подібні ньютонівської методи вимагають обчислення гессіан-матриці (Hessian matrix, матриця других похідних) в доповнення до

градієнту. Методи квазі-Ньютона також вимагають більшого обсягу робочої пам'яті.

4.1.3 Метод Левенберга-Марквардта

Основне застосування алгоритму Левенберга-Марквардта (Levenberg Marquardt) полягає в підборі потрібної кривої найменших квадратів: задано множину з пар даних про емпіричну величину у вигляді незалежних і залежних змінних, (x_i, y_i) , та треба оптимізувати параметр β моделюючої кривої $f(x, \beta)$ таким чином, щоб сума квадратів відхилень була мінімальною [17].

$$S(\beta) = \sum_{i=1}^m [y_i - f(x_i, \beta)]^2. \quad (4.8)$$

Як і інші чисельні алгоритми мінімізації, алгоритм Левенберга-Марквардта - ітеративна (повторювана) процедура. Щоб почати мінімізацію, ми задаємося початковою оцінкою для параметричного вектора β . При кожному кроці ітерації параметричний вектор β , замінюється новою оцінкою, $\beta + \delta$. Щоб визначити δ , функції $f(x_i, \beta + \delta)$, наближені їх лінеаризацією

$$f(x_i, \beta + \delta) \approx f(x_i, \beta) + J_i \delta \quad (4.9)$$

де

$$J_i = \frac{\partial f(x_i, \beta)}{\partial \beta} \quad (4.10)$$

градієнт (ряд-вектор в даному випадку) f відносно β . У точці мінімуму, сума квадратів, $S(\beta)$, градієнт S відносно δ дорівнюватиме нулю. Вищезазначене наближення першого порядку функції $f(x_i, \beta + \delta)$, дає:

$$S(\beta + \delta) \approx \sum_{i=1}^m (y_i - f(x_i, \beta) - J_i \delta)^2 \quad (4.11)$$

або у векторній формі,

$$S(\beta + \delta) \approx \|y - f(\beta) - J\delta\|^2 \quad (4.12)$$

Взяття похідної стосовно J і прирівнювання результату до нуля дають:

$$(J^T J)\delta = J^T [y - f(\beta)] \quad (4.13)$$

де J - матриця Якобіана [218], чий i -тий ряд дорівнює J_i , та де f і y - вектори з i -тими компонентами $f(x_i, \beta)$ та y_i , відповідно. Це - множина лінійних рівнянь, які можуть бути вирішені стосовно δ .

Внесок Марквардта [108] полягає в заміні цього рівняння його "демпфрованою версією":

$$(J^T J + \lambda I)\delta = J^T [y - f(\beta)] \quad (4.14)$$

де I - матриця ідентичності, задана як інкремент (прирощення) δ до передбачуваної оцінки параметричного вектора β . Фактор (або, коефіцієнт; завжди невід'ємні) демпфування λ , підбирається при кожній ітерації. якщо скорочення S швидке, можуть бути використані менші значення, що наближають алгоритм до алгоритму Гаусса-Ньютона (Gauss-Newton); тоді як, якщо ітерація дає невелике скорочення залишку, λ може бути збільшений, роблячи крок ближче до напрямку зниження градієнта. Слід зазначити, що градієнт S стосовно β дорівнює $-2(J^T [y - f(\beta)])^T$. Тому, для великих значень λ , крок буде зроблений приблизно в напрямку градієнта. І, якщо або довжина розрахункового кроку δ , або скорочення суми квадратів від останнього вектора параметра $\beta + \delta$, опускається нижче визначених

заздалегідь меж, ітерації зупиняються, та останній параметричний вектор β є рішенням. У алгоритмі Левенберга є недолік, що полягає в тому, що якщо значення фактора демпфування λ велике, то інверсія $J^T J + \lambda I$, не використовується взагалі. Марквардт ввів удосконалення таким чином, що ми можемо масштабувати кожен компонент градієнта залежно від кривизни лінії, таким чином, щоб був більший рух уздовж напрямків там, де градієнт менший. Це дозволяє уникнути повільної конвергенції (збіжності) в напрямку маленького градієнта. Таким чином, Марквардт [134] замінив матрицю ідентичності I діагоналлю $J^T J$, прийшовши в кінці кінців до алгоритму Левенберга-Марквардта:

$$(J^T J + \lambda \text{diag}(J^T J))\delta = J^T [y - f(\beta)] \quad (4.15)$$

4.1.4 Порівняльний аналіз цифрових фільтрів

Далі ми застосували методи, згадані вище, для виконання навчання нейронної мережі. Нейронна мережа, що навчається має тип: радіально базисна прямого поширення. Така нейронна мережа складається з двох шарів. У першого шару, або прихованого шару, є тансігмоїдна (\tan -sig) функція активації, та у другого шару, або вихідного шару, функція активації лінійна. Таким чином, перший шар обмежує вихід дуже вузькою межею, з якої лінійний шар може відтворити все значення. Вихід кожного шару може бути представлений у відповідності до [134, 135]:

$$Y_{Nx1} = f(W_{NxM} X_{M,1} + b_{N,1}) \quad (4.16)$$

де Y - вектор, що містить вихід від кожного з N нейронів в даному шарі, W - матриця, що містить вагові коефіцієнти для кожного з M входів для всіх нейронів N , X - вектор, що містить входи, b - вектор, що містить відхилення, та $f(\cdot)$ є функцією активації [37, 135].

Мережа була створена з використанням вбудованого комплексу інструментів нейронної мережі з Matlab 7.12.0 (The MathWorks, Натік, Массачусетс, США). У мережі зворотного зв'язку є два кроки під час навчання, які використовуються по черзі. Крок зворотного зв'язку обчислює помилку в спуску градієнта та поширює цей результат назад до кожного нейрона у вихідному шарі, а потім в прихований шар. На другому кроці тоді вагові коефіцієнти та відхилення повторно перераховуються, та вихід від активізованих нейронів потім передається вперед від прихованого шару до вихідного прошарку. Мережа калібрована з випадковими вагами та відхиленнями, а потім навчалася, використовуючи алгоритм Левенберга-Марквардта [134, 219], згаданий вище. Навчальний пакет даних складався з 60 зразків даних, вибраних з 80 реальних результатів практичних вимірювань; кожен зразок взято за формою взаємної ратифікації, відповідно до [199]. Тобто мережа навчалася передбачити абсолютну помилку вимірювань x , y , z для всіх умов відразу. Довжина навчальних даних становила 60 точок. Мережа містила 5 нейронів, 3 шари та навчалася до тих пір, поки прийнятний відсоток помилки не було досягнуто. Дані випробувань склалися з залишку в 20 зразків (результатів вимірювань координат x , y , z) від кожного випробування. Навчання (один за іншим для одного та того ж пакету $60 + 20 = 80$ даних) виконано відповідно за Полаком-Рібьєром, Квазі-Ньютоном та методом Левенберга-Марквардта, щоб порівняти їх ефективність для даної задачі.

4.1.5 Комп'ютерне моделювання застосування методів

За описаною вище послідовністю дій було проведено комп'ютерне моделювання застосування методів Полак-Рібьєра, Квазі-Ньютона та Левенберга-Марквардта, яке в літературі також часто називається комп'ютерним експериментом. Щоб пояснити експериментування, опишемо, що саме виконував комп'ютер в середовищі MatLab: ми використовуємо 80 даних від результатів вимірювання поверхні в експерименті, вже згаданому в розділі 2 даної дисертації, ділимо цю матрицю даних на 2 групи -

використовуємо 60 зразків вимірювання в якості навчальних даних нейронної мережі, та 20 зразків вимірювання як дані випробувань. Так як важко обчислити аналітично навчальний коефіцієнт, при якому нейронна мережа буде працювати найкращим чином, ми вирішили перевірити кожен метод на 5 різних значення показника коефіцієнта навчання мережі в діапазоні від 0.2 до 0.9. При кожному фіксованому значенні коефіцієнта навчання обчислюємо роботу кожного методу 4 рази, в результаті осереднена крива застосування кожного з методів показана в таблицях (Таблиця 4.1, Таблиця 4.2 та Таблиця 4.3) та на графіках (рис. 4.1, рис. 4.2 та рис. 4.3). На зазначених рисунках червоним кольором на графіку (з круглими маркерами) показана фактична абсолютна помилка дійсних вимірювань сканера і в синьому кольорі (з квадратними маркерами) абсолютна помилка вимірювання сканера, передбаченого відповідним математичним методом, яким навчали нейронну мережу (Полак-Ріб'єр, Квазі-Ньютона і Левенберга-Марквардта). Мета полягає в тому, щоб передбачені помилки (сині квадрати графіків) були якомога ближче до фактичних значень помилки (червоні графі кола), настільки, наскільки це можливо.

Таблиця 4.1 – Аналіз застосування методу Полак-Ріб'єр, від к.н. 0,2 до к.н. 0,9, по 4 теста на кожен коефіцієнт навчання

Полак-Ріб'єр					
Коефіцієнт навчання	Отримані результати				Середнє передбачення помилки
	Тест 1	Тест 2	Тест 3	Тест 4	
0.2	0.00199	0.001113	0.000555	0.001938	0.001400162
0.4	0.00054	0.000190	0.001006	0.000586	0.000465549
0.6	0.00032	0.000334	0.000280	0.002702	0.001281126
0.8	0.00132	0.001306	0.007933	0.002532	0.002617578
0.9	0.00046	0.000280	0.001181	0.001657	0.000715481

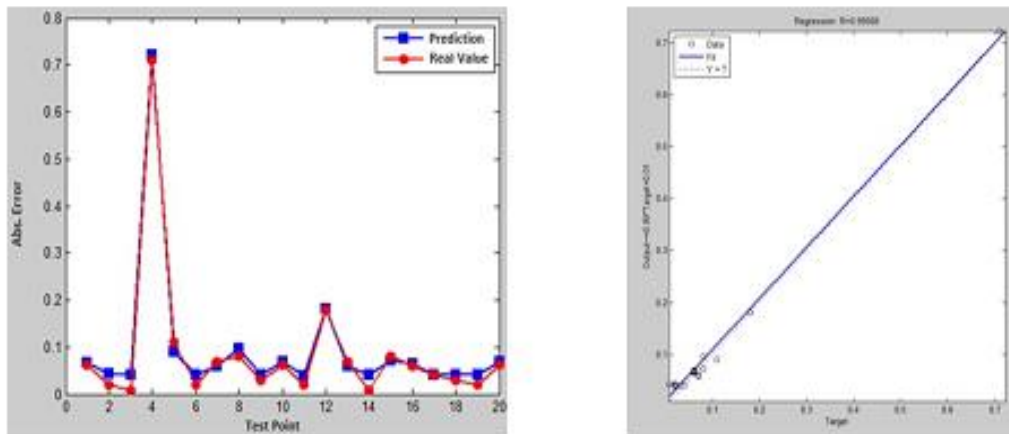


Рисунок 4.1 - Передбачення помилки нейронною мережею для кожної тестової контрольної точки при вимірюванні координат сканером в порівнянні з її реальною помилкою (зліва), роздруківка підстроювання регресії (праворуч), навченою за методом Полака-Ріб'єра

Таблиця 4.2 - Аналіз застосування методу Квазі-Ньютона, от к.н. 0,2 до к.н. 0,9, по 4 тесту на кожен коефіцієнт навчання

Полак-Ріб'єр					
Коефіцієнт навчання	Отримані результати				Середнє передбачення помилки
	Тест 1	Тест 2	Тест 3	Тест 4	
0.2	0.004958	0.000943	0.001563	0.028447	0.0071826
0.4	0.000682	0.000241	0.043977	0.001240	0.0092285
0.6	0.000736	0.000224	0.004156	0.002144	0.0014526
0.8	0.002366	0.001082	0.000430	0.003766	0.0015293
0.9	0.000519	0.001008	0.004237	0.001444	0.0014421

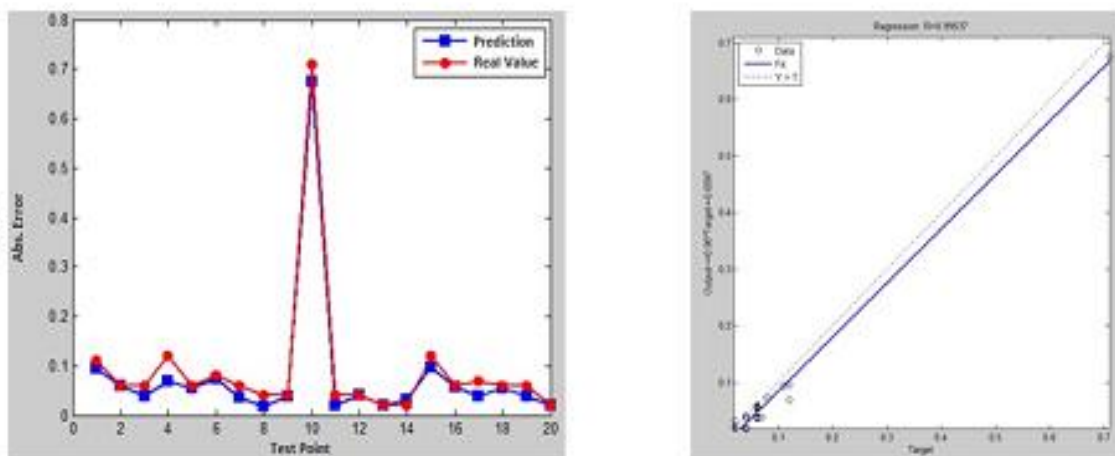


Рисунок 4.2 – Передбачення помилки нейронною мережею для кожної тестової контрольної точки при вимірюванні координат сканером в

порівнянні з її реальною помилкою (зліва), роздруківка підстроювання регресії (праворуч), навченою за методом Квазі-Ньютона

Таблиця 4.3 – Аналіз застосування методу Левенберга-Марквардта, від к.н. 0,2 до к.н. 0,9, по 4 тесту на кожен коефіцієнт навчання

Коефіцієнт навчання	Полак-Ріб'єр				Середнє передбачення помилки
	Отримані результати				
	Тест 1	Тест 2	Тест 3	Тест 4	
0.2	7.70E-05	0.000250	0.000166	0.000225	0.0001440
0.4	1.83E-05	0.000842	0.000163	0.002995	0.0008039
0.6	6.61E-05	2.35E-05	0.000304	0.001943	0.0004675
0.8	0.000916	0.000134	0.000443	0.000165	0.0003320
0.9	5.47E-05	5.25E-05	0.000213	0.000498	0.0001636

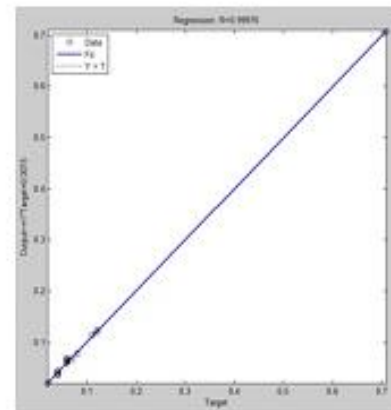
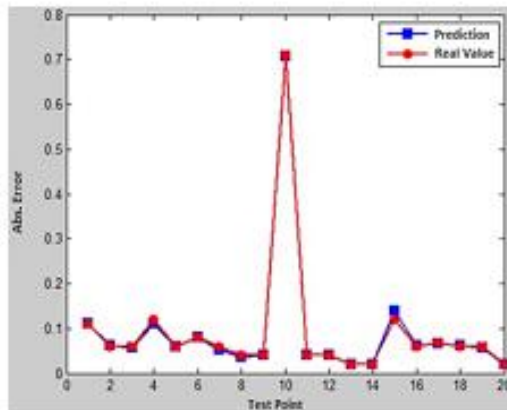


Рисунок 4.3 - Передбачення помилки нейронною мережею для кожної тестової контрольної точки при вимірюванні координат сканером в порівнянні з її реальною помилкою (зліва), роздруківка підстроювання регресії (праворуч), навченою за методом Левенберга-Марквардта

Ми можемо відзначити, що використання нейронної мережі забезпечує прийнятне наближення помилки вимірювання (до 99.98%), та тому може бути використано на практиці для виправлення цієї помилки; найбільші відмінності, як видно з графіка, досягаються зміною методу навчання, де метод Левенберга-Марквардта показав більш високу надійність в завданні передбачення помилки, ніж методи Полака-Ріб'єра та квазі-Ньютона (рис. 4.4).

Крім того, як продемонстрував показовий тест рівня Уилкоксона (Wilcoxon signed rank test), навіть тоді, коли поведінка результатів методів

Левенберга-Марквардта, Полак-Рібьєр та квазі-Ньютона майже однакове, тест вказує на явну наявність статистично значущих відмінностей між методами (табл. 4.4).

Цей метод наближення помилок був перевірений на нашому експериментальному сканері, однак, не залежить ні від якої фізичної змінної нашого сканера, та вочевидь метод може використовуватися в будь-якому іншому лазерному сканері.

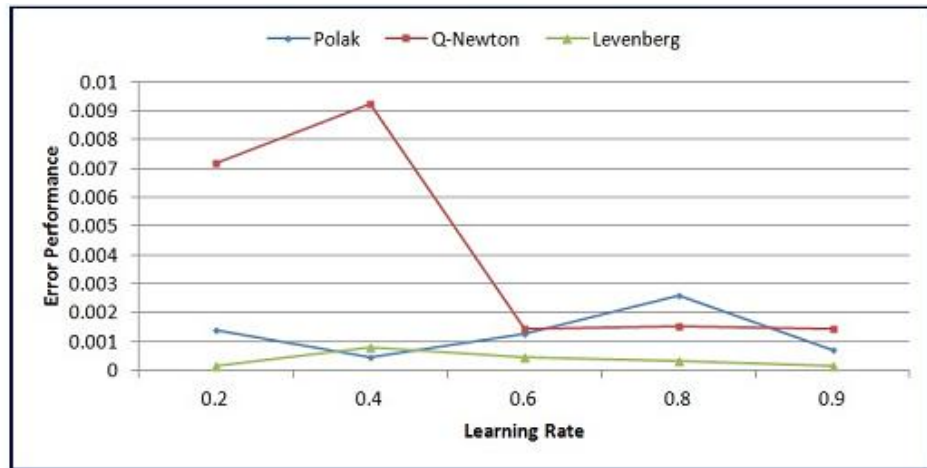


Рисунок 4.4 - Порівняння помилки передбачення цих 3 методів при різних показниках коефіцієнта навчання

Таблиця 4.4 - Статистична різниця між передбаченнями помилки, зробленими за методами Полака-Рібьєра, Квазі-Ньютона та Левенберга-Марквардта, складена на підставі показового тесту рівня Уилкоксона (Wilcoxon signed rank test)

Порівняний зразок	метод Левенберга-Марквардта р значення $\leq 0,05$
метод Полака-Рібьєра	0,0187
метод Квазі-Ньютона	0,0366

Таблиця 4.5 - Середня ефективність та стандартне відхилення «із застосуванням/без застосування» цифрової фільтрації за методами Полака-Рібьєр, Квазі-Ньютона та Левенберга-Марквардта

Методологія	Середня ефективність, %	Стандартне відхилення, %
З цифровим фільтром	99,98	0,007
Без цифрового фільтра	95	1,75

Точність сканерів - дуже важливе завдання; тому наявність здатності поліпшити вимірювання сканера математичним алгоритмом дає нам просте вирішення складної проблеми точності. Метод Левенберга-Марквардта використовувався, щоб навчати нейронну мережу та поліпшити вимірювання сканера; цей метод показує надійність 99.98% в уточненні результатів вимірювання, в той час як методи Полака-Ріб'єра та Квазі-Ньютона показують надійність 99.56% та 99.53% відповідно. Крім того, метод Левенберга-Марквардта показує більше стабільності в роботі з помилками на різних коефіцієнтах навчання (рис. 4.4). Експерименти показують, що у методу Левенберга-Марквардта є перевага в роботі перед методами Полака-Ріб'єра та Квазі-Ньютона в завданні цифрової фільтрації вимірювань для оптоелектронного 3-мірного лазерного сканера, та він може бути використаний для збільшення розрізняювальної здатності нашої системи (див. Табл . 4.5). Інша перевага запропонованої системи полягає в тому, що вона може використовуватися в поєднанні з методологіями локалізації помилки [88] навіть для задач більшого розміру; або можна застосувати спеціальні математичні методи поліпшення алгоритму Левенберга-Марквардта, як показано в [201], для збільшення швидкості алгоритму.

Всі згадані вище вперше отримані результати опубліковані в моїх роботах [219] в журналі "Signal Processing" європейської асоціації EURASIP та [177] в журналі «Optics and Lasers in Engineering» видавництва Elsevier.

4.2 Оптимізація лазерних СТЗ за допомогою сканування зі змінним кроком

Вочевидь, що якщо сканувати поле зору надзвичайно малим кроком, то жоден предмет, що знаходиться в ньому, не сховається від скануючої системи, та буде описаний в системі координат робота з високою точністю цифрового картографування його поверхні, та з надзвичайною ступенем деталізації. Разом з тим, такий процес зажадає більше часу, та швидкість робота при цьому не може бути високою. Практичний досвід підказує, що

для завдання автоматичної навігації це не потрібно, а бажано б «переглядати» зону швидше, та детально оглядати тільки виявлені перешкоди, а, точніше, детально, заміряти відстані лише до небезпечного краю перешкоди. Тому, в даному підрозділі представлено комп'ютерне моделювання процесів лазерного сканування з використанням різних сцен сканування з різними значеннями кутового кроку, але з постійним кроком в кожному циклі сканування. Для того щоб охопити різні бажані властивості кожного кадру сканування поля зору, були проаналізовані результати моделювання, які показали найбільш критичні (особливі) значення кутів. Грунтуючись на результатах цього моделювання, була запропонована конструкція мініатюрного електромеханічного перетворювача передач для СТЗ.

4.2.1 Механічна частина приводу системи позиціонування лазерного променя

Механічні навантаження в системі невеликі, з огляду на невелику масу та розмірів елементів лазерного сканера, однак їх не можна не врахувати зовсім. Механічна конструкція системи вже наводилася та описувалася. В даному розділі увагу буде загострено тільки на одному аспекті, а саме, переміщення променя в механізмі його просторового позиціонування, що забезпечується парою приводів (вертикального та горизонтального) у вигляді крокових двигунів (КД). З огляду на те, що мотори використовуються однакові, розглянемо тільки один з них, наприклад, мотор горизонтального переміщення. Як було згадано, номінальний крок обраного КД настільки малий, що в обраній геометрії поля зору робота забезпечує кутове розрізнювання координат вище, ніж необхідно для завдання. Разом з тим, сканування з максимальною розрізняльною здатністю значно збільшує час сканування всього поля зору, що не дозволяє збільшити швидкість руху робота. Тому важливою теоретичною задачею є визначення оптимального кута (або декількох його значень), що дозволяє роботу рухатися з максимально можливою швидкістю, але без втрати інформації про об'єкти,

присутні в його полі зору, та можуть становити небезпеку для його переміщення.

Система позиціонування лазера (PL) та скануюча апертурою (SA) встановлюються на порожній вал, «привід лазера» PL має механізм для управління лазером (як показано на малюнках 4.5 - 4.7); оптимізація часу в цій операції є одним з основних завдань всього проекту.

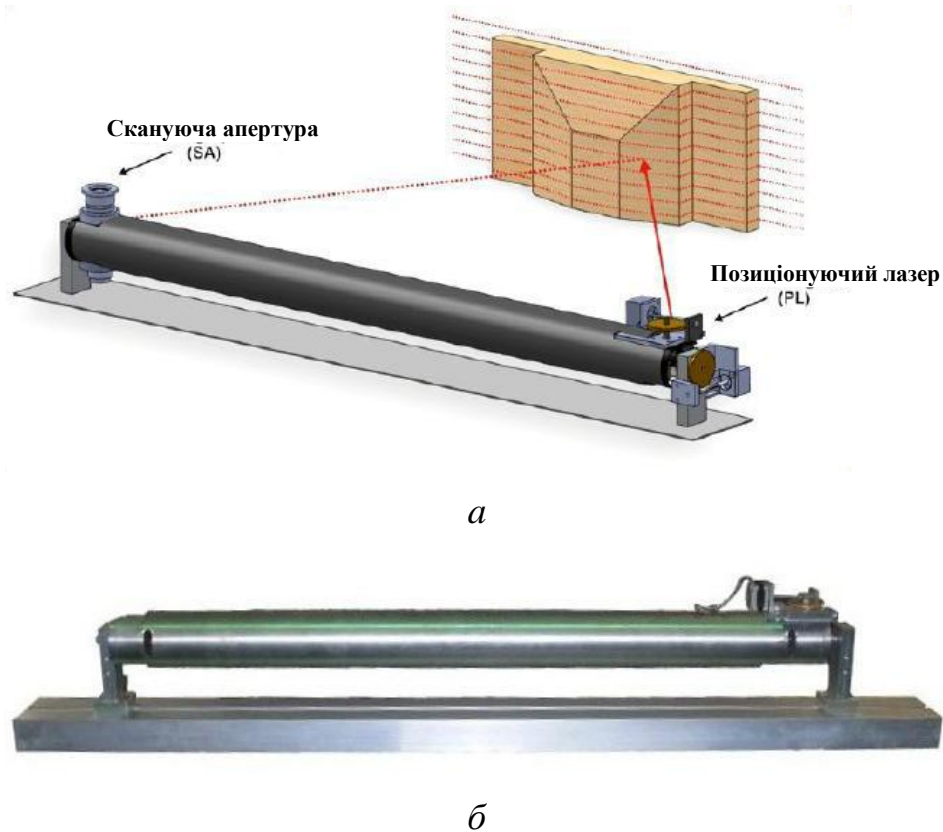


Рисунок 4.5 - Конструкція другого вдосконаленого прототипу експериментальної установки лазерного сканера (а - загальний вигляд схеми застосування; б - фото реального пристрою)

Система має механізм анти-люфт 48, крок 0,104, кут тиску 20° , 96 зубів, PD 2.0000, шестерні з нержавіючої сталі 303, алюмінію 2024-T4, хаби з нержавіючої сталі 303, черв'ячне колесо має 48 кроків, кут тиску 20° , праву подвійну різьбу, матеріал бронзовий сплав ASTM B21 464, зубчасті та черв'ячні колеса були виготовлені за допомогою ПЗ PIC DESIGN, використовуваного в розробках для верстатів типу CNC. На малюнку 4.6 представлений вид зверху на систему, біполярний кроковий двигун (12 В

постійного струму) з кутом сканування $1,8^\circ$, що підтримує момент 2100 г-см, 200 кроків на оберт, проводиться JRP.

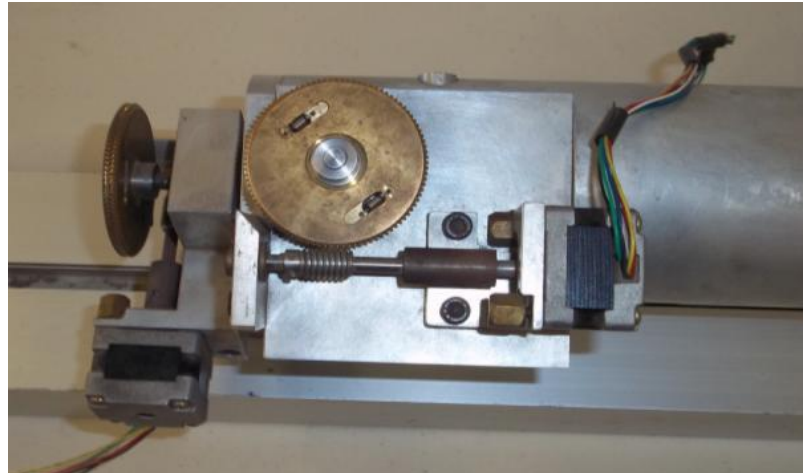
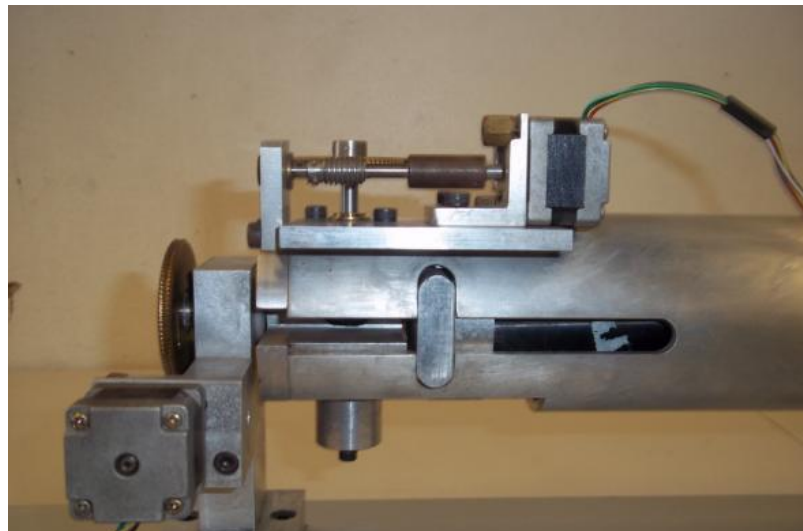


Рисунок 4.6 - Конструкція системи позиціонування (завдання просторового положення променя) лазера (PL), вид зверху

Тертя черв'ячного колеса споживає велику частину сили, так як передача великих зусиль є основним застосуванням [117,123].



а) Конструкція системи позиціонування (завдання просторового положення променя) лазера (PL), загальний вигляд



б) Конструкція системи передачі руху для позиціонування лазера (PL)

Рисунок 4.7

Система має тільки одну швидкість здійснення кроків, задану частотою тактового сигналу КД. На малюнку 4.7 а, б ми показуємо потік передачі руху від приводного двигуна лазерному променю та як працює система.

4.2.2 Віртуальний аналіз для оптимізації часу сканування

Моделювання в MATLAB було проведено, в основному, для опису та характеристики пропонованого усередненого сценарію з 4 перешкодами та довжиною променя сканера 15 м, зміною кута сканування з кроком збільшення $\Delta\theta = 0,45^\circ$, а довжина стержня (бази динамічної тріангуляції) системи зору робота 1 м. Прототип II використовує кроковий двигун з кутом кроку $1,8^\circ$, що є причиною початку моделювання на $1,5^\circ$ (у зв'язку зі скороченням кроку за допомогою застосування черв'ячного колеса) та закінчення моделювання на 15° , тому що для цього кута (та всіх більших від нього значень) вже не можна отримати важливу інформацію від точок перешкоди (див. таблицю 4.6).

Для дискретизації лазерного променя у програмі MATLAB була використана наступна модель, заснована на тотожності Ейлера:

$$A e^{i\theta} = A \cos \theta + i \operatorname{sen} \theta \quad (4.17)$$

Для зображення перешкод у формі трикутника був використаний ряд наступних рівнянь:

$$y_{r1} = \frac{(y_1 - y_2)}{(x_1 - x_2)}(x - x_1) + y_1 \quad (4.18)$$

$$y_{r2} = \frac{(y_2 - y_3)}{(x_2 - x_3)}(x_2 - x_1) + y_2 \quad (4.19)$$

$$y_{r3} = \frac{(y_1 - y_3)}{(x_1 - x_3)}(x_3 - x_1) + y_3 \quad (4.20)$$

де x_1, x_2, x_3 та y_1, y_2, y_3 – декартові координати вершин трикутника. y_{r1}, y_{r2}, y_{r3} – рівняння ліній трикутника.

Для моделювання окружності ми запропонували радіус (r) та центр (C), дискретизацію окружності (DC) у градусах за допомогою наступного рівняння:

$$\Delta\alpha = \left(\frac{DC \times \Pi}{180^0} \right) \quad (4.21)$$

Кут α з початком $\Delta\alpha$, кроком $\Delta\alpha$ до 2π :

$$Circle_n = C + re^{j*\alpha} \quad (4.22)$$

Рисунок 4.8 а-в показує промінь, який знайшов небезпечну перешкоду.

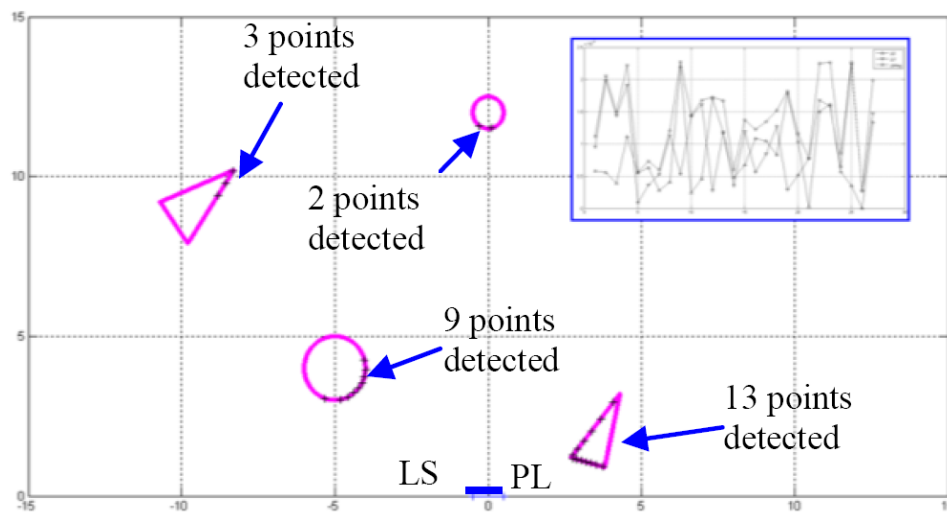


Рисунок 4.8 а) Моделювання №2 з кроком $1,95^\circ$, часом сканування $0,083\text{с}$ та виявленими 27 точками

Ми можемо спостерігати рис. 4.8 (а, б, в) в правому верхньому куті графіка помилку між природньою дискретизацією лазерного сліду та дискретизацією контуру перешкоди під час моделювання MATLAB. Максимальна похибка виявлення $2,5 \times 10^{-3}$ в точці перетину контуру

перешкоди та лазерного променя. На закінчення дослідження помилка була мінімізована для значень з великим кутовим кроком в порівнянні з деякими значеннями при меншому кутовому кроці.

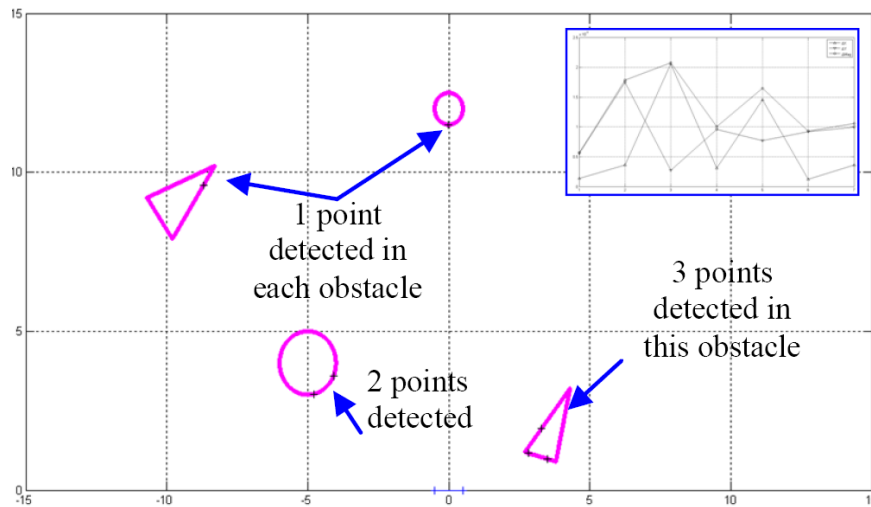


Рисунок 4.8 б) Моделювання №16 з кроком $8,25^\circ$, часом сканування $0,02$ с та виявленими 7 точками

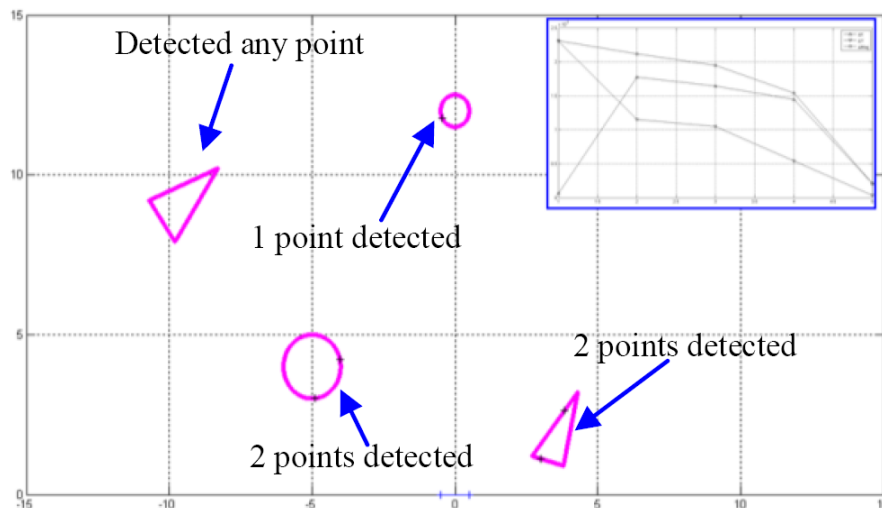


Рисунок 4.8 в) Моделювання №29 з кроком $14,1^\circ$, часом сканування $0,012$ с і виявленими 5 точками, але невиявленими перешкодами в мертвій зоні

Були отримані наступні результати (табл. 4.6) у зоні сканування

Таблиця 4.6 - Результати моделювання пошуку перешкод промінем при змінному кроці сканування

№ тесту	Кут кроку сканування, градуси	Час сканування, с	Кількість визначених точок
1	1,5	0,107	34
2	1,95	0,083	27
3	2,4	0,067	21
4	2,85	0,057	17
5	3,3	0,049	16
6	3,75	0,043	13
7	4,2	0,039	12
8	4,65	0,035	11
9	5,1	0,032	9
10	5,55	0,29	10
11	6	0,027	9
12	6,45	0,025	9
13	6,9	0,024	9
14	7,35	0,022	8
15	7,8	0,021	6
16	8,25	0,02	7
17	8,7	0,019	6
18	9,15	0,018	6
19	9,6	0,017	5
20	10,05	0,016	5
21	10,5	0,016	5
22	10,95	0,015	4
23	11,4	0,015	4
24	11,85	0,014	5
25	12,3	0,014	4
26	12,75	0,013	4
27	13,2	0,013	3
28	13,65	0,012	5
29	14,1	0,012	5
30	14,55	0,011	3
31	15	0,011	3

У таблиці 4.6 показано, що на моделюванні з номерами 22, 25, 26, 27, 30 і 31 не виявлено небезпечну перешкоду для робота.

Аналізуючи рисунки 4.8 (а, б, в) та таблицю 4.6, можна сказати, що на нижчому ступені шаг-кут отримують більше точок по контуру кожної перешкоди та витрачають більше часу для повного сканування, в порівнянні

з більш високим кутом кроку сканування, який дає менше точок і менше часу для повного сканування сектора огляду.

Спостерігаючи графіки результатів, можна зробити висновок, що три кути зокрема є особливими за змістом для оптимізації часу (звести його до мінімуму з гарантованою точністю виявлення небезпечних перешкод) функціонування нашого сканера.



Рисунок 4.9, а) Кількість виявлених точок в залежності від часу сканування

Використання тільки одного кутового кроку не могло дати оптимізації часу функціонування прототипу II. Максимальна оптимізація часу була отримана на променях 2, 16, 29, де сканируюча система виявила ряд великих перешкод на нижній межі часу сканування. Можна побачити продуктивність цих променів на рис. 4.9б, і як вони представлені в короткі терміни з показанням більшої кількості перешкод. Рис. 4.9, а - відображає час сканування в порівнянні з виявленими точками. При більшому часі сканування було виявлено більше точок.

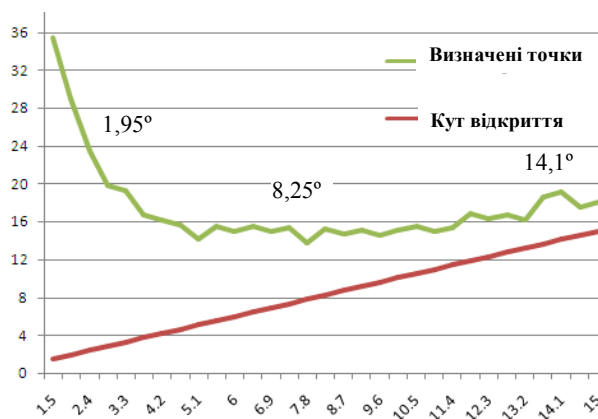


Рисунок 4.9 б) Час сканування в залежності від кута кроку

На рис. 4.9, б результати показують, що більш високий кут зменшує кількість виявлених точок. На рис. 4.9, б перелічені 3 оптимальних кута кроку сканування: $1,95^\circ$, $8,25^\circ$ та $14,1^\circ$.

4.2.3 Проектування трансмісії для забезпечення комбінованого кута кроку сканування

В даний час одним з найбільш важливих обмежувачів будь якої автономної системи є енергозбереження (точніше, більш раціональний розподіл ресурсу наявного бортового джерела енергії між різними виконуваними операціями), особливо в нашій системі (рис. 4.10). Наприклад, можна заощадити час і енергетичні ресурси, створюючи змінне поєднання кроку, мінімізуючи тим самим споживання енергії циклу в цілому. На рис. 4.10 представлена діаграма організації управління підсистемою позиціонування лазера: за допомогою динамічної тріангуляції визначаються координати точки; підсистема автоматичного керування зі зворотним зв'язком дозволяє вирішити, який кут кроку задати в поточний момент; це або зменшує час на виконання всієї ij -сукупності динамічних тріангуляцій, або СТЗ більш ретельно сканує якийсь сектор поля зору робота:

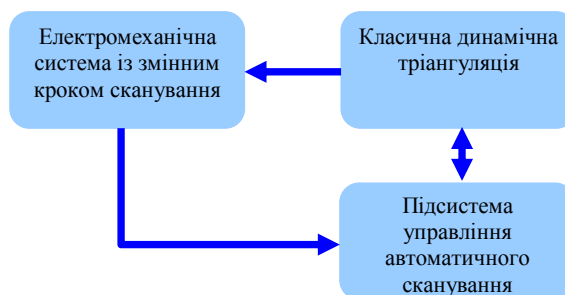


Рисунок 4.10 - Схема пропонуваної системи позиціонування лазера (PL) (електромеханічна система із змінним кроком сканування - класична динамічна тріангуляція - підсистема управління автоматичного сканування)

Існують різні технології для організації електромеханічної системи зі змінним кроком сканування. Одну з них ми можемо використовувати для того, щоб забезпечити нашу систему змінним кроком сканування, з метою,

відповідно до результатів вищенаведеного моделювання, використовувати деяку послідовну комбінацію з трьох раніше згаданих значень кутів. Ми запропонували передачу для даної технічної задачі як подвійне зчеплення передач (DCT). Вона являє собою прийнятне рішення, так як дозволяє отримувати передачі крутного моменту від одного зчеплення на інше без переривання тягового зусилля, завдяки контрольованому прослизанню зчеплення.

Два зчеплення зайняті по черзі в двох різних передачах, і передача зусиль триває під час переміщення з контролем крутного моменту. Зрушення процесу передбачає залучення зустрічного зчеплення та від'єднання від поточного зчеплення.

З кінематичної точки зору перемикання передач з подвійним зчепленням схоже на зсув муфти зчеплення в звичайній автоматичній трансмісії (АТ), оснащеної гідротрансформатором, щоб пом'якшити перехідні зрушення крутного моменту, необхідні для досягнення запуску та м'якого зсуву DCT, що застосовується в PL в зв'язку з відсутністю гідротрансформатора та опорної муфти [50].

Ідеальна передача пропонує автоматизовану DCT, первинна муфта для непарного відношення, вторинна муфта для рівного ставлення; використання електричного старту дозволяє економію енергії; ці параметри стосуються транспортних засобів, але та ж ідея буде застосовуватися в PL. Схема такого пристрою представлена на рис. 4.11.

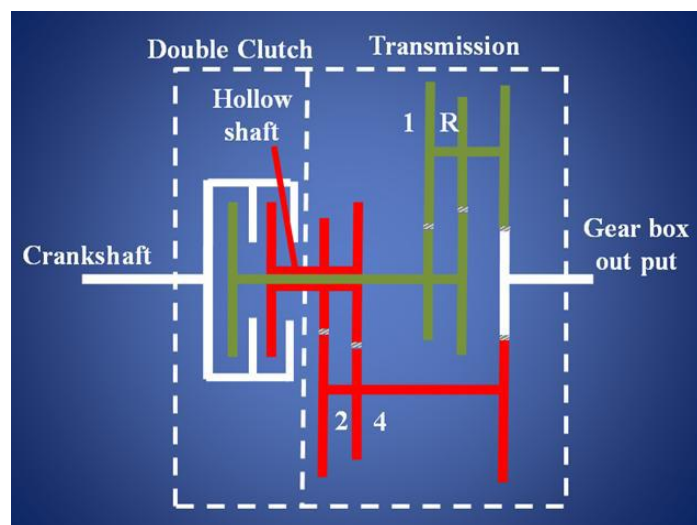


Рисунок 4.11 - Передача подвійного зчеплення (DCT)

Пропонована ідеальна передача буде гарантовано оптимізувати час, енергію та механічне обслуговування, а її ефективність більше, ніж у автоматичної коробки передач з гідротрансформатором та безступеневою трансмісією [50]. Запропонована передача має три швидкості переднього та заднього ходу. Вхідний передає вал розроблений як «перо-вал», з одним суцільним валом, розташованим всередині іншого порожнього вала. Суцільний вал здійснює першу та задню передачу, порожній - другу та четверту.

Запропонована нами коробка передач розташована на СТЗ та сполучена з механізмом позиціонування лазера як показано на рисунку 4.12.

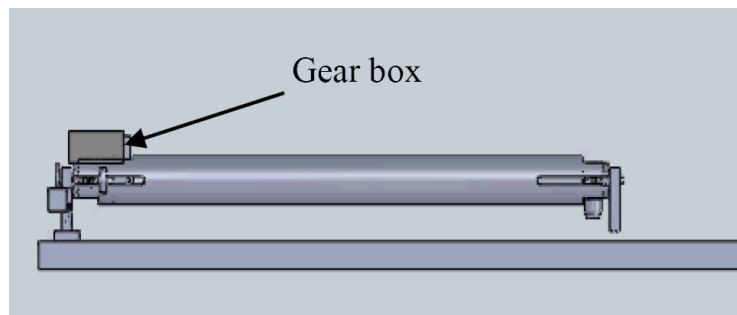


Рисунок 4.12 - Прототип II із запропонованою коробкою передач

Припускаючи все згадане, ми можемо констатувати наступне. Всі відомі лазерні скануючі системи [38, 99, 114, 122, 131, 140, 167, 171 та 187], що використовують постійний крок сканування не є ефективним для задач автономної навігації роботу. Найбільш правильним способом забезпечення сканування в завданні автоматичної навігації робота є комбінований крок сканування. Це дозволяє оптимізувати (мінімізувати) час сканування з гарантованим виявленням критичних перешкод у полі зору робота. Крім того, він дозволяє виявляти такі перешкоди, як можна швидше, в той же час виявляючи з більш високою точністю тільки перешкоди (!), розташовані найближче до межі запланованої траєкторії робота. Для цієї технічної задачі найбільш важливим питанням є значення таких типових кутів, які дозволяють об'єднувати пошук в найкоротші терміни без втрати необхідної точності. Ці значення нами визначені в ході комп'ютерного експерименту. У

даній роботі відповіді на ці питання отримані результатами моделювання. Спираючись на ці результати, ми пропонуємо попередню конструкцію такої електромеханічної трансмісії. Вона може дозволити оптимізувати функціонування СТЗ, за критеріями умовно мінімального часу.

Всі згадані вище вперше отримані результати опубліковані в роботах автора [73,74, 201].

4.3 Методи фільтрації шумів в СТЗ, обумовлених механічною вібрацією

На якість інформаційних процесів в СТЗ впливають складні за своєю природою свого формування процеси механічної вібрації системи «робот - СТЗ - поверхня». Найбільше це впливає на формування корисних сигналів в фотоприймачі.

Одним з найскладніших перешкод для нормального функціонування СТЗ є наявність типових вхідних шумів, що змішуються з "стоп-сигналом". Вид типового сигналу в колі фотоприймача в вигляді стоп-кадру (скріншоту) осцилографа показаний на рис. 4.13. Цей шум може бути відфільтрований за допомогою спеціально розробленої схеми (рис. 4.14) з метою гарантованого виявлення справжнього стану скануючого променя, відбитого від підсвічених точок на перешкоді, іншими словами, гарантований локалізації реальних "стоп-імпульсів". Попередній аналіз джерел шуму призводить нас до висновку, що він являє собою складне поєднання механічних шумів в електроприводах та синусоїдальних перешкод електропостачання, довільний розподіл в ланцюгах та електромеханічної конструкції СТЗ. Таким чином, найкращим рішенням у цьому випадку є розробка спеціальної конструкції фільтра (рис. 4.14) для експериментально визначеної ширини смуги (спектра) шуму.

Як в будь-якій системі, шум присутній також тут в сигналі, отриманому з фотоприймача. Після вивчення сигналу, який ми спостерігали експериментально, було встановлено, що шум досягає максимальної амплітуди 120 мВ (див. Рис. 4.13) з частотами, які варіюються між 400 Гц та

20 кГц. Для усунення цього шуму була розроблена та впроваджена схема фільтра Баттерворта третього порядку для діапазону низьких частот (-60 дБ на декаду), див. рис. 4.14. Вихід фільтра підключається до детектора напруги з рівнем опорного напруги 120мВ з метою відфільтрувати корисний сигнал від амплітуди шуму. Коли перешкоду виявлено, на фотоприемнике з'являється сплеск, відповідний виявленню сигналу, напруга цього сплеску варіюється в залежності від відстані від виявленої перешкоди, але завжди більше ніж 120мВ від амплітуди шуму. Вихід напруги детектора рівня сигналу відповідає рівню 5 В постійного струму при виявленні перешкоди, та залишається на 0 В, коли немає ніяких перешкод; іншими словами, аналізується квадратних сигнал з параметрами 0-5 В, який вказує нам, чи присутній об'єкт чи ні в зоні огляду робота.

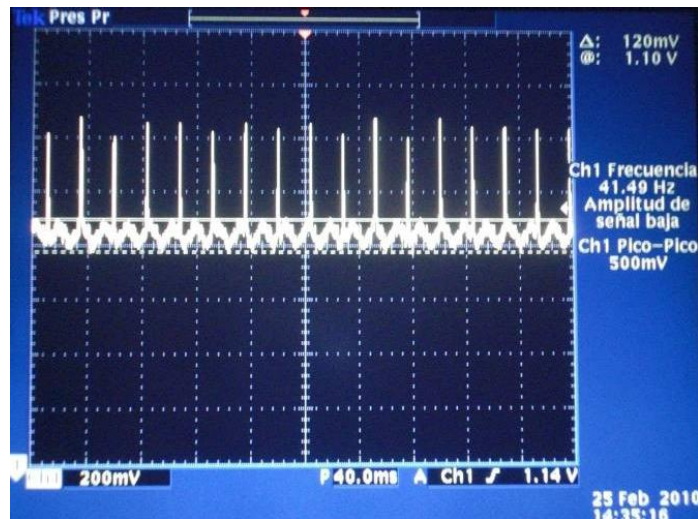


Рисунок 4.13 - Типові експериментальні напруги та частоти шумів

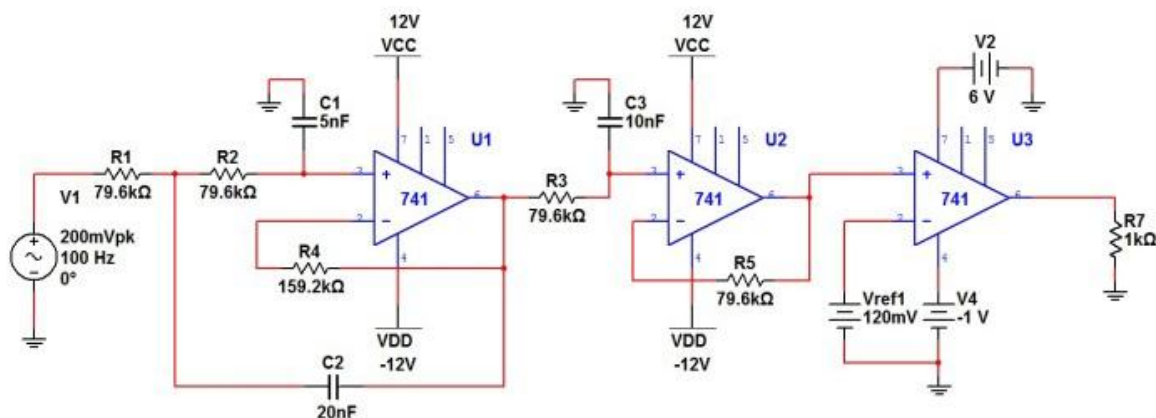


Рисунок 4.14 - Фільтр Баттерворта низьких частот третього порядку (-60 дБ / декаду) та детектор рівня напруги

Фільтр типу Баттерворта був обраний серед інших типів фільтрів (наприклад, фільтри Чебишева), так як він вигідно відрізняється за рахунок більш лінійної фазової характеристики Баттерворта на виході та рівною АЧХ в смузі пропускання нашого завдання відповідно до [40]. Наш фільтр був розроблений таким чином:

$$\omega_3 = 200, C_3 = 10 \text{ нФ} \quad (4.23)$$

де ω_c це частота зрізу, її присвоєне значення становить 200 Гц для того, щоб пропустити смугу частот від 0 до 200 Гц, що дозволяє передавати сигнал виявленої перешкоди та ослаблення всіх інших сигналів на частотах вище 200 Гц.

$$C_1 = \frac{1}{2} C_3 = 5 \text{ нФ} \quad (4.24)$$

$$C_2 = 2C_3 = 20 \text{ нФ} \quad (4.25)$$

$$R = \frac{1}{\omega_c C_3} = \frac{1}{(6,25)(200)(5 \times 10^{-9})} = 79,617 \text{ кОм} \quad (4.26)$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R = 79,617 \text{ кОм} \quad (4.27)$$

$$R_{f1} = 2R = 159,235 \text{ кОм} \quad (4.28)$$

$$R_{f2} = R = 79,617 \text{ кОм} \quad (4.29)$$

У фільтрі з -60 дБ / декаду загасання досягається за рахунок каскадування -40 дБ / декаду першого каскаду фільтра, та -20 дБ / декаду на другому каскаді фільтру.

Загальний замкнутий контур посилення має коефіцієнт посилення, отриманий за допомогою множення коефіцієнтів посилення кожного з каскадів фільтру. На рис. 4.15 представлена частотна характеристика схеми фільтру, показана на рис.4.14 [40]

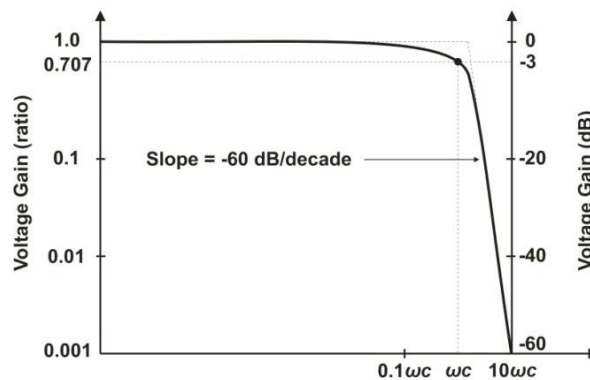
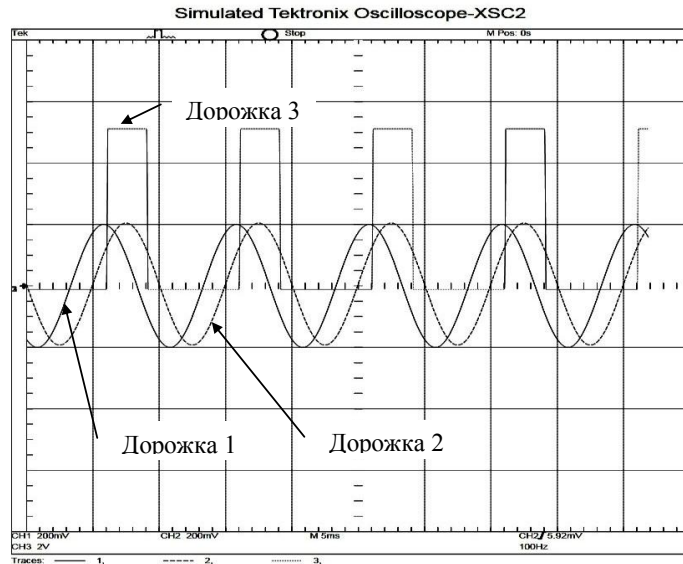
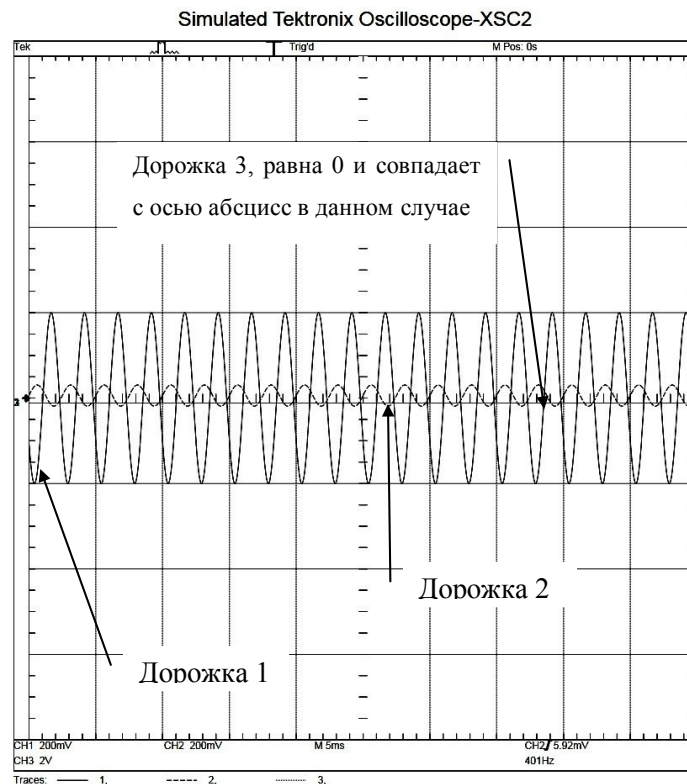


Рисунок 4.15 – Частотна характеристика фільтру, показаного на рис. 4.14

Робота схеми, представленої на рис. 4.14, була змодельована за допомогою програмного забезпечення від National Instruments, NI Multisim 10. Рис. 4.16, показує екран осцилографа Tektronix імітації з трьома сигналами; дорожка 1 є сигналом вхідного кола, яка імітує фотоімпульс на виході приймача, це сигнал, який фільтрується та посилюється, для даного моделювання параметри вхідного сигналу: 200 мВ при 100 Гц. Дорожка 2 є виходом фільтра, як показано нижче, сигнал має ту ж амплітуду, що і оригінальний доти, поки його частота в смузі пропускання області (нижче 200 Гц), отже, без ослаблення. Сигнал виходу також має затримку 8 мс, яка прийнятна для нашої задачі. І останнє, дорожка 3, - це напруга на виході детектора рівня. Цей сигнал буде 5 В постійного струму, якщо напруга сигналу приходить від фільтра більше, ніж V_{ref} (120 мВ постійного струму), тобто перешкода було виявлено, і він залишається 0 В постійного струму, якщо немає перешкоди в поле зору робота.



(а) вхідний сигнал 200 мВ при 100 Гц; вихід 0-5В квадратних сигнал.



(б) вхід 200 мВ при 400 Гц, вихідна послаблюється у зв'язку з вхідною частотою вище, ніж частота зрізу (200 Гц), незалежно від вхідної напруги
Рисунок 4.16 - Фільтр низьких частот та напруги на виході детектора рівня (схема на рис. 6.14)

На рис. 4.16, б показаний випадок, коли вхідний сигнал 200 мВ при 400 Гц, ця частота знаходиться в області затримування (вище 200 Гц), з цієї причини доріжка 2 сигналу, який є виходом фільтру послаблюється до 35мВ,

що для цього випадку рівносильно 0В. Тому доріжка 3 залишається на рівні 0В постійного струму.

Таким чином, наша модель показує, що розроблено фільтр здатний ефективно послаблювати експериментально виявлений небажаний шум в СТЗ, в прототипі вище 400 Гц. Всі згадані вище вперше отримані результати опубліковані в роботах автора [30, 189].

4.4 Поліпшення реакції акселерометрів при визначенні власної просторової орієнтації на основі адаптивних МНСК-фільтрів

При організації автоматичною навігації об'єкта дуже важливим моментом для ефективного вирішення завдання в цілому є контроль власної просторової орієнтації в кожній точці траєкторії, де проводиться обробка даних від всіх перерахованих вище систем. На сьогоднішній день найбільш підходящим технічним засобом для цього є акселерометричні платформи, чия практична придатність багаторазово і успішно доведена в різних практичних завданнях, від дитячих ігрових приставок до стикувальних вузлів космічних станцій. У ракурсі нашої практичної задачі доцільним видається не створення нового пристрою, а лише якісний аналіз перешкод в системах такого типу, з метою розробки ефективного методу для зниження негативного впливу перешкод.

4.4.1 Особливості бортових вимірювальних систем і комплексів

При проектуванні вимірювальних систем одним з найбільш складних завдань є забезпечення високоякісної фільтрації небажаної інформації. Практично, ми не можемо усунути повністю цю небажану інформацію, але що ми можемо зробити, так це використовувати прогресивні технології для побудови інтелектуальних вимірювальних систем, здатних зменшити шум, що спотворює важливу інформацію, що надходить від датчиків, до рівня, при якому негативний вплив шуму на корисний сигнал є незначним. Недавні

застосування декількох передових методів фільтрації показали, що відношення сигнал-шум (ВСШ) може бути збільшено при використанні відповідних методів фільтрації [63-84, 133, 154].

У цьому контексті в науковій літературі наведено велику кількість алгоритмів фільтрації, що реалізуються за допомогою аналогової або цифрової електроніки; такі алгоритми можуть бути або оптимальними щодо деякого показника якості або робастними по відношенню до структурних і неструктурних невизначеностей [191,224].

Дуже часто, при проектуванні вимірювальних систем, проектувальники прагнуть побудувати системи обробки сигналу, використовуючи класичний підхід до фільтрації [198, 121] і перетворенню сигналу [125,190]. Крім того, такі системи виготовляються на замовлення, щоб вони відповідали певним, специфічним умовам роботи, в навколишньому середовищі з відомими значеннями шумових характеристик, частоти важливого (корисного) сигналу, робочої температури, та інших умов навколишнього середовища. Тому виробники датчиків намагаються розвивати продукти, які задовольняють потребам їх споживачів.

Однак вищезазначене твердження викликає дві проблеми. По-перше, оскільки виготовлена на замовлення вимірювальна система розроблена для вирішення якоїсь однієї проблеми з деякими (визначеними) обмеженнями, при зміні умов роботи, система не готова до роботи в нових, змінених умовах. По-друге, виготовлені на замовлення вимірювальні системи далеко не дешеві. Тому, та вартість та здатність системи до адаптації до нових, непередбачуваних змін навколишнього середовища є вимогами першорядної важливості.

Тому тут ми представляємо порівняльний аналіз результатів, отриманих з використанням традиційного методу фільтрації та за допомогою більш простої, недорогої адаптивної фільтрації [61, 218], для поліпшення продуктивності п'єзоелектричного акселерометра 1201F, виробленого Measurement Specialties. У даній роботі ми використовували адаптивний алгоритм фільтрації на основі методу найменшої середньоквадратичної помилки (МНСК) для здійснення оптимального процесу фільтрації.

4.4.2 Акселерометр

Принцип дії акселерометрів описано в декількох посиланнях на датчики та виконавчі механізми [52, 95, 110, 190], та є велика різноманітність акселерометрів, які можуть використовуватися в різних додатках залежно від вимог до діапазону, власної частоти, демпфірування, температури, розміру, ваги, гистерезиса, низького шуму, тощо. П'єзоелектричні акселерометри, п'єзорезистивного акселерометри, акселерометри зі змінними ємностями, лінійні змінні диференційні трансформатори (ЛПДТ), акселерометри зі змінним магнітним опором, потенціометричні акселерометри, гіроскопи, які використовуються для вимірювання прискорення, акселерометри для вимірювання деформацій [95, 125, 138, 190].

У даній роботі ми розглянемо вимір сталого прискорення та акселерометр постійного струму (DC accelerometer) 1201 F, який виробляє компанія Measurement Specialties, який був протестований в лабораторних умовах на можливість використання в роботах. Схематична діаграма цього акселерометра складається з конфігурації моста Уитстона, показаного на рисунку 4.17, який може бути одноплечевої, двуплечевої або чотирехплечевої конфігурації. На рис. 4.17 V_s – напруга збудження (2-10 В постійного струму для максимальної гнучкості), V_0 - вихідна напруга, R_1 , R_2 , R_3 , и R_x – один (тобто одноплечева конфігурація мосту), два (тобто двуплечева конфігурація мосту) або чотири (тобто чотирьохплечева конфігурація мосту) резистора, опори яких залежать від прискорення [71, 95, 125, 190].

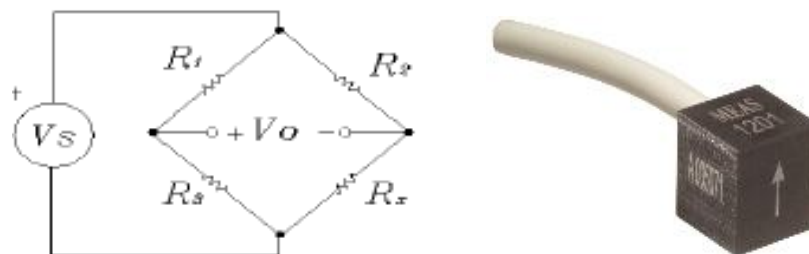


Рисунок 4.17 – Мостовий ланцюг Уитстона та загальний вигляд акселерометра 1201 F Measurement Specialties

Акселерометр 1201 F має наступні характеристики: вимірювальні MEMS елементи 2-го покоління; повномасштабний діапазон в 1000 g; напруга постійного струму 2-10 для максимальної гнучкості; температурна компенсація 0-50 ° C; коливання вихідного сигналу ± 40 мВ від заходи нуля; газове демпфірування; варіанти роз'ємів; механічний останов при перевантаженні; та розроблено для гвинтової установки.

4.4.3 Неадаптивна та оптимальна адаптивна фільтрація

Незважаючи на те, що виробники датчиків наполегливо працюють, щоб пристосувати процеси, які використовуються для виробництва передових напівпровідникових технологій до виробництва датчиків та поліпшити характеристики датчиків шляхом використання інтегрованих схемотехнічних технологій [52], більшість алгоритмів, які використовують розумні датчики для здійснення фільтрації небажаних сигналів, засновані на класичних методах фільтрації. Вони застосовуються для різних завдань стосовно автоматизації транспортних засобів. На жаль, в літературі не знайшлося достатньо розгорнутого опису використання акселерометра для завдання миттєвого визначення просторової орієнтації корпусу мобільного засобу. Однак, в цьому та немає великої необхідності: всі застосування акселерометрів на автомобільному транспорті в сенсі шуму досить подібні за характеристиками з огляду на єдину природу зародження шуму внаслідок коливань, вібрації мобільного об'єкту та ударних разових навантажень, що прикладаються до нього в русі випадковим чином.

Наприклад, за даними [110], практична аналогова схема інтерфейсу акселерометра для подушок безпеки, як правило, має фільтр низьких частот, який є 2 - або 4-полюсною функцією Бесселя, яка не може задовільно придушити (відфільтрувати) сигнал, що несе відповідну інформацію, що надходить від акселерометра. Це тому, що в режимі реального часу, як обидві смуги пропускання корисного сигналу, так та характеристики шумів невідомі,

та при низьких рівнях збудження ВСШ настільки мало, що електронна система може збитися та сплутати шум з інформацією корисного сигналу.

Таким чином, проблема фільтрації не повністю вирішується використанням фільтру низьких частот.

Тому, в конструкціях практично використовуваних акселерометрів з метою уникнення помилкового уявлення корисного сигналу, сигнал перерозподіляється. Проте, цей перерозподіл посилення вимагає знання найгіршого значення сигналу, яке буде прийматися за шум у вихідному сигналі [110].

Беручи до уваги наведене вище твердження, не можна сказати, що використання звичайних фільтрів є найкращим варіантом. Необхідна розробка рішення, яке буде задовольняти необхідним робочим характеристикам. Щоб бути більш конкретним, як зазначається в [110], є випадки, в яких низькочастотний фільтр не може придушити шум та послаблює корисний сигнал, викликаючи серйозні спотворення, які впливають на продуктивність алгоритмів виявлення зіткнень та зменшення ВСШ на виході вимірювальної системи. Ця проблема, пов'язана з безпекою, заслуговує на нашу саму серйозну увагу.

З іншого боку, одна з переваг адаптивних фільтрів полягає в тому, що вони мають механізм автоматичного регулювання своїх власних параметрів за допомогою рекурсивного алгоритму безпосередньо під час активної взаємодії фільтру з навколишнім середовищем. Тому, вони можуть задовільно працювати в навколишньому середовищі, про шумових характеристиках якого у нас є лише трохи інформації. Підвищення ВСШ, що досягається такими фільтрами, в кілька разів краще досягається при використанні звичайних фільтрів [88-106]. Крім того, інша дуже важлива перевага використання деяких адаптивних алгоритмів фільтрації є їх простота. В даному розділі ми будемо використовувати адаптивний МНСК фільтр та покажемо його переваги перед звичайними фільтрами саме для вирішення нашої практичної задачі. З цією метою, тут ми збираємося використовувати пристрій адаптивного придушення шуму (АПШ) [61,218]

заснованої на звичайному адаптивному алгоритмі МНСК фільтру.

Рисунок 4.18 відображає структурну схему такого пристрою.

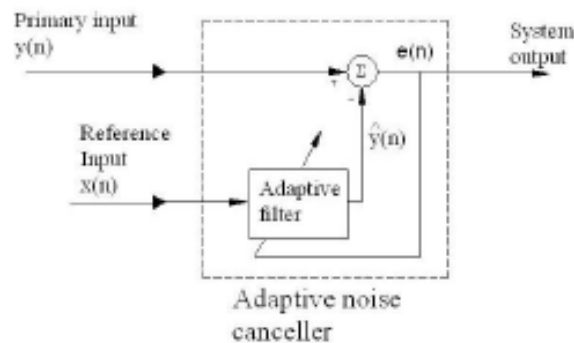


Рисунок 4.18 - Структурна схема АПШ

Практичне виконання МНСК алгоритму дуже просто, що показано в [61,218], серед інших міжнародно визнаних посилань. Відповідно до [61,218], МНСК алгоритм складається з наступних кроків:

1) вихідний сигнал адаптивного фільтру:

$$\hat{y}(n) = \hat{W}^H(n)x(n),$$

де верхній індекс H позначає ермітове перетворення. Цей сигнал скалярне множення вектора оцінки вагових коефіцієнтів фільтру \hat{W} (довжиною M) та еталонного вхідного вектора $x(n)$ (Довжиною M). З рисунку 4.18 можна помітити, що вхідний вектор $x(n)$ представляється як:

$$x(n) = [x(n) \quad \dots \quad x(n-M+1)]^T,$$

де верхній індекс T позначає транспонування та $x(n)$ опорний (еталонний) вхід фільтру.

2) Помилка оцінки (або виходу системи на рисунку 4.18):

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n),$$

яка є різницею між бажаною реакцією (або первинним входом) $y(n)$ и отриманим вихідним сигналом.

3) Сума сигналу помилки, вхідного вектора, вектора вагової функції та (постійного) параметра величини кроку μ , які використовуються на n -й ітерації (кроці) для отримання вектора вагової функції для наступної ітерації $n + 1$. Таким чином, адаптація вагової функції дається як:

$$\hat{W}(n+1) = \hat{W}(n) + \mu \cdot x(n) \cdot e^*(n).$$

Потім всі кроки по повторюються з першої по N -у ітерацію, починаючи з $n = 0$ та з початковим значенням вектора ваги з умовою вагової функції $\hat{W}(0)$.

4.4.4 Постановка експерименту

В експерименті в лабораторних умовах був протестований акселерометр 1201F-1000-10-240X з наступними характеристиками 1000 g в широкому (повномасштабному) діапазоні, напруга збудження 10 В постійного струму, кабель 240 дюймів, та без додаткових опцій. Тестування проводилося за допомогою калібруючої системи CS18 TF від СПЕКТРА. Ця система може виконувати калібрування датчика з / без підсилювачів в діапазоні частот від 3 Гц до 5 кГц, з повторюваністю калібрування що перевищує 0,5% при однакових умовах до 5 кГц.

Акселерометр 1201F-1000-10-240X був протестований на частоті 50 Гц, 100 Гц, 200 Гц, 500 Гц та 1 кГц, з збудливим синусоїдальним прискоренням амплітудою 2 g. Крім того, для лабораторних експериментів використовувалася плата для збору даних NI DAQCard-6062E компанії National Instruments. При частоті сигналу в 50 Гц та 100 Гц використовувалася частота дискретизації 30 кГц, а при частоті сигналу в 200 Гц, 500 Гц та 1 кГц частота дискретизації 100 кГц.

Рис. 4.19 відображає реакцію вимірювальної системи до фільтрації на збудження в 50 Гц, а на рис. 4.20 показано вікно з поточними значеннями калібрування. У цьому вікні відображається чутливість (Channel 1 Sensitivity) відповідного датчика і чутливість датчика при поточному вимірі процесі тестування (Channel 2 Sensitivity). Крім того, в групі вікон Standard deviations відображаються поточні стандартні відхилення прискорення і чутливості датчика при тестуванні, а також у відповідних полях можна спостерігати миттєві значення прискорення, швидкості і зміщення коливань збудника, напруга генератора (вихідний сигнал) та обраний коефіцієнт посилення. В поле Control відображається інформація про те, чи включена опція управління.

Нарешті червоні індикатори в стовпці Overload навпаки CH1 та CH2 показує, що напруга на вході АЦП перевищує припустиме максимальне значення; червоний індикатор навпроти позиції Gen вказує, що контролер не може встановити необхідну амплітуду, а вікно Valid відображає правильність результату (прискорення встановлено цілі).

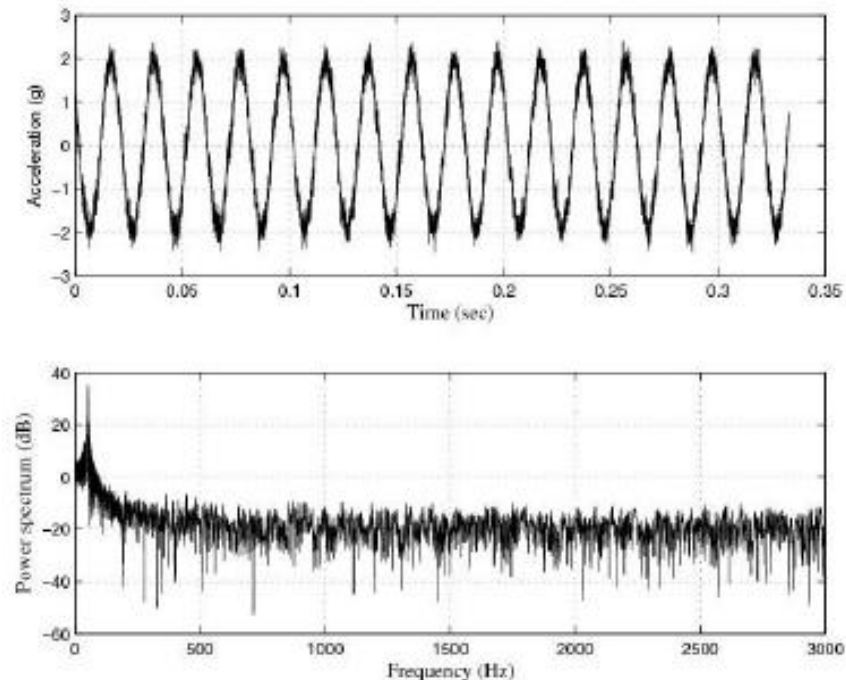


Рисунок 4.19 - Реакція вимірювальної системи перед фільтрацією на синусоїдальное збудження в 2g амплітудою в 50 Гц: прискорення (вихідний сигнал) (g) та величина спектральної потужності (dB)

Channel	Sensitivity	Standard deviation	
1	100.02 mV/g	0.012	of acceleration, %
2	0.14771 mV/g	0.033	of sensitivity, %

Acceleration	2.046253 g Peak	Ugen	0.136917 V	Gain, dB / Overl	Control	off
Acceleration	20.066890 m/s ² Peak		Peak	CH1 0	Valid	yes
Velocity	0.053875 m/s Peak			CH2 0	№:	53
Displacement	0.406640 mm Peak-Peak	Used	10.00 V	Gen		

Рисунок 4.20 - Поточні значення процесу калібрування: 50 Гц

На рис. 4.21 и 4.22 показані реакції вимірювальної системи перед фільтрацією при порушенні 100 Гц та вікно з поточними значеннями калібрування.

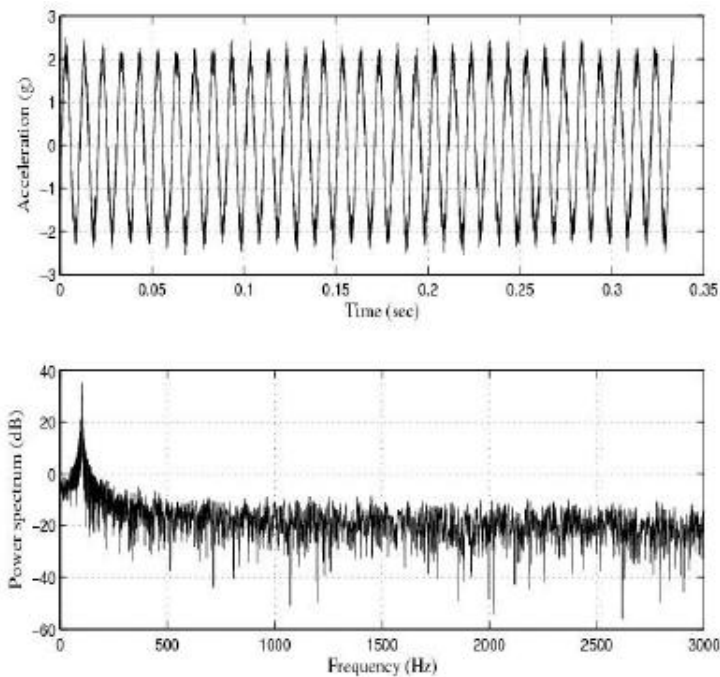


Рисунок 4.21 - Реакція вимірювальної системи до фільтрації для синусоїдального збудження амплітудою в 2 g при частоті 100 Гц: Прискорення (або вихідний сигнал) (g) та величина спектральної потужності (дБ)

Channel	Sensitivity		Standard deviation	
1	100.17	mV/g	0.014	of acceleration, %
2	0.14706	mV/g	0.057	of sensitivity, %

Acceleration	2.045667	g	Peak	Ugen	0.103965	ψ	Gain, dB / Overl	Control	off
Acceleration	20.061142	m/s ²	Peak			Peak	CH1	0	Valid
Velocity	0.031923	m/s	Peak				CH2	0	Nr.
Displacement	0.101631	mm	Peak-Peak	Used	10.00	ψ	Gen		171

Рисунок 4.22 - Поточні значення процесу калібрування: 100 Гц

На рис. 4.23 та 4.24 показані реакції вимірювальної системи перед фільтрацією при порушенні 200 Гц та вікно з поточними значеннями калібрування.

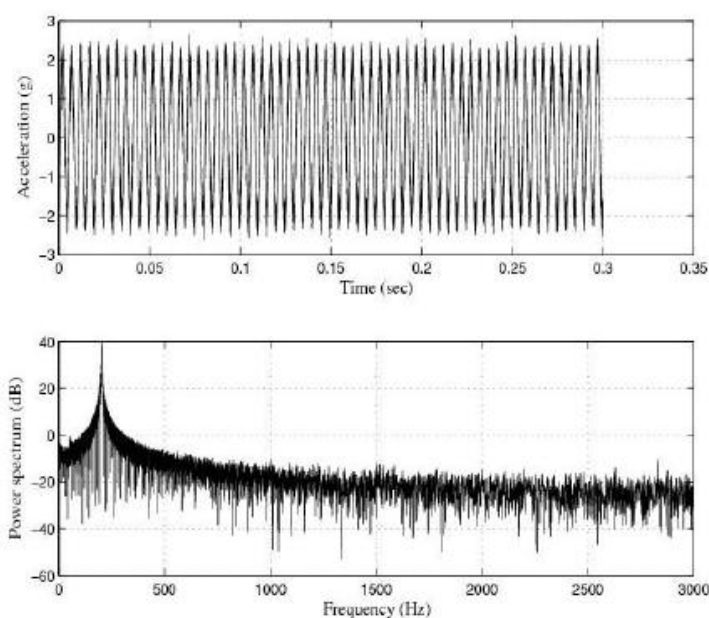


Рисунок 4.23 - Реакція вимірювальної системи до фільтрації для синусоїдального збудження амплітудою в 2 g при частоті 200 Гц: прискорення (вихідний сигнал) (g) та спектр потужності величиною (дБ) Прискорення (або вихідний сигнал) (g) та величина спектральної потужності (дБ).

Channel	Sensitivity	Standard deviation	
1	100.24 mV/g	0.039	of acceleration, %
2	0.14699 mV/g	0.070	of sensitivity, %

Acceleration	2.045027	g Peak	Ugen	0.117596	v	Gain, dB / Overl	Control	of
Acceleration	20.054866	m/s ² Peak			Peak	CH1 0	Valid	yes
Velocity	0.015959	m/s Peak				CH2 0	Nr:	307
Displacement	0.025400	mm Peak-Peak	Used	10.00	v	Gen		

Рисунок 4.24 - Поточні значення процесу калібрування: 200 Гц

Аналогічні параметри для амплітуди збудження 500 Гц наведено на рис. 4.25 та 4.26, а для 1кГц – на рисунках 4.27 та 4.28.

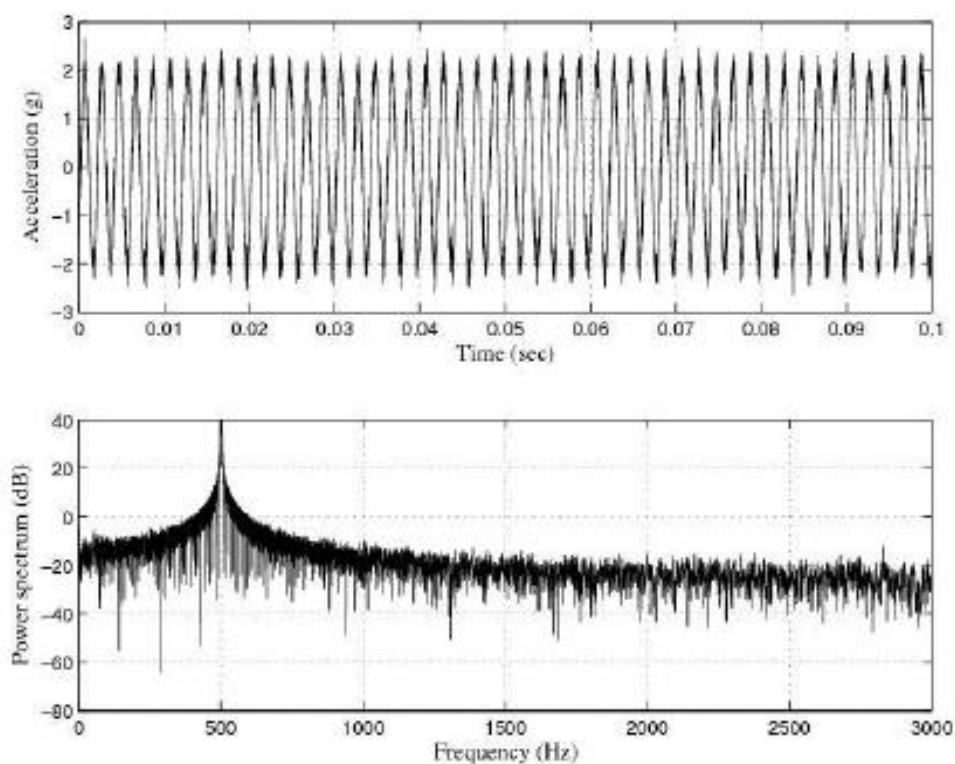


Рисунок 4.25 - Реакція вимірювальної системи до фільтрації для синусоїдального збудження амплітудою в 2 g при частоті 500 Гц: прискорення (вихідний сигнал) (g) та спектр потужності величиною (дБ)
Прискорення (або вихідний сигнал) (g) та величина спектральної потужності (дБ).

Channel	Sensitivity		Standard deviation	
1	100.29	mV/g	0.008	of acceleration, %
2	0.15471	mV/g	0.112	of sensitivity, %

Acceleration	2.043519	g	Peak	Ugen	0.124972	V	Gain, dB / Overl.	Control	off
Acceleration	20.040072	m/s ²	Peak			Peak	CH1	0	yes
Velocity	0.006379	m/s	Peak				CH2	0	
Displacement	0.004061	mm	Peak-Peak	Used	10.00	V	Gen		176

Рисунок 4.26 - Поточні значення процесу калібрування: 500 Гц

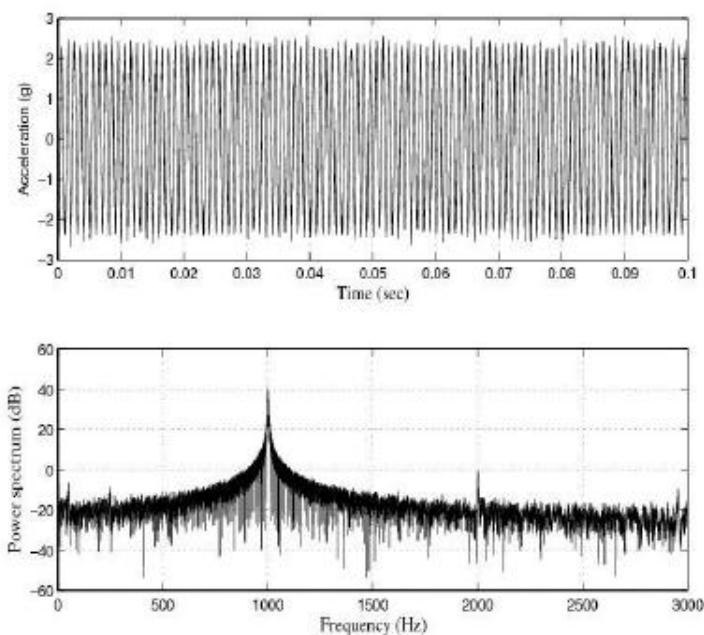


Рисунок 4.27 - Реакція вимірювальної системи до фільтрації для синусоїдального збудження амплітудою в 2 g при частоті 1 кГц: прискорення (або вихідний сигнал) (g) та величина спектральної потужності (дБ).

Channel	Sensitivity		Standard deviation	
1	100.34	mV/g	0.008	of acceleration, %
2	0.1809	mV/g	0.117	of sensitivity, %

Acceleration	2.042068	g	Peak	Ugen	0.125402	V	Gain, dB / Overl.	Control	off
Acceleration	20.025851	m/s ²	Peak			Peak	CH1	0	yes
Velocity	0.003187	m/s	Peak				CH2	0	
Displacement	0.001015	mm	Peak-Peak	Used	10.00	V	Gen		24

Рисунок 4.28 - Поточні значення процесу калібрування: 1кГц

Реакції датчика на зазначені вище збуджуючі сигнали (рис. 4.19, 4.21, 4.23, 4.25 та 4.27) показують, що необхідно придушення шуму, який спотворює корисний сигнал. Перше, що було зроблено для цієї мети - це

фільтрація сигналу, що надходить від датчика, за допомогою фільтрів, які використовуються в автомобільних системах в даний час, тобто, за допомогою типових фільтрів.

Таким чином, у нас два варіанти. Перший полягає у використанні фільтру низьких частот з частотою зрізу на частоті синусоїдального збуджувального прискорення.

Другий варіант використовувати смуговий фільтр з середньою частотою на частоті синусоїдального збуджувального прискорення.

Однак, незважаючи на те, що перший варіант є задовільним підходом до вирішення даної практичної задачі, ми можемо зіткнутися з проблемою пропуску через вимірювальну систему низькочастотних шумів та збурень, найбільш характерних при русі мобільного засобу по нерівній поверхні (також не варто нехтувати середнечастотною компонентою шуму). З цієї причини, цей варіант був відкинутий. І для вирішення фільтрації, ми використовували п'ять смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку з середньою частотою 50 Гц, 100 Гц, 200 Гц, 500 Гц та 1 кГц, відповідно. Крім того, для того, щоб слідувати тим же критеріям проектування, добротність Q всіх цих фільтрів була прийнята рівною 20. Значення Q можна було вибрати більше 20, але 20 - найбільш раціональний вибір (з міркувань швидкості відгуку системи співвідносно з найбільш ймовірними швидкостями переміщення в просторі нашого керованого мобільного об'єкта). Апроксимації функцій системи цих фільтрів наведено в таблиці 4.7, приблизних місць їх нулів та полюсів наведено в таблиці 4.8, величину частотних характеристик цих фільтрів показано на рис. 4.29 та спектра потужності вихідних сигналів, після фільтрації, показані на рис. 4.30.

Таблиця 4.7 - Приблизні системні функції смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку

System functions	
$H_{50}(z)$	$\frac{1.34 \times 10^{-7} - 2.74 \times 10^{-7} z^{-2} + 1.37 \times 10^{-7} z^{-4}}{1 - 3.9987z^{-1} + 5.9962z^{-2} - 3.9966z^{-3} + 9.9895 \times 10^{-1} z^{-4}}$
$H_{100}(z)$	$\frac{5.48 \times 10^{-7} - 10.95 \times 10^{-7} z^{-2} + 5.48 \times 10^{-7} z^{-4}}{1 - 3.9970z^{-1} + 5.9920z^{-2} - 3.9928z^{-3} + 9.9791 \times 10^{-1} z^{-4}}$
$H_{200}(z)$	$\frac{1.97 \times 10^{-7} - 3.95 \times 10^{-7} z^{-2} + 1.97 \times 10^{-7} z^{-4}}{1 - 3.9984z^{-1} + 5.9956z^{-2} - 3.9959z^{-3} + 9.9874 \times 10^{-1} z^{-4}}$
$H_{500}(z)$	$\frac{1.23 \times 10^{-6} - 2.46 \times 10^{-6} z^{-2} + 1.23 \times 10^{-6} z^{-4}}{1 - 3.9949z^{-1} + 5.9866z^{-2} - 3.9886z^{-3} + 9.9686 \times 10^{-1} z^{-4}}$
$H_{1k}(z)$	$\frac{4.92 \times 10^{-6} - 9.84 \times 10^{-6} z^{-2} + 4.92 \times 10^{-6} z^{-4}}{1 - 3.9858z^{-1} + 5.9655z^{-2} - 3.9733z^{-3} + 9.9374 \times 10^{-1} z^{-4}}$

Таблиця 4.8 - Приблизні розташування полюсів та нулів п'яти смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку

	Zeros	Poles
$H_{50}(z)$	$1 \pm j \cdot 1.710747438529511 \cdot 10^{-8}$ $-9.999999935682686 \cdot 10^{-1}$ -1.000000006431731	$9.996741670997507 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 1.072413775639032 \cdot 10^{-2}$ $9.996927386471830 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 1.020085913032332 \cdot 10^{-2}$
$H_{100}(z)$	$1 \pm j \cdot 1.710747438529511 \cdot 10^{-8}$ $-9.999999935682686 \cdot 10^{-1}$ -1.000000006431731	$9.992334342881192 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 2.144130574975457 \cdot 10^{-2}$ $9.992815130644069 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 2.039543280194388 \cdot 10^{-2}$
$H_{200}(z)$	$1 \pm j \cdot 1.710747438529511 \cdot 10^{-8}$ $-9.999999935682686 \cdot 10^{-1}$ -1.000000006431731	$9.995952091041387 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 1.286817863878919 \cdot 10^{-2}$ $9.996188077792785 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 1.224029964677269 \cdot 10^{-2}$
$H_{500}(z)$	$1 \pm j \cdot 1.710747438529511 \cdot 10^{-8}$ $-9.999999935682686 \cdot 10^{-1}$ -1.000000006431731	$9.986779155639293 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 3.215024955884750 \cdot 10^{-2}$ $9.987664173461175 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 3.058269112594961 \cdot 10^{-2}$
$H_{1k}(z)$	$1 \pm j \cdot 1.710747438529511 \cdot 10^{-8}$ $-9.999999935682686 \cdot 10^{-1}$ -1.000000006431731	$9.963239762599312 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 6.421553359261849 \cdot 10^{-2}$ $9.965990147634185 \cdot 10^{-1} \pm j \cdot 6.108996200907289 \cdot 10^{-2}$

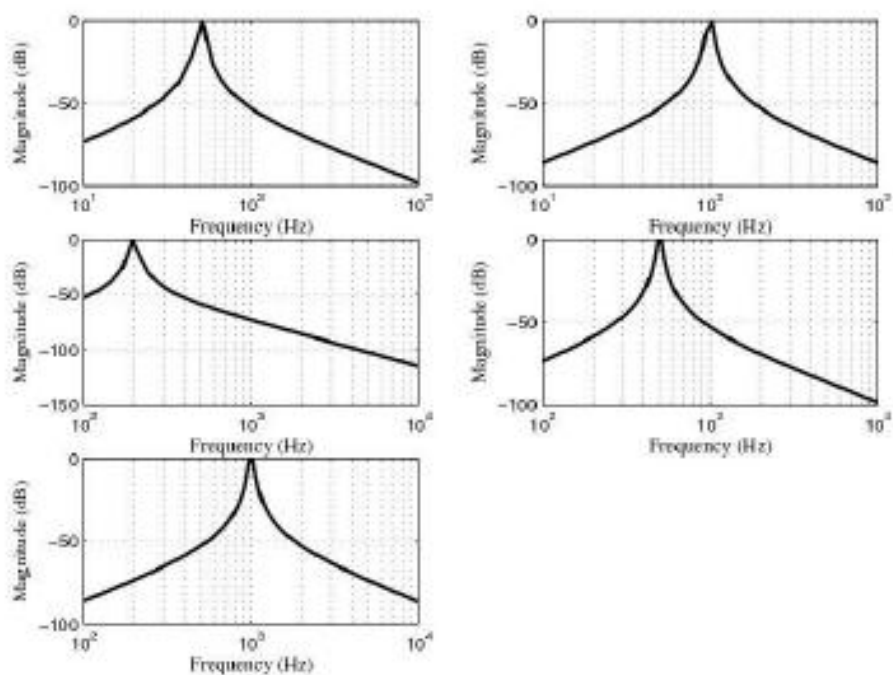


Рисунок 4.29 - Амплітудно-частотні характеристики п'яти смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку

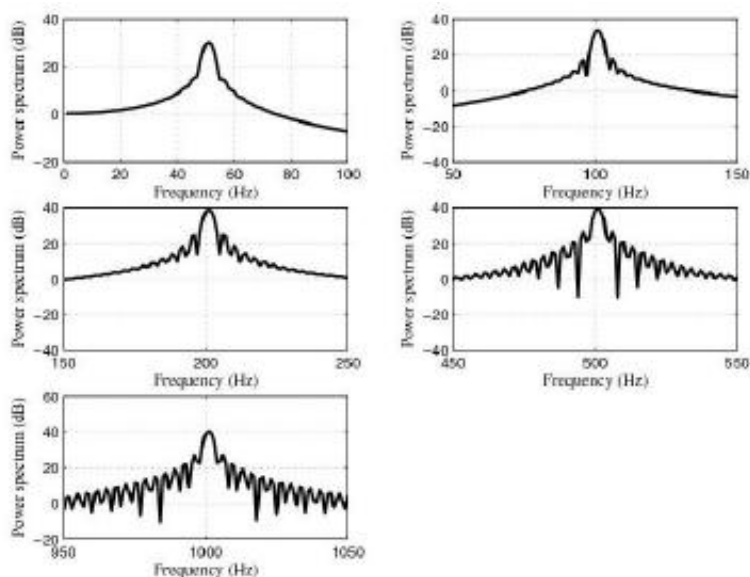


Рисунок 4.30 - Спектральні потужності (дБ) вихідних сигналів після фільтрації при використанні відповідних п'яти смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку

Важливо відзначити, що характеристики вимірювальної системи заснованої на п'яти смугових цифрових фільтрах Баттерворта 4-го порядку

можна вважати задовільними. Однак в реальних завданнях автономної навігації проектувальники не знають точно частоту корисного сигналу. Тому, проектувальник не може спроектувати групу (блок) смугових фільтрів, щоб впоратися з проблемою шуму/збурення, тому що він не знає середньої частоти фільтрів. Більш того, навіть якщо частота збуджувального сигналу відома, то при наявності декількох сигналів, необхідно використання декількох фільтрів. Такий блок фільтрів буде занадто дорогим при використанні аналогової електроніки, та буде мати проблеми через чисельні властивості (похибки чисельних методів) фільтрів в разі використання цифрової електроніки.

Таким чином, для зменшення шуму, що спотворює корисний сигнал, що надходить від датчиків більш ефективним та дешевим способом, ми використовували адаптивний фільтр. Фільтр, розташований на АПШ (див. Рис. 4.18) може працювати як весь блок смугових фільтрів, та може автоматично підлаштовувати свою середню частоту без втручання людини.

У цьому сенсі, оскільки завдання автономної навігації вимагають виконання умови робастности та легкості у використанні, тому що вони повинні працювати протягом тривалого часу та приймати рішення в ситуаціях, пов'язаних з питаннями безпеки, для розглянутого випадку ми вирішили проблему пригнічення шуму за допомогою використання МНСК адаптивного фільтру.

Параметри МНСК адаптивного фільтру (див. Розділ 4.4.3) такі: довжина вектора вагової функції $M = 100$, розмір кроку $\mu = 1$ через максимальне значення вагової потужності $x(n)$ [85-106].

Рис. 4.31 відображає спектральну потужність вихідних сигналів після фільтрації при використанні адаптивного МНСК фільтру [91-98], а рисунок 4.32 відображає криві навчання адаптивного МНСК фільтру для зазначених п'яти випадків при тестуванні. Крім того, рис. 4.33 відображає зміни вихідного сигналу з плином часу до та після фільтрації з використанням як смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку, так та адаптивного МНСК фільтру.

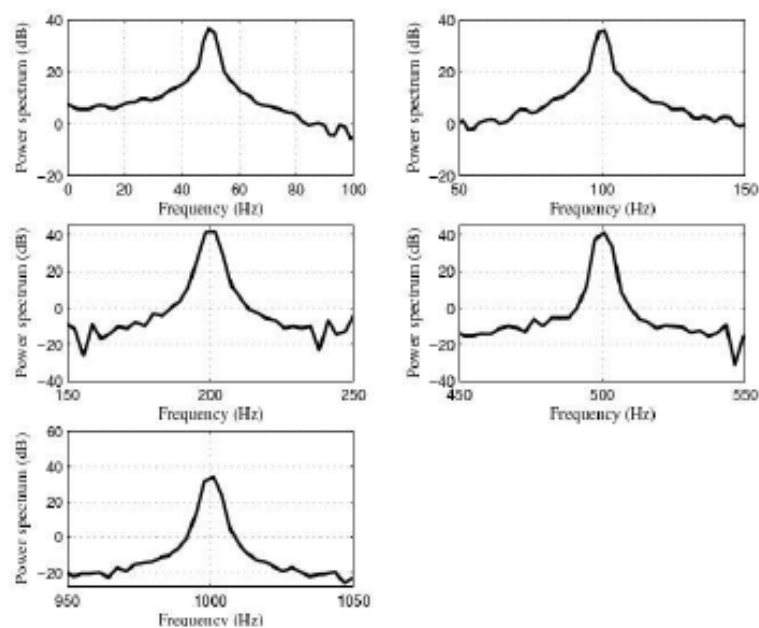


Рисунок 4.31 - Величина спектральної потужності (Дб) вихідних сигналів після фільтрації при використанні адаптивного МНСК фільтру

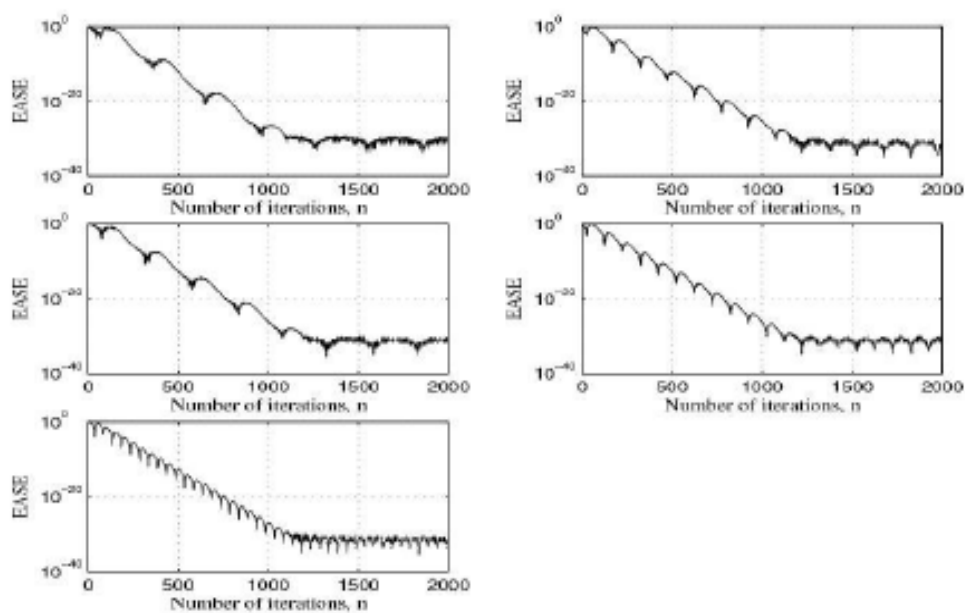


Рисунок 4.32 - Криві навчання адаптивного МНСК фільтру для випадків тестування: EASE - середнеквадратическая помилка (логарифмічний масштаб)

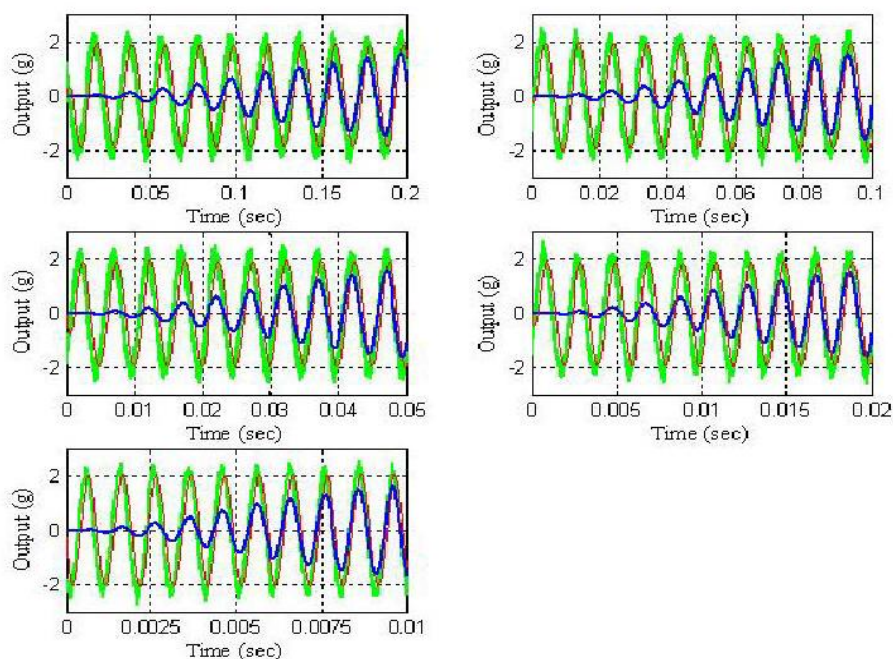


Рисунок 4.33 - Залежність вихідного сигналу від часу для п'яти випадків тестування: Зелений вихідний сигнал (g) перед фільтрацією; Синій вихідний сигнал (g) після фільтрації при використанні смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку; Червоний вихідний сигнал (g) після фільтрації при використанні адаптивного МНСК фільтру

При порівнянні результатів експерименту, показаних на рис. 4.31 з аналогічними на рис. 4.30, та проаналізувавши результати, показані на рис. 4.33, можна бачити, що як якість реакції, так і швидкість реакції адаптивного МНСК фільтру краще, ніж у п'яти смугових цифрових фільтрів Баттерворта 4-го порядку. Тому найкращий варіант - вирішувати проблему фільтрації, розглянуту в даному розділі, за допомогою адаптивного МНСК фільтру.

Таким чином, із вищесказаного вже можна зробити попередні висновки. В даному розділі для пригнічення шумів, що спотворюють корисний сигнал від акселерометра в лабораторних умовах, використовувався адаптивний МНСК фільтр. Результати експерименту були задовільними. Крім того, щоб показати, що характеристики адаптивного МНСК фільтру краще відповідних характеристик фільтрів, які використовуються для завдань автономної навігації, проведено порівняння адаптивного фільтру з п'ятьма смуговими цифровими фільтрами Баттерворта

4-го порядку. Результати експерименту показали, що адаптивний фільтр перевершує за своїми характеристиками смугові цифрові фільтри Баттерворта.

Для подальшого аналізу необхідно розглянути ще дві важливих сторони технічної проблеми використання МНСК фільтру. Перша полягала в перевірці п'єзорезистивного акселерометра в разі, коли збуджуюче прискорення було складено із кілька частотних компонент, а друга в тому, щоб спробувати поліпшити швидкість збіжності оптимальних адаптивних фільтрів з використанням іншого фільтру і того ж сімейства фільтрів МНСК.

Якщо розробники в автопромисловості використовують фіксовані фільтри (наприклад, Баттерворта, Чебишева, Бесселя і тощо), що в даний час є широко поширеною практикою, то вони самі дозволяють шуму проходити через системи датчиків, всього-лише обмежуючи смугу, всередині якої зашумленість сигналу знижена. Таким чином, в сучасних автомобілях, щоб зменшити цю проблему, розробники використовують кілька паралельних систем і допоміжних електронних схем, що робить систему дорогою, так як проблема фільтрації не повністю вирішується використанням тільки одного фільтру. Крім того, поліпшення швидкості збіжності сенсорних систем, вбудованих в автомобілі, при фільтрації шуму та перешкод, має першорядне значення, тому що це означає, що такі системи можуть реагувати дуже швидко, в непередбачуваних ситуаціях при русі в дуже важких дорожніх умовах.

У науковій літературі з вимірювальних приладів та обробці сигналу датчиків можна відзначити кілька науково-дослідних робіт з питань застосування класичних та сучасних методів фільтрації, спрямованих на підвищення ефективності системи датчиків та достовірності одержуваної з їх допомогою інформації [70,133]. Автори використовували робастні алгоритми [75, 78], досліджували застосування класичних фільтрів [74, 76] та класичні методи обробки сигналу [64,83]. Базуючись на аналізі висновків, зроблених перерахованими авторами, як та раніше, ми концентруємо нашу увагу на розробці легких в реалізації та недорогих адаптивних методів фільтрації [72,73]. В ході моделювання та експериментів був використаний як та раніше

п'єзорезистивний акселерометр 1201F виробника Measurement Specialties. Характеристики акселерометра вже згадувалися, а більш загальні відомості про акселерометри, придатні для вирішення подібних завдань, можна знайти в [64, 71, 83].

4.4.5 Адаптивна фільтрація при багатокomпонентній частоті шуму

Проблема полягала в оцінці сигналу, спотвореного фоновими шумами широкого діапазону в умовах малої кількості інформації про сигнал та характеристики шуму. Також, відповідний сигнал в ході експериментальних досліджень був підданий зовнішньому порушенню багаточастотним (тобто з багатьма компонентами по частоті) прискоренням, та необхідність зменшення шуму розглядалася як завдання оцінки невідомого сигналу; це важлива обмежувальна умова, що виправдує той факт, що було відкинуто використання фіксованих фільтрів.

Таким чином, для того, щоб задовільно вирішити викладені раніше проблеми, слід зазначити, що обраний адаптивний фільтр повинен відповідати наступним вимогам відповідно до [61]:

1. Він не повинен мати високе обчислювальне навантаження.
2. Він повинен мати хороші чисельні властивості, високу швидкість збіжності та малі помилки округлення.
3. Це необхідно для отримання хороших перехідних і слідкуючих характеристик, зниження чутливості до збурень і робастності.

Однак, оскільки ми пред'являємо більше вимог, фільтр що розробляється повинен бути більш складним. Цей факт змушує шукати компроміс між характеристиками, якими повинен володіти фільтр і остаточними вимогами до продуктивності.

Відповідно до вищезгаданих тверджень для проведення процесу фільтрації були обрані як традиційний, так і швидкий адаптивний МНСК фільтри. Використання адаптивного МНСК фільтра представляється одним з кращих рішень, зважаючи на його робастність (його модельно-незалежні

властивості, або, іншими словами - меншою чутливістю до спонтанних заважаючих факторів) [221,222].

Крім того, завдяки малим помилкам округлення, стабільності характеристик і легкій реалізації, адаптивний МНСК фільтр добре підходить для практичних завдань, де необхідно використання систем, що безперервно працюють без будь-якого втручання людини.

Цей фільтр задовільно використовувався в першій частині нашого дослідження [15,187]. Проте, з метою поліпшення швидкості збіжності та ЗСШ для кращої продуктивності акселерометра при розміщенні в автомобілях, або будь-яких інших мобільних роботів, необхідно було перевірити швидкий адаптивний МНСК фільтр, який здійснює адаптацію параметрів фільтра в частотній області.

Відповідно до [15, 187, 190, 221, 222], існує дві основні причини для пошуку адаптації в частотній області:

1. Адаптивні фільтри в частотній області можуть краще узгоджуватися з вимогою задовільності (достатності) довготривалої пам'яті, забезпечуючи хороші рішення задач, важких з обчислювальної точки зору.
2. Більш рівномірна швидкість збіжності досягається за рахунок використання переваг ортогональних властивостей дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) і пов'язаних дискретних перетворень.

В принципі, за структурою швидкий адаптивний МНСК фільтр є одним з блочно-адаптивних фільтрів. Вхідний сигнал ділиться на кілька блоків однакової довжини за допомогою послідовно-паралельного перетворювача, і блоки, отримані в результаті цього перетворення, фільтруються фільтром з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ), по одному блоку квантування даних зразків за раз. Адаптивний процес починається та триває на поблочній основі. Практично параметри фільтра адаптуються в частотній області за допомогою алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [36, 37, 47, 48].

Згідно Хайкіна [83], відомо, що метод збереження постійного перекриття (overlap-save) та метод розширення перекриття (overlap-add) забезпечують дві ефективні процедури для швидкої згортки - тобто,

обчислення лінійної згортки з використанням ДПФ. У даній роботі в пристрої адаптивного придушення шумів (АПШ) пристрій [83,218] був використаний швидкий МНСК алгоритм, заснований на секціонуванні (розподілі зони) при постійному перекритті (при зробленому допущенні, що дані на вході речовинні (або, іншими словами, мають всі дійсні значення)) [189]. На рис. 4.34 показана схема такого пристрою, а нижче наведено коротке викладення цього алгоритму.

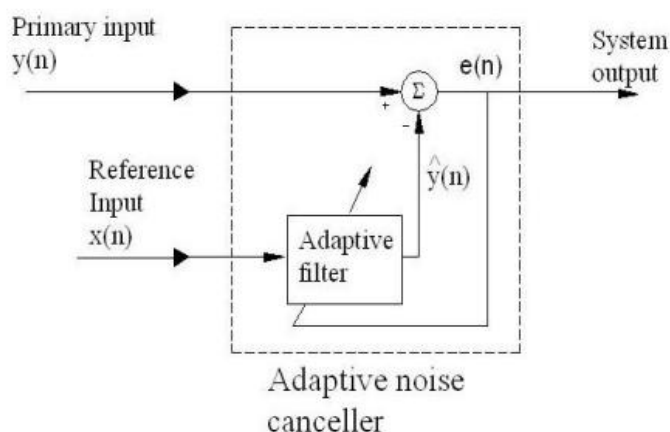


Рисунок 4.34 - Структурна схема АПШ

Коротке викладення швидкого МНСК адаптивного фільтра (по [61] та [189]).

Ініціалізація: $\hat{W}(0) = 2M \times 1$ нульовий вектор, де \hat{W} - вектор оцінки вагових коефіцієнтів КІХ-фільтра в частотній області для k -го блоку вхідних даних, а M – довжина КІХ фільтра.

$P_i(0) = \delta_i$, $i = 0, \dots, 2M - 1$, де P_i – оцінка середньої потужності на i -му елементі дискретизації

Позначення:

$0 = M \times 1$ нульовий вектор;

FFT - швидке перетворення Фур'є

IFFT - інверсне швидке перетворення Фур'є

α - постійна адаптації

γ – коефіцієнт «забування» (forgetting factor), який контролює ефективність «пам'яті» ітераційного процесу, це постійна обирається з діапазону $0 < \gamma < 1$.

Обчислення: Для кожного нового блоку з M вхідних вибірок (input samples), обчислюються

$$U(k) = \text{diag} \left\{ \text{FFT} [u(kM-M), \dots, u(kM-1), u(kM), \dots, u(kM+M-1)]^T \right\}$$

$$y(k) = \text{останні } M \text{ елементів } \text{IFFT} [U(k)\hat{W}(k)]$$

$$e(k) = d(k) - y(k)$$

$$E(k) = \text{FFT} \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix}$$

$$P_i(k) = \gamma P_i(k-1) + (1-\gamma) |U_i(k)|^2, \quad i = 0, 1, \dots, 2M-1$$

$$D(k) = \text{diag} [P_0^{-1}(k), P_1^{-1}(k), \dots, P_{2M-1}^{-1}(k)]$$

$$\phi(k) = \text{перші } MM \text{ елементів } \text{IFFT} [D(k)U^H(k)E(k)]$$

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) + \alpha \text{FFT} \begin{bmatrix} \phi(k) \\ 0 \end{bmatrix}$$

4.4.6 Результати експерименту

Як і в [190] в експерименті в лабораторних умовах був випробуваний акселерометр 1201F-1000-10-240X (модель 1201F 1000 g повномасштабного діапазону, напруга збудження 10 В постійного струму, кабель 240 дюймів, і без додаткових опцій). Випробування проводилися за допомогою калібрувальної системи CS18 TF (СПЕКТРА). Акселерометр 1201F-1000-10-240X був протестований на частотах 200 Гц, 500 Гц і 1 кГц, із збуджуючим синусоїдальним прискоренням з максимальною амплітудою 2 g. Крім того, для лабораторних експериментів використовувалася плата для збору даних NI DAQCard-6062E компанії National Instruments. При мультискотному (багатокомпонентному) збуджуючому прискоренні використовувалася частота дискретизації 100 кГц. Малюнок 4.35 відображає 68-піновий екранований коннекторний блок введення / виводу (NI SCB-68) компанії National Instruments, який використовувався в експерименті. Мал. 4.36 відображає віброозбудитель, а на малюнку 4.37 показана загальна схема експерименту.



Рисунок 4.35 - Конекторний блок NI SCB-68



Рисунок 4.36 - Віброзбудник SE-1

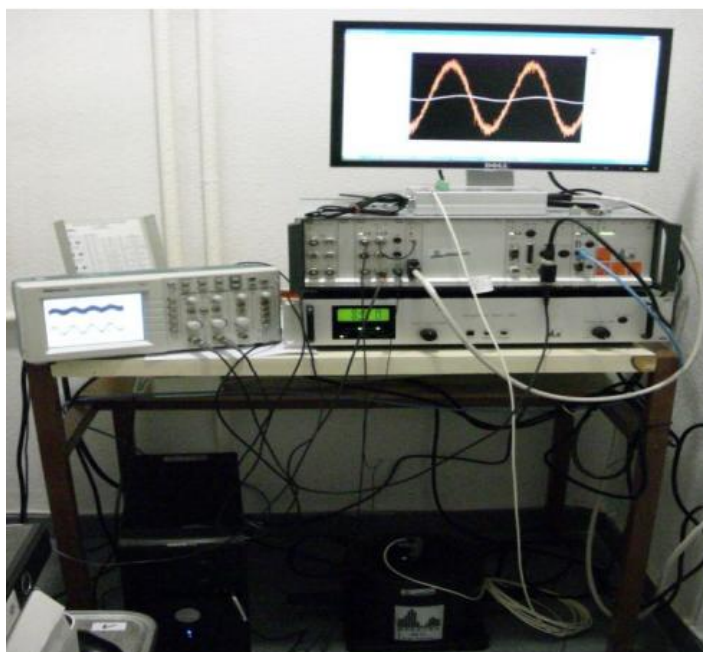


Рисунок 4.37 - Схема експерименту: система контролю вібрації SRS-35, підсилювач потужності PA-14-180, вібробудник SE-1 і стандартний ПК

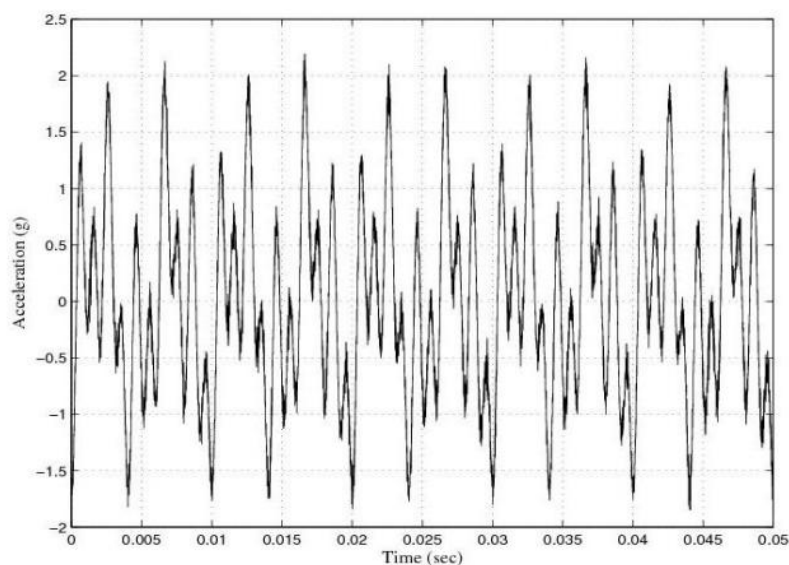


Рисунок 4.38 – Реакція вимірювальної системи до фільтрації для мультичастотного прискорення максимальною амплітудою 2g і частотою 200 Гц, 500 Гц і 1 кГц: залежність від часу

Реакції датчика перед фільтрацією для експериментального тестування з частотою 50 Гц, 100 Гц, 200 Гц, 500 Гц і 1 кГц були показані в [190,221,222]. Крім того, в [221] процес фільтрації для зазначених вище

випадків було проведено з використанням смугового цифрового фільтра Баттерворта 4-го порядку і адаптивного МНСК фільтра. На рис. 4.38 показана реакція датчика для многочастотного збудження прискоренням, а рис. 4.39 відображає спектр потужності такого сигналу.

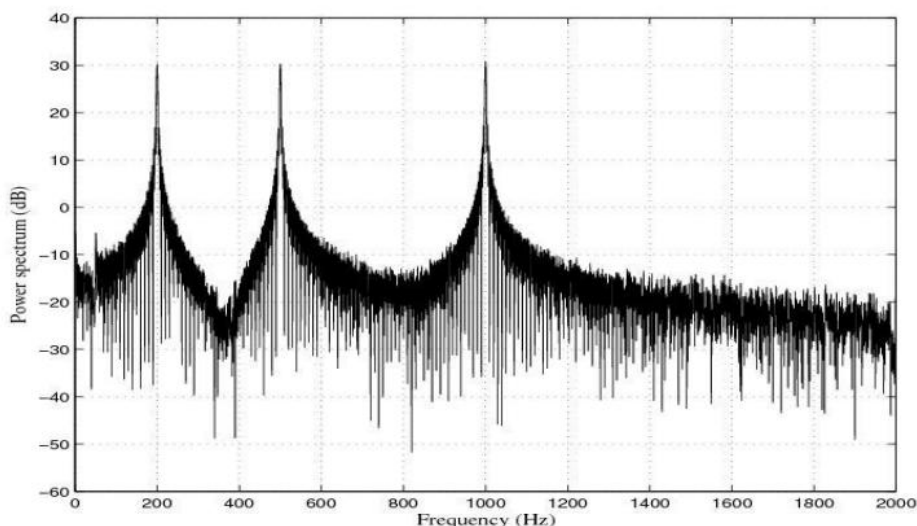


Рисунок 4.39 - Реакція вимірювальної системи до фільтрації для мультимчастотного прискорення максимальною амплітудою 2g і частотою 200 Гц, 500 Гц і 1 кГц: спектр потужності (дБ)

Як і в [221], параметри МНСК адаптивного фільтра (див. розділ 4.4.4.) Наступні: довжина вектора оцінки вагових коефіцієнтів $M = 100$, розмір кроку $\mu = 1$ через максимальне значення потужності еталонного вхідного вектора $x(n)$ [61].

Рис. 4.40 відображає спектр потужності вихідного сигналу до і після фільтрації МНСК адаптивним фільтром. Важливо відзначити, що при частоті 200 Гц МНСК адаптивний фільтр дає не дуже хороші результати; однак вища частота дає краще ВСШ.

Рис. 4.41 відображає залежність вихідного сигналу від часу до і після фільтрації за допомогою МНСК адаптивного фільтра. На основі рис. 4.40 і 4.41 можна сказати, що взагалі характеристики МНСК адаптивного фільтра задовільні.

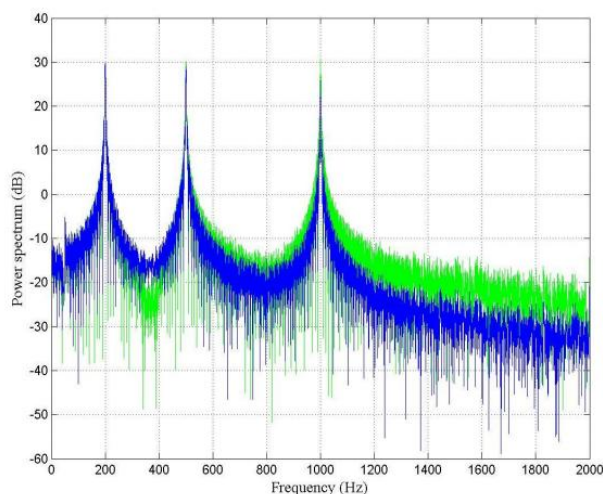


Рисунок 4.40 - Спектр потужності (дБ) вихідного сигналу до (зеленим) і після (синім) фільтрації за допомогою МНСК адаптивного фільтра

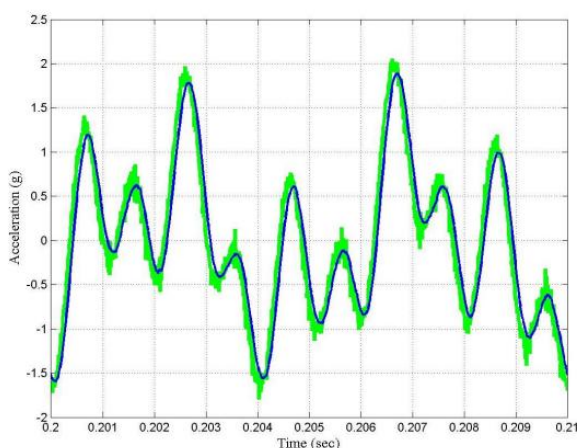


Рисунок 4.41 - Залежність вихідного сигналу від часу при тестуванні: зеленим - вихідний сигнал до фільтрації; синім - вихідний сигнал після фільтрації за допомогою МНСК адаптивного фільтра

На рис. 4.42 зображений спектр потужності вихідного сигналу до і після фільтрації за допомогою МНСК адаптивного фільтра при наступних параметрах: $M = 100$, $\alpha = 0,1$, $\delta_i = 0,1$, и $\gamma = 0,999$. З цього малюнка видно, що характеристики фільтра задовільні на кожній аналізованій частоті.

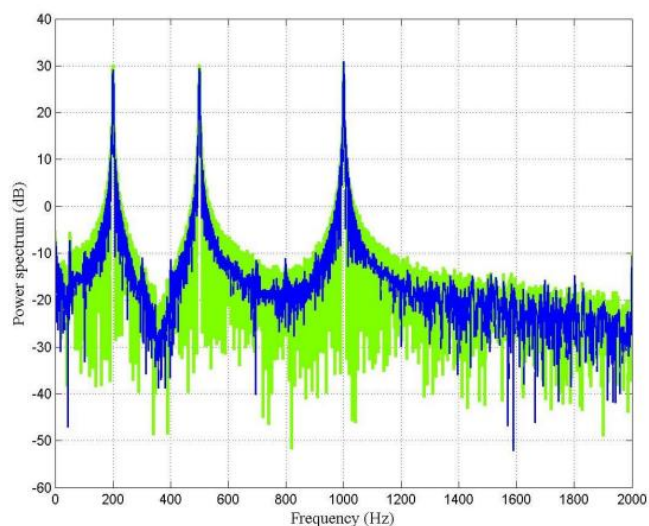


Рисунок 4.42 - Спектр потужності (дБ) вихідного сигналу до (зеленим) і після (синім) фільтрації за допомогою швидкого МНСК адаптивного фільтру

На рис. 4.43 показана залежність від часу вихідного сигналу до і після фільтрації за допомогою швидкого МНСК адаптивного фільтру, а рис. 4.44 відображає криві навчання як звичайного, так і швидкого МНСК адаптивного фільтру.

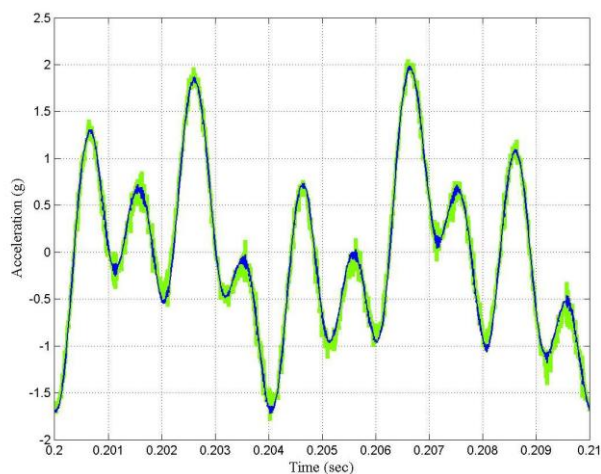


Рисунок 4.43 - Залежність від часу вихідного сигналу до і після фільтрації за допомогою швидкого МНСК адаптивного фільтру

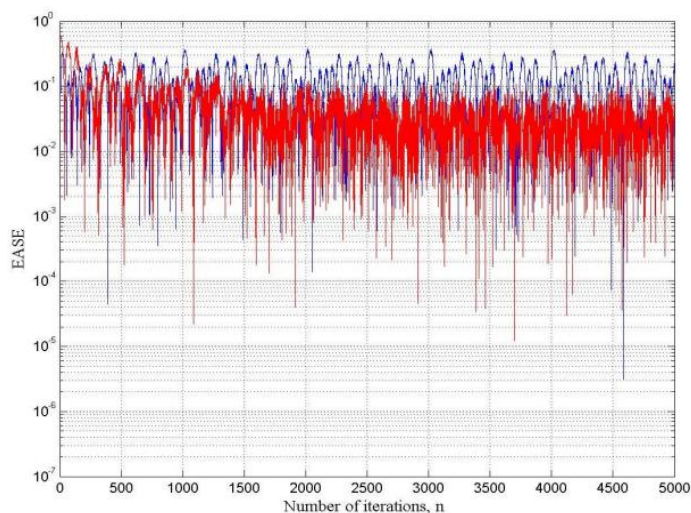


Рисунок 4.44 – Криві навчання: звичайного (синім) та швидкого (червоним) МНСК адаптивного фільтра для тестових випробувань

З рис. 4.42, 4.40 і 4.44 можна бачити, що характеристики швидкого МНСК адаптивного фільтра краще аналогічних характеристик звичайного МНСК адаптивного фільтра. При тестуванні звичайний МНСК адаптивний фільтр поведився гірше, він показав найгірший ВСШ і більш повільну швидкість збіжності.

Таким чином, можна підвести підсумок: в розглянутій нами задачі автоматичної навігації робота для придушення шумів, що спотворюють корисний сигнал від акселерометра в лабораторних умовах, використовувався адаптивний МНСК фільтр. Результати експерименту були задовільними. Крім того, щоб показати, що характеристики адаптивного МНСК фільтра краще відповідних характеристик фільтрів, використовуваних для типових автомобільних завдань, проведено порівняння адаптивного фільтра з п'ятьма смуговими цифровими фільтрами Баттерворта 4-го порядку. Результати експерименту показали, що адаптивний фільтр перевершує за своїми характеристиками смугові цифрові фільтри Баттерворта.

Також в даному розділі практична проблема фільтрації мультичастотного збудження акселерометра для завдань автоматичної навігації мобільного об'єкту була вирішена як за допомогою звичайного, так і

швидкого МНСК адаптивного фільтру. Результати експерименту були задовольними для обох фільтрів, і було показано, що найкращим варіантом для проведення фільтрації при вирішенні обговорюваної в даній статті проблеми, є використання швидкого МНСК адаптивного фільтру.

4.5 Висновки по розділу 4

Підсумковуючи сказане, можна відзначити, що запропоновані вище методи дозволяють:

- ефективно відсіювати найбільш неточні вимірювання тривимірних координат в полі зору робота, використовуючи алгоритм Левенберга-Марквардта, який показав себе найбільш підходящим для розглянутої задачі сканування сектора простору за допомогою лазерного сканера з пасивною апертурою, в умовах, коли розподіл помилки всередині поля зору не є рівномірним;

- знайдені оптимальні кути кроку сканування ($1,95^\circ$, $8,25^\circ$ та $14,1^\circ$), які дозволяють переглядати обраний сектор простору з мінімальними втратами інформації про об'єкти всередині нього, та з максимально можливою швидкістю сканування для кожного з цих кутів в порівнянні з тими, що оточують їх. Комбінація з цих трьох різних кутів кроку дозволяє збільшити швидкість виявлення небезпечних для робота перешкод та опису його найбільш небезпечного краю координатної сіткою;

- розроблений електронний фільтр на основі удосконалення функцій відомого фільтру Баттерворта 3-го порядку дозволяє ефективно гасити вплив механічних шумів та вібрації на роботу системи технічного зору робота (поліпшує якість сигналу у фотоприймальному каналі апертури).

- розроблена методика для синтезу спеціального адаптивного фільтру, що дозволяє вирішити практичну проблему фільтрації мультичастотного збудження акселерометра, який вимірює власну просторову орієнтацію, для автоматичної навігації мобільного об'єкту.

РОЗДІЛ 5

УПРАВЛІННЯ РУХОМ РОБОТА І МЕТОД ФОРМУВАННЯ БАЖАНОЇ ТРАЄКТОРІЇ ЙОГО РУХУ

5.1 Характеристика мобільного робота

Як показано у наших попередніх публікаціях по цьому напрямку, досі ми розглядали пропоновану нами СТЗ для вирішення чисто теоретичних завдань. Проте на цьому етапі дослідження бажано з'єднати нашу СТЗ з мобільним роботом, що промислово випускається, для того, щоб інтегрувати їх один з одним за їх робочими параметрами (вага, розмір, робоча швидкість, мобільність, тощо).

Заздалегідь було розглянуто декілька відомих роботів, у результаті чого ми вирішили ґрунтуватися в нашій роботі на Pioneer 3 - AT (рис. 5.1), який є малим, чотириколісним, чотиримоторним, з управлінням поворотами робота за допомогою реверсивного включення моторів протилежних бортів (skid - steer), інтелектуальною роботизованою платформою, яка, на нашу думку, добре підходить для пропонованою нами СТЗ.



Рисунок 5.1 - Мобільна роботизована платформа Pioneer 3 – AT

Pioneer 3 - AT може задовольнити нашу потребу в мобільній роботизованій платформі для впровадження нашої навігаційної системи і тривимірної системи зору завдяки його потужному мікроконтролеру

(4462368 МГц Renesas SH2 32 - bit RISC μ C з 32кб RAM і 128кб FLASH; програмне забезпечення ARCOS), чотирьом пневматичним шинам, які спільно з двигуном постійного струму, оснащеного енкодером (135,465 імпульсів за оборот), забезпечують високу прохідність і маневреність, три батареї високої місткості (12 В постійного струму по 7,2 Ач кожна) які забезпечують як мінімум 4-6 годин безперервної роботи і можливість установки бортового портативного комп'ютера.

Усі ці характеристики роблять Pioneer 3 - AT дуже зручною дослідницькою платформою для застосування нашої навігаційної системи і тривимірної системи зору для автономного мобільного робота. У наступному пункті представлений кінематичний аналіз мобільного робота.

5.2 Кінематика мобільного робота

У цьому пункті представлений кінематичний аналіз і необхідні перетворення для управління нашим мобільним роботом і тривимірному просторі.

Використовуватимемо наступні позначення осей системи координат: вісь z спрямована уздовж лінії дії сили тяжіння, вісь y спрямована управо мобільного робота (на схід) і вісь x спрямована вперед (на північ).

Встановлена система координат показана на рис. 5.2, а-в. Система координат O є базовою системою координат для навігації; система координат r є стаціонарною відносно робота системою координат і розташована в центрі тяжіння мобільного робота; $w_1 - w_4$ - система координат для коліс з 1 по 4 відповідно (ці системи координат розташовані в осях обертання у центрах коліс, вони обертаються разом з колесами); системи координат e і s розташовані в системі зору (в механізмах нахилу, які обертаються навколо осі y) і належать випромінювачу і фото приймальному датчику відповідно.

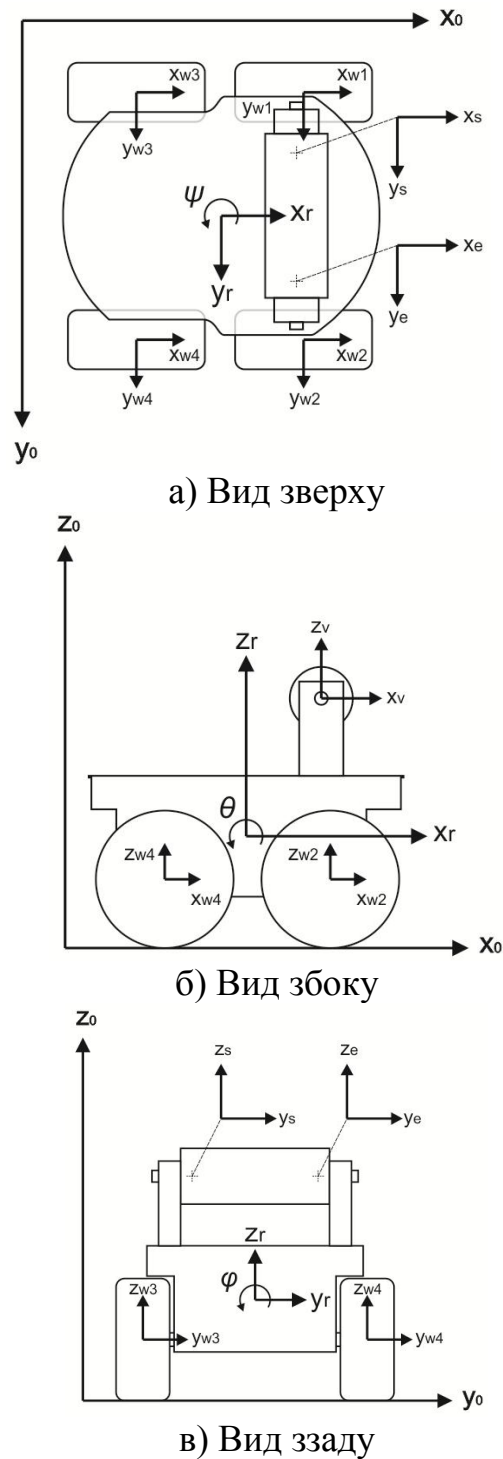


Рисунок 5.2 - Розташування координатних осей

Для того, щоб представити положення і орієнтацію в просторі нам потрібні шість блоків інформації: 3 для визначення положення (лінійне переміщення уздовж осей декартової системи координат), і 3 для орієнтації (обертання навколо тих же осей). Для визначення положення ми використовуємо гомогенну матрицю перетворення для перекладу мобільного

робота у бажане положення і, потім, ми використовуємо КТР-кути (крін, тангаж і рискання відповідно до ейлерової системи координат, широко вживаної у робототехніці [32,16]) для надання роботіві бажаної орієнтації. КТР-кути є (див. рис. 5.2) послідовністю трьох поворотів відносно поточної системи координат, \vec{a} , \vec{o} , \vec{n} , осей (наближення, орієнтація і нормаль), що рухаються разом з роботом, відповідно; тобто кожен поворот навколо осей, \vec{a} , \vec{o} , \vec{n} , представляється матрицею 4×4 і добуток цих трьох матриць описує бажану орієнтацію об'єкту в просторі за допомогою КТР-кутів, як це показано у рівнянні (5.3). У початковому положенні (перед яким-небудь рухом) осі, \vec{a} , \vec{o} , \vec{n} , (поточної системи координат) паралельні осям x , y , z (базової системи координат) [16, 115, 32]. Послідовність перетворень (5.2), є прямою кінематичною моделлю для цього робота, яка представляє поточне положення і орієнтацію робота відносно фіксованої базової системи координат.

Наступні рівняння були визначені для управління положенням і орієнтацією мобільним роботом в тривимірному просторі відносно фіксованої базової системи координат.

$${}^0T_r = \text{Trans}(x, y, z) \times \text{RPY}(\varphi, \theta, \psi), \quad (5.1)$$

$${}^0T_r = \text{Trans}(x, y, z) \times \text{Rot}(\vec{a}, \varphi) \times \text{Rot}(\vec{o}, \theta) \times \text{Rot}(\vec{n}, \psi), \quad (5.2)$$

$${}^0T_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & x \\ 0 & 1 & 0 & y \\ 0 & 0 & 1 & z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c\varphi & -s\varphi & 0 & 0 \\ s\varphi & c\varphi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c\theta & 0 & s\theta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s\theta & 0 & c\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c\psi & -s\psi & 0 \\ 0 & s\psi & c\psi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

$${}^0T_r = \begin{bmatrix} c\varphi c\theta & c\varphi s\theta s\psi - s\varphi c\psi & c\varphi s\theta c\psi + s\varphi s\psi & x \\ s\varphi c\theta & s\varphi s\theta s\psi + c\varphi c\psi & s\varphi s\theta c\psi - c\varphi s\psi & y \\ -s\theta & c\theta s\psi & c\theta c\psi & z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

$${}^0T_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a \\ 0 & c\psi & -s\psi & b \\ 0 & s\psi & c\psi & c \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

де перші три стовпці в рівнянні (5.4) представляють одиничні вектори для орієнтації $(\vec{a}, \vec{d}, \vec{n})$, останній стовпець представляє собою вектор положення в декартових координатах (x, y, z) , 0T_r представляє перетворення матриці з системи координат r відносно системи координат 0 (чи базової системи координат), $c\varphi$ і $s\varphi$ використовуються для позначення $\cos\varphi$ і $\sin\varphi$ (також, як і функції для кутів θ і ψ).

Послідовність кутів КТР складається з наступних перетворень: поворот φ навколо осі \vec{a} робота, що називається кріном; поворот θ навколо осі \vec{d} робота, званий тангажом; і поворот ψ навколо осі \vec{n} , називається ристанням. Зміна кутів проти годинникової стрілки вважається позитивною згідно з правилом правої руки. Виконуючи аналіз прямої кінематики (5.4), ми можемо обчислити положення і орієнтацію робота у будь-який момент, і ми можемо використати це рівняння для знаходження рівнянь, що дозволить нам вичислити змінні, необхідні для управління і переміщення робота до бажаних положення і орієнтації.

Наша кінематична модель не така деталізована, як, наприклад, динамічна байесовська мережа в [91], але якщо брати в розрахунок особливі умови функціонування нашого робота, то вона достатня для нашого практичного застосування, і навіть може бути ще спрощеніша для вибраної пари "СТЗ - навігаційна система". Зважаючи на деякі припущення, ми можемо скласти таблицю параметрів мобільного робота, що дозволить нам представляти положення і орієнтацію між кожними інерціальними системами координат, "вкладеними" усередині нерухомої (первинної) системи координат (frame - in - frame) (5.2).

Таблиця 5.1 відповідає шести ступеням свободи, три з яких x, y, z - лінійне переміщення для позиціонування, і три (кути КТР ψ, θ, φ) - для

орієнтації. Ці параметри можуть бути як змінними, так і відомими значеннями.

Таблиця 5.1. Параметри системи координат мобільного робота за ідеальних умов

Перетворення	x (мм)	Y (мм)	Z (мм)	ψ (град.)	θ (град.)	φ (град.)
0T_r	змінна	змінна	змінна	змінна	0	0
rT_e	111.7	120.6	264.1	0	змінна	0
rT_s	-111.7	120.6	264.1	0	змінна	0
${}^rT_{w1}$	198.9	-135.8	28.5	0	змінна	0
${}^rT_{w2}$	-198.9	-135.8	28.5	0	змінна	0
${}^rT_{w3}$	198.9	135.8	28.5	0	змінна	0
${}^rT_{w4}$	-198.9	135.8	28.5	0	змінна	0

На першому етапі досліджень зробимо припущення про те, що робот працюватиме в ідеальних умовах на рівній поверхні і усередині приміщення (щоб довести функціональність СТЗ для вирішення цього завдання), тому прийемо φ і θ рівними 0 в 0T_r , зменшивши, тим самим, кількість робочих змінних, і спростивши пряму і зворотну кінематичні моделі (див. рівняння 5.5), і зменшивши час рішення цих рівнянь. Подальші дослідження проводитимуться при ненульових значеннях параметрів φ і θ .

У таблиці 5.1 використовуються наступні позначення: 0T_r - матриця перетворення з системи 'r' в систему '0' і те ж саме для інших перетворень. Значення перших трьох стовпців - це відстані по координатах x , y , z від однієї системи до іншої, а три стовпці, що залишилися, відображають значення кутів повороту однієї системи відносно іншої.

Вважаючи бажане положення і орієнтацію, що досягаються в декартових координатах і КТР кути відомими, з прямої кінематичної моделі (рівняння 5.7 - 5.9) можна знайти три рівняння.

$${}^0T_r = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & px \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & py \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & pz \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c\phi c\theta & c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi & c\phi s\theta c\psi + s\phi s\psi & a \\ s\phi c\theta & s\phi s\theta s\psi + c\phi c\psi & s\phi s\theta c\psi - c\phi s\psi & b \\ -s\theta & c\theta s\psi & c\theta c\psi & c \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

$$\varphi = ATAN2(-r_{21}, r_{11}), \quad (5.7)$$

$$\theta = ATAN2(-r_{31}, r_{11}c\phi + r_{21}s\phi), \quad (5.8)$$

$$\psi = ATAN2(-r_{23}c\phi + r_{13}s\phi, r_{22}c\phi - r_{12}s\phi) \quad (5.9)$$

де рівняння (5.6) представляє відому пряму кінематичну модель, а φ , θ , ψ - невідомі КТР кути. Ці рівняння формують зворотну кінематичну модель мобільного робота (5.7-5.9) та використовуються для управління положенням мобільного робота, тобто маючи цю модель, ми маємо можливість визначати значення кожного кута для того, щоб надати мобільному роботіві бажане положення і орієнтацію.

5.3 Навігаційна система

Як вказано вище, ми використовуємо нашу навігаційну систему на роботизованій платформі Pioneer 3 - AT, який є чотириколісним чотиримоторним "skid-steer" мобільним роботом. Тому деякі основні стандарти для мобільності і управління мають бути визначені для того, щоб застосувати пропоновані СТЗ і навігаційну систему на цій платформі.

5.3.1 Розробка принципів узгодження механічної і навігаційної систем

По-перше, завдяки застосуванню систем "skid-steer" системи повороту мобільного робота, для повороту наліво активується двигун колеса 2 в прямому напрямі і двигун колеса 3 у зворотному напрямі.

Для повороту робота направо, активуються двигун колеса 1 в прямому напрямі і колеса 4 у зворотному напрямі.

Під час операції повороту двигуни інших двох коліс не використовуються (двигуни 1 і 4 ліворуч і 2 і 3 справа) і залишаються. Як відомо [96, 100], цей метод може бути джерелом невизначеності, тому ми повернемося до цієї теми в майбутніх дослідженнях, але доки зосередимося на інтеграції СТЗ і навігаційної системи.

По-друге, основне завдання нашого мобільного робота досягти кінцевої мети, уникаючи виявлених на шляху дотримання перешкод. Початкова траєкторія визначатиметься як найбільш короткий безпечний шлях між початковою точкою і кінцевою метою, і буде скоректована, якщо мобільний робот виявить і уникатиме перешкоди. У випадку якщо мобільний робот (при дотриманні руху по побудованій траєкторії) не виявляє ніяких перешкод, то траєкторія приведе мобільного робота до мети.

Мобільний робот використовуватиме оптичні датчики на чотирьох колесах для відстежування пройденої відстані і 3-осьовий акселерометр для контролю орієнтації (КТР кутів) в кожній новій поточній позиції. Він також буде оснащений набором інфрачервоних датчиків. Ці датчики будуть встановлені на фіксованій відстані, і вони будуть використані в якості засобу первинного інформування СТЗ про перешкоду, що з'явилася, і потрібне виконання перевірки.

Іншими словами, ми використовуватимемо інфрачервоні датчики для забезпечення швидкого виявлення (наявність/відсутність), а, потім, СТЗ скануватиме поле зору для обчислення координат видимої поверхні перешкоди в тривимірному просторі для встановлення його точного положення.

5.3.2 Планування траєкторії

Після того, як мобільний робот визначить перешкоди в полі його зору, наступним логічним кроком є побудова нової траєкторії руху для досягнення мети.

Для того, щоб побудувати нову траєкторію ми, спершу, повинні врахувати розміри мобільного робота і запаси безпеки, потім обчислимо певну кількість точок в просторі, які обходять перешкоду і приведуть мобільний робот до мети, потім ми обчислимо криву, яка проходить крізь ці точки, для того, щоб згладити траєкторію, а, отже, і рух мобільний робота.

Наш перший підхід полягав у використанні мінімальної кількості точок, необхідних для формування кривої, яке дорівнює трьом. Отримана крива успішно обходить перешкоди і досягає мети, але, з іншого боку пройдена відстань у формі дуги має більшу довжину, ніж це необхідно (рис. 5.3).

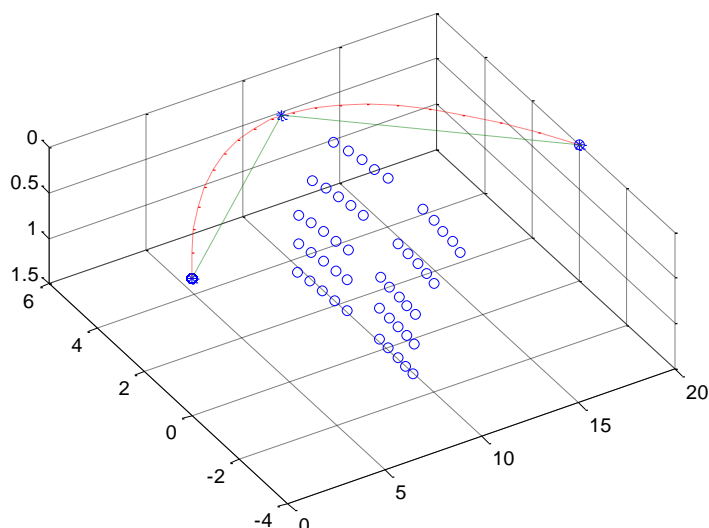
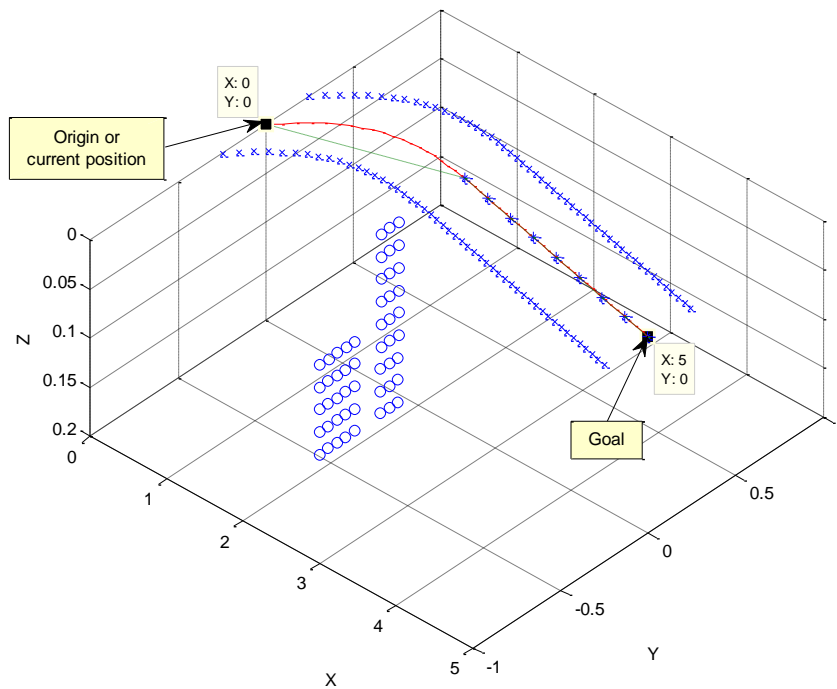


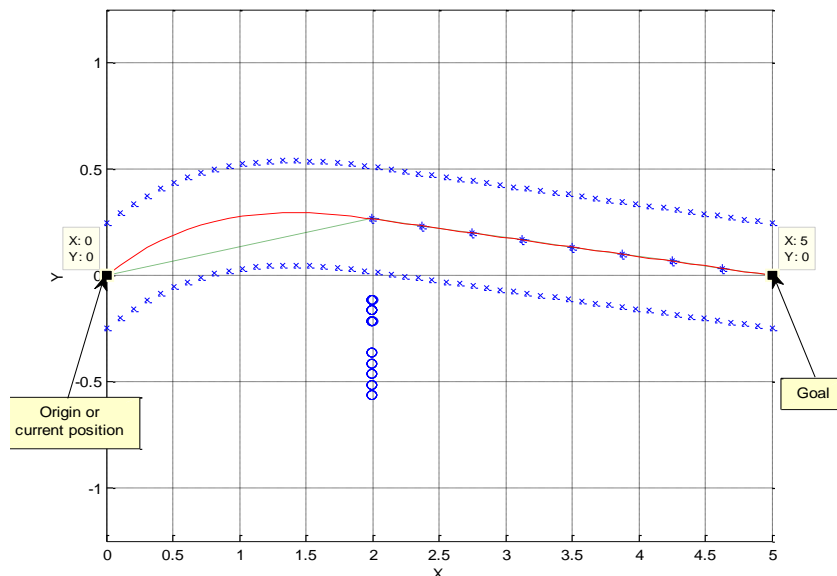
Рисунок 5.3 - Моделювання траєкторії мобільного робота в Matlab (масштаб у метрах), проведення кривої через 3 точки

Тому, розглянемо інший підхід, при якому використовуються не 3, а 10 точок для побудови траєкторії і формування кривої. Результат моделювання показаний на рис. 5.4, б. Як бачимо, крива не лише обходить перешкоди і досягає мети, але і скорочує довжину шляху на 12-15%, тоді як час, витрачений на обчислення, збільшився всього на 1,2 мс. Цей компроміс дозволяє істотно заощадити ресурси робота, між тим час роботи системи управління збільшується незначно.

Перша з десяти точок - поточне положення мобільного робота, друга точка - обчислена точка, що знаходиться ліворуч або праворуч від перешкоди (залежно від того, з якого боку від мобільного робота знаходиться перешкода) з додаванням 50% запасу для безпеки і ширини робота, що дозволяє мобільному роботові огинати перешкоду без зіткнення. Нарешті, з третьої точки і до мети, формується пряма лінія (рис. 5.4).



а) Тривимірне зображення



б) Вид зверху

Рисунок 5.4 - Моделювання траєкторії мобільного робота в Matlab (масштаб у метрах), проведення кривої через 10 точок.

Для розрахунку точок, що належать кривій, використовувалася внутрішня функція Matlab "spline". Ця функція по заданих координатах десяти згаданих вище точок, за допомогою кубічної сплайн-інтерполяції знаходить нове значення основної (базовою) функції Y (розмірністю в 10 точок) при значеннях інтерполюючої функції x , задаючої нові значення точок, що визначають просторове положення кривої.

Результатом є два вектори (x, y) зі значеннями для нової траєкторії з поточного положення мобільного робота до мети (суцільна червона лінія на рис. 5.4). У даному випадку нова траєкторія складається з 50 розрахункових точок, цього виявилось досить для гладкості кривої, але цей параметр при необхідності можна регулювати.

На рис. 5.4, а, зображена нова траєкторія. Суцільна червона лінія - це розрахована траєкторія мобільного робота, блакитні лінії з маркерами "x" відображають фізичні межі робота (ширину); сині кулі - виявлені точки перешкоди (кожна точки має координати x, y, z , обчислені СТЗ). Кожна група синіх кіл відображає виявлену перешкоду (дві групи на рис. 5.4 означають, що при моделюванні виявлені дві перешкоди). Сині зірочки відображають точки, використані для формування кривої траєкторії, це добре видно на рис. 5.4, б.

Важливо також відмітити, що на цьому рисунку огинаємі перешкоди знаходяться праворуч (огинаємо ліворуч) від мобільного роботу, оскільки алгоритм оцінює попередню міру кривизни обох можливих траєкторій (ліворуч і праворуч) і вибираємо меншу кривизну, тобто найкоротшу траєкторію, і, що теж досить істотно, - апріорі задає менше навантаження на механізми повороту робота.

5.3.3 Функціонування навігаційної системи при інтеграції із СТЗ

Планування траєкторії дуже важливий елемент навігаційної системи, але більш важливо знати, коли її обчислювати або коли давати команду СТЗ на виконання сканування, і що робити до і після цих процесів, тому розглянемо загальну структурну схему дій. Структурна схема на рис. 5.5 в

основному досить наочна, проте, декілька етапів вимагають подальшого пояснення.



Рисунок 5.5 - Загальна структурна схема навігаційної системи

Після програмування мети мобільного робота, усі подальші операції виконуються в автономному режимі. Першим кроком є обчислення початкової траєкторії, це буде прямий шлях між початковим положенням (у

базовій системі координат мобільного робота) і метою. Після цього, мобільний робот рухатиметься вперед, дотримуючись розрахованої траєкторії, і зупиниться, як тільки інфрачервоні датчики виявлять перешкоду або коли мету буде досягнуто.

Якщо виявлена перешкода, мобільний робот зупиниться і звернеться до СТЗ для виконання сканування поля зору робота, а потім продовжить обчислення координат виявленої перешкоди в тривимірному просторі. Після завершення обчислень, отримані дані будуть проаналізовані для отримання основних характеристик і корисної інформації про перешкоду(и), наприклад, висота, ширина, глибина, відстань між перешкодами (якщо можливо), відстань від мобільного робота до перешкоди (x) і до лівого або правого борту (y) і так далі.

Ця інформація буде корисна для обчислення нової траєкторії мобільного робота для досягнення його мети. Після того, як буде розрахована нова траєкторія, як розглянуто в п. 5.3.2, мобільний робот слідуватиме по цій траєкторії, поки не виявиться нова перешкода або не досянено бажаного кінцевого пункту (мети). Якщо виявиться нова перешкода, процедура повторюватиметься, поки мобільний робот не досягне своєї мети, після чого робот зупиниться і перейде в режим очікування нової мети.

5.4 Моделювання і результати обчислювального експерименту

Обчислювальний експеримент, представлений в цій роботі, має декілька цілей. Однією з найбільш важливих є доказ сумісності між навігаційною системою і СТЗ. Для того, щоб використати дані, СТЗ, що надаються, навігаційній системі, ці дані мають бути перетворені і проаналізовані (осі обертання і регулювання, передача даних, що зберігаються у масиві, фільтрація даних і так далі).

Як згадано у розділі 2, дані, що поставляються СТЗ, приходять у вигляді багатовимірної матриці розмірністю $20 \times 20 \times 4$. Перший масив містить цифрову карту поля зору мобільного робота; кожен з ij елементів матриці

може приймати значення 0 або 1. Другий масив містить кути B_{ij} , третій - кути C_{ij} і $\Sigma\beta_j$ - у четвертому масиві. Рис. 5.6 відображає приклад, в якому $i = 3$ і $j = 3$, тому $B_{ij} = 71^\circ$ (кут лазера), $C_{ij} = 58^\circ$ (кут апертури) і $\Sigma\beta_j = 4^\circ$ (кут вертикального нахилу).

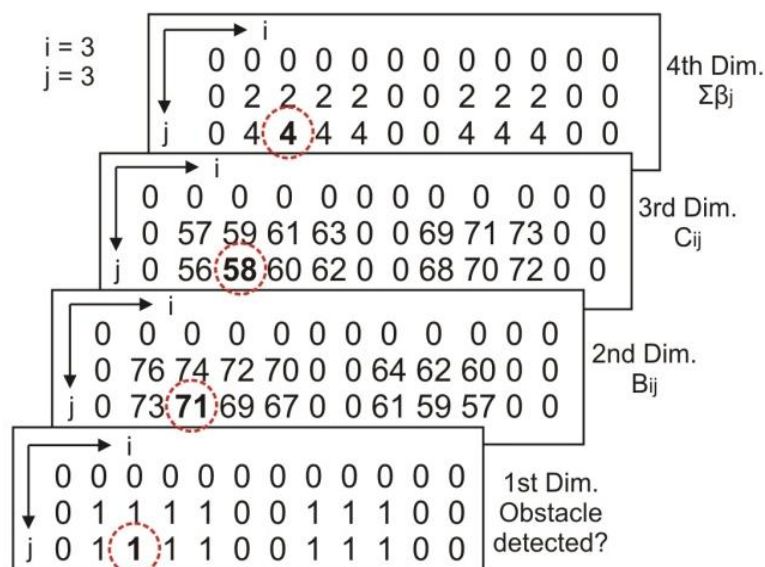


Рисунок 5.6 - Багатовимірна матриця

Для виконання моделювання був використаний пакет MATLAB® (R2009a); була розроблена програма для обчислення бажаної траєкторії руху робота на основі тривимірних даних від СТЗ для уникнення зіткнень з виявленими перешкодами і, в той же час, уникнення різких рухів рульового механізму робота. Для обчислення тривимірних координат виявлених перешкод в полі зору мобільного робота, був написаний наступний код, який використовує вираження 2.1 - 2.5, представлені у розділі 2.

```

for i = 1:size(fov,1)
    for j = 1:size(fov,2)
        if fov(i,j,1) == 1
            aj = aj + 1;

            res(i,j,1)=a*((sind(fov(i,j,2))*sind(fov(i,j,3))*cosd(fov(i,j,4)))/(sind(180-fov(i,j,2)-fov(i,j,3))));

```

```

res(i,j,2)=a*((1/2)-((sind(fov(i,j,2))*cosd(fov(i,j,3)))/(sind(180-
fov(i,j,2)-fov(i,j,3)))));
res(i,j,3)=a*((sind(fov(i,j,2))*sind(fov(i,j,3))*sind(fov(i,j,4)))/(sind(180-
fov(i,j,2)-fov(i,j,3)))));
end
end
end

```

Представлений код є лише фрагментом головної Matlab-програми. За допомогою двох вкладених циклів *FOR*, програма проходить через кожен клітинку $20 \times 20 \times 1$ матриці (цифрова карта), і якщо вміст ij осередку дорівнює 1, вона викликає значення B_{ij} , C_{ij} і $\Sigma\beta_j$ з відповідних осередків масиву іншого рівня. Поки обчислюються тривимірні координати, програма створює $20 \times 20 \times 3$ матрицю для зберігання результатів, в першому масиві якій зберігаються значення x , у другому - значення y , а в третьому значення z .

Хоч це і не показано в попередньому коді, програма також підраховує час, витрачений на обчислення координат, характеристик перешкод і важливі відстані. Для перерахування деяких з них, нижче наведено фрагмент виведення інформації по виконанні програми.

*** РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ ЗОРУ ***

```

>> Час обчислень: 14.9583 мс
>> Кількість розрахованих відстаней: 183
>> Кількість розрахованих точок: 61
>> Час побудови графіків: 11.8530 мс

```

*** ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕШКОДИ ***

```

>> Кількість виявлених перешкод: 2
>> Перешкода 1
* Висота (z): 0.2147 м
* Ширина (y): -0.1500 м
* Глибина (x): 0.0425 м
>> Перешкода 2
* Висота (z): 0.3038 м
* Ширина (y): -0.2000 м
* Глибина (x): 0.0276 м

```

*** РОЗРАХУНОК НАВІГАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ***

- >> Відстань між виявленими перешкодами (y): 0.4500 м
- >> Відстань між відносною системою координат робота і лівим бортом (y+): 0.3635 м
- >> Відстань між відносною системою координат робота і правим бортом (y-): 0.1365 м
- >> Найкоротша відстань між відносною системою координат робота і перешкодою 1: 0.4570 м
- >> Найкоротша відстань між відносною системою координат робота і перешкодою 2: 0.4596 м

>> ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ

* Який поточний стан робота?

curloc =

1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	1

* Як багато перешкод виявлено? 2

* Розміщується чи робот між перешкодами? Ні

* Найкоротша відстань зліва або праворуч (y)? Зліва

* Тому робот повинен повернути Вліво для уникнення перешкод

* Обчислення нової траєкторії ...

При цьому моделюванні після обчислення нової траєкторії, програма використовує x , y , z (обчислені раніше тривимірні координати) для формування тривимірної поверхні перешкоди, потім вихідне або поточний стан і мета мобільного робота додаються до графіка, після чого додаються до того ж графіку значення x і y нової траєкторії для того, щоб показати, що траєкторія обходить перешкоди і мета досягається.

Нижче показана частина коду, використовуваного для обчислення нової траєкторії

```
px = curloc(1,4);
py = curloc(2,4);
```

```

pz = curloc(3,4);

goalT = fwdkin2(goal(1),goal(2),goal(3), goal(4),goal(5),goal(6));
px3 = goalT(1,4);
py3 = goalT(2,4);
pz3 = goalT(3,4);

py2 = (limy + (mbwidth/2)) * 1.3;
ypr = linspace(py2,py3,9)';
y = [py' ypr]';
xpr = linspace(minx1,px3,9)';
x = [px' xpr]';

f = linspace(0, px3, 50);
g = spline(x,y,f);
g1 = (g + 0.2465);
g2 = (g - 0.2465);
plot(x,y,'*','x,y',':',f,g,'r-',f,g1,'bx',f,g2,'bx')

```

Для обчислення нової траєкторії, спочатку нам необхідно дізнатися поточний стан мобільного робота і координати цілі (мети), необхідна інформація виходить від гомогенної матриці перетворення і потім, як показано в п. 5.3.2, обчислюється і будується траєкторія. Рис. 5.4, і 5.4, б відображають результати обчислення тривимірних координат перешкоди і нової траєкторії за допомогою представленого в даному пункті коду MATLAB®.

На рис. 5.7 при моделюванні використовувалася інша множина вихідних даних, тому ми маємо інше розташування перешкод і перешкоду обходимо праворуч (залишається зліва від мобільного робота).

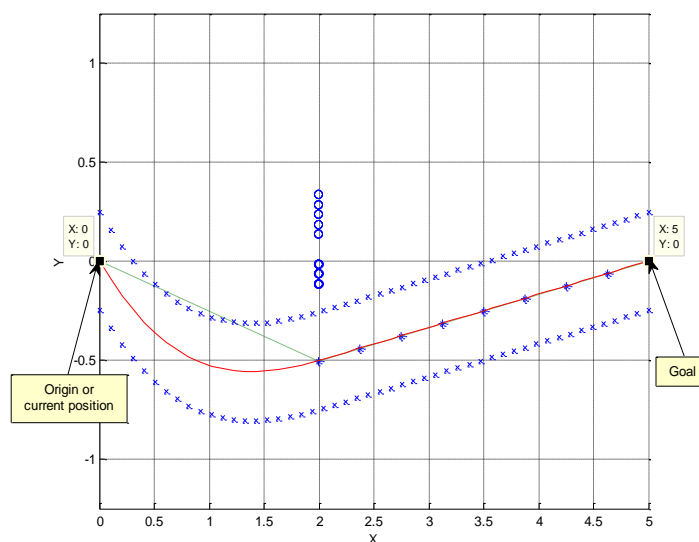


Рисунок 5.7 - Вид згори траєкторії, побудованої для уникнення перешкоди з лівого боку від мобільного робота

Різні алгоритми і обчислювальні операції протягом моделювання були розподілені і контролювалися, щоб отримати їх середню тривалість. Для кожної категорії, 30 часових вибірок були виміряні і усереднені для отримання таблиці 5.2 і рис. 5.8. Таким чином, рис. 5.8 відображає залежність у часі між різними етапами навігації робота, таких як: отримання даних від СТЗ системою навігації, виявлення перешкод, їх розташування і характеристик, прийняття рішення, планування нової траєкторії і зворотня кінематика.

Таблиця 5.2 - Час розподілу обчислень СТЗ і навігаційною системою

Операція	Час обчислення (мс)	(%).
Обробка вхідних даних	10,7818	10,9
Тривимірні координати перешкод	20,1590	20,5
Характеристики перешкод	38,1835	38,7
Прийняття рішень	10,3025	10,5
Нова траєкторія	6,8921	7,0
Зворотна кінематика	12,2402	12,4
Загальний час	98,5592	100

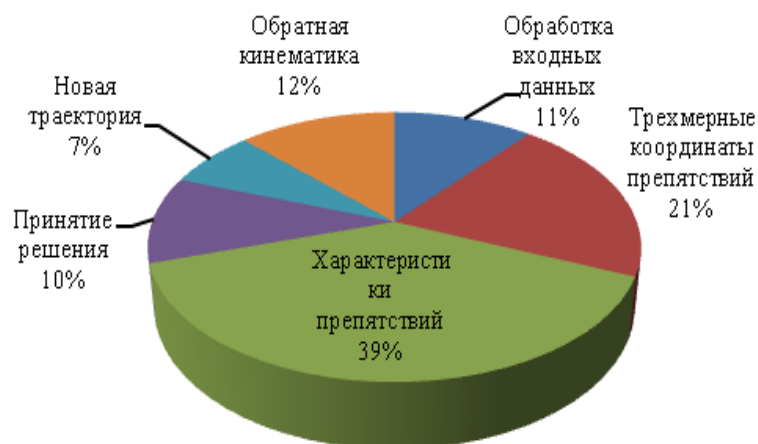


Рисунок 5.8 - Діаграма розподілу часу обчислення СТЗ і навігаційної системи

Для обчислення та моделювання використовувався комп'ютер з наступними характеристиками:

- Intel® Core™ i7 CPU Q720 @ 1,6 ГГц;
- DDR3 8 Гб ОЗУ;
- операційна система Windows 7 64-бит.

5.5 Цифрове управління кроковим двигуном СТЗ в LabVIEW

СТЗ має два важливих аспекти - точність і достовірність; тому для досягнення бажаного рівня достовірності даних СТЗ нам необхідно мати дуже точну систему управління апаратною частиною.

Як встановлено в розділі 2, система позиціонування лазера використовує два крокових двигуна: один для механізму нахилу (руху вздовж координати z), а другий для горизонтального позиціонування лазера (рух уздовж координати y). Повна точність СТЗ істотно залежить від точності і оптимальності управління цих двох двигунів. Тому цифрове управління цими двигунами було розроблено у NI LabVIEW™ 2009.

Управління складається з основного віртуального інструменту (VI) на якому дві підпрограми-VI відповідають за управління кожним з двигунів окремо. Для цілей відображення інформації ці VI були модифіковані таким чином, щоб показувати входи як управління і виходи як індикатори (рис. 5.9 і

5.10), оригінальна версія отримує входи від іншого блоку основної системи управління і направляє виходи до DAQ Assist функції, яка використовує плату NI USB DAQ 6009 для передачі сигналів до ланцюгів двигунів.

Входами VI є напрямок, режими повний крок / півкроку або повний крок плюс, кут у градусах, швидкість двигуна і сигнал зупинки. З іншого боку виходами є керуючий сигнал крокового двигуна, стан двигуна (рухається/зупинений), режим, напрямок, кути повороту і завершенні кроки. Це можна бачити як елементи управління / індикації на рис. 5.9 або як їх функції на рис.5.10.

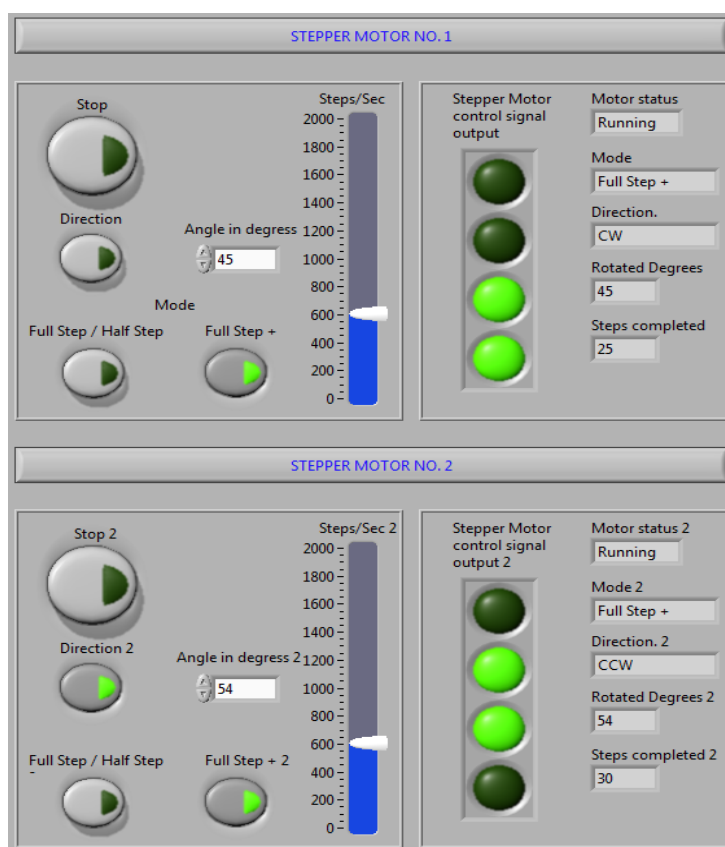


Рисунок 5.9 - Передня панель основного VI з елементами управління і моніторингу обох крокових двигунів

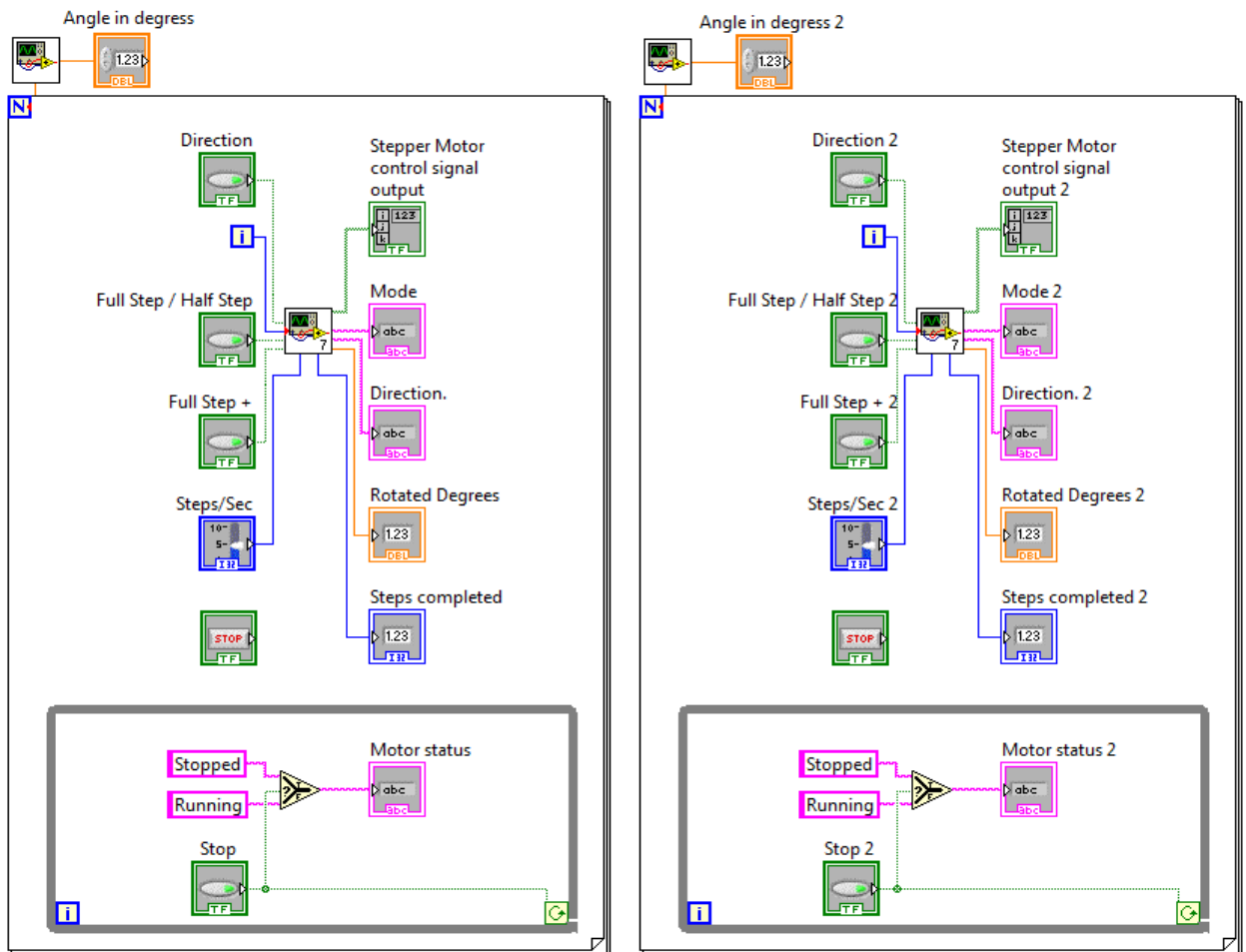


Рисунок 5.10 - Блок-схема основного VI, що відображає входи елементів управління, виходи індикаторів підVI крокового двигуна

Наші уніполярні крокові двигуни управляються подачею послідовності сигналів високого рівня (12 В постійного струму) або цифрових одиниць на кожен з чотирьох їх обмоток; є різні 4-х бітові послідовності, які можуть приводити у рух наші крокові двигуни, наприклад, повний крок, повний крок плюс і півкроку, ми будемо приводити крокові двигуни в ці режими і кожен з них має різні характеристики (див. рис. 5.11) .

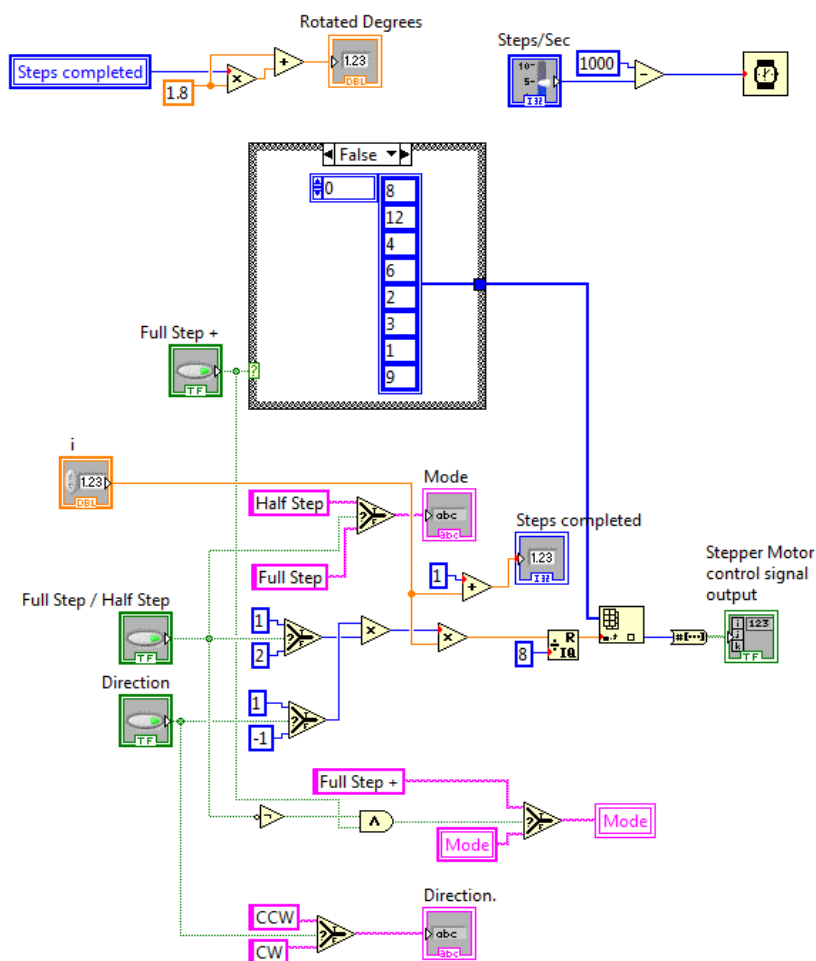


Рисунок 5.11 - Блок-схема під VI, що відображає функції управління кроковим двигуном

Послідовність «повний крок» забезпечує гладкий рух між ступенями шляхом порушення однієї котушки в той час і більш високою швидкістю, ніж інші, однак забезпечує більш низький крутний момент. Послідовність складається з чотирьох чисел (4 біт кожен), які ми представляємо в десятковій системі, тобто послідовність 1, 2, 4, і 8. Послідовність «повний крок плюс» збуджує на кожному кроці дві котушки, це забезпечує більший крутний момент, ніж при послідовності «повний крок» і таку ж швидкість, тому що послідовність також складається з чотирьох чисел: 12, 6, 3 і 9. Послідовність «півкроку» забезпечує більшу плавність руху в порівнянні з повним кроком з порушенням двох котушок на кожному кроці; це дає можливість шаговому двигуну повертатися на півкроку, тобто ця послідовність збільшує розрізняння двигуна на 2, але, в свою чергу,

швидкість знижується наполовину; послідовність складається з восьми чисел: 8, 12, 4, 6, 2, 3, 1 і 9.

Як показано на рис. 5.10 і 5.11, кут задається в градусах, а потім переводиться в кроки. Для нашого крокової двигуна 1 крок = 1,8 °. Потім ми використовуємо одновимірний масив для зберігання значень різних послідовностей, потім, згідно із завданням на вході, масив підвищує або знижує значення свого індексу на 1, якщо обраний режим «півкроку», і на 2 при режимах «повний крок» мул «повний крок плюс» (див. рис. 5.11). Індекс масиву обчислюється за такою формулою:

$$I = (\text{mod } e_{inc} \times dir_{inc} \times i) - \max_{seq} \times \text{floor} \left(\frac{\text{mod } e_{inc} \times dir_{inc} \times i}{\max_{seq}} \right), \quad (5.10)$$

де I - новий індекс масиву, $mode_{inc}$ - інкремент (прирісту), що залежить від режиму управління (1 або 2), dir_{inc} - інкремент, що залежить від знаку входу (1 або -1), i - індекс для циклу FOR, який використовується для руху по масиву, і \max_{seq} - максимальне число кроків в послідовності.

Після обчислення I , знаходиться елемент масиву з цим індексом (одне з десяткових чисел в послідовності), перетворюється в двійковий код і надсилається на DAQ для передачі на ланцюг крокової двигуна.

Представлене цифрове управління кроковим двигуном СТЗ було розроблено для поліпшення роботи СТЗ за погодженням взаємовиключних критеріїв швидкості і точності сканування, за допомогою застосування в даній віртуальній системі управління вперше пропонувані нами методик застосування змінного кроку сканування і послідовності комбінування значень цих кроків (про що було сказано докладніше у попередніх розділах), забезпечуючи можливість застосування запропонованого принципу навігації робота в різних невідомих середовищах.

5.6 Статистичний аналіз даних, отриманих в результаті експерименту

Експеримент виконувався в лабораторно контрольованому середовищі. В якості опори СТЗ використовувався зафіксований і відкалібрований оптичний стіл, при цьому виконувалися тестовий двовимірні вимірювання статичних об'єктів з відомими положеннями, третя координата не розглядалася, тому що для її визначення використовується такий же двигун при схожих умовах вимірювань.

Одним з результатів цих тестів є те, що наші СТЗ мають різними рівнями точності в залежності від місця розташування виявленого перешкоди. Після аналізу координат (від перешкод), виміряних СТЗ і порівнюючи їх з реальними координатами, ми класифікували простір в поле зору на три різних зони по точності довірчого рівня.

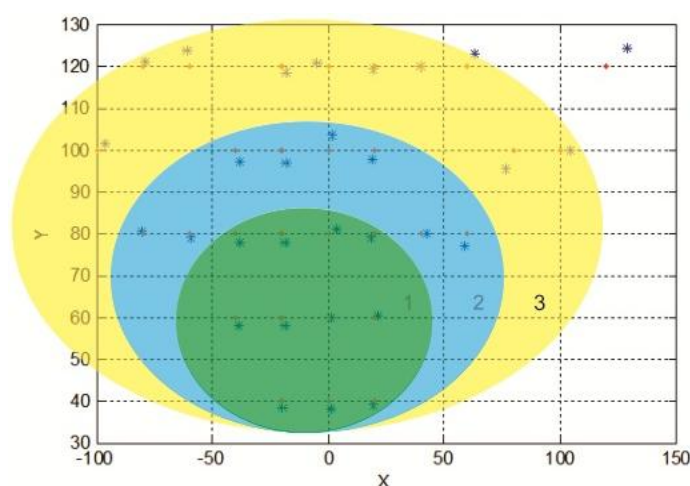


Рисунок 5.12 - Реальні координати перешкод і їх виміряні за допомогою СТЗ координати (значення в см)

На рис. 5.12 показані три зони; перша і найбільш мала зона (зелена) відображає простір, в якому СТЗ вимірює найкраще з рівнем достовірності 97,37%. Друга зона (синя) має 97,23% і третя (жовта) 96,60%. Знаходження цих зон дозволить нам встановити робочий простір СТЗ, що є дуже важливою частиною інформації для навігаційної системи мобільного робота.

Нижче представлені таблиці 5.3, 5.4 і 5.5, в яких включені дані, що використовуються для обчислення значень довірчого рівня за координатами

x і y . Другий і четвертий стовпчики в таблицях показують різницю або помилку між вимірним і реальним значеннями кожної вимірюваної координати.

Таблиця 5.3. Таблиця довірчих рівнів двовимірних вимірювань з СТЗ, зона 1

ЗОНА 1				
№.	$x_i - x_m$ (см)	X рівень достовірності (%)	$y_i - y_m$ (см)	Y рівень достовірності (%)
1	-0,17	99,83%	4,48	95,52%
2	-0,01	99,99%	2,15	94,63%
3	-0,14	99,88%	0,04	99,90%
4	-0,78	99,35%	-0,52	97,40%
5	-0,89	98,89%	-1,3	93,50%
6	0,33	99,45%	1,7	91,50%
7	-0,86	97,85%	-0,41	97,95%
8	-0,2	99,67%	0,9	98,46%
9	0,93	98,84%	3,49	94,21%
10	0,72	99,40%	-4,7	95,29%
11	-1,46	98,78%	1,64	91,80%
12	-1,46	96,67%	1,47	92,65%
13	-1,95	96,75%	1,37	96,58%
14	0,52	99,35%	-0,21	99,74%
15	1,01	99,16%	1,27	98,41%
16	1,65	98,35%	3,82	96,18%
	Середнє	98,89%		95,86%

Таблиця 5.4. Таблиця довірчих рівнів двовимірних вимірювань з СТЗ, зона 2

ЗОНА 2				
№	$x_i - x_m$ (см)	X рівень достовірності (%)	$y_i - y_m$ (см)	Y рівень достовірності (%)
1	-0,17	99,83%	4,48	95,52%
2	2,92	97,57%	3,49	94,18%
3	-0,01	99,99%	2,15	94,63%
4	-0,14	99,88%	0,04	99,90%
5	-0,78	99,35%	-0,52	97,40%
6	-2,4	97,60%	-0,85	95,75%
7	-0,89	98,89%	-1,3	93,50%
8	0,33	99,45%	1,7	91,50%
9	-0,86	97,85%	-0,41	97,95%
10	-0,2	99,67%	0,9	98,46%
11	0,93	98,84%	3,49	94,21%
12	0,72	99,40%	-4,7	95,29%
13	-1,46	98,78%	1,64	91,80%
14	-2,00	96,67%	1,47	92,65%
15	-1,95	96,75%	1,37	96,58%
16	-2,54	96,83%	1,74	95,65%
17	-2,9	97,10%	1,98	95,05%
18	-1,1	98,63%	0,27	99,55%

19	0,52	99,35%	-0,21	99,74%
20	1,01	99,16%	1,27	98,41%
21	1,65	98,35%	3,82	96,18%
	Середнє	98,57%		95,90%

Таблиця 5.5 - Таблиця довірчих рівнів двовимірних вимірювань з СТЗ, зона 3

ЗОНА 3				
№	$x_i - x_m$ (см)	X рівень достовірності (%)	$y_i - y_m$ (см)	Y рівень достовірності (%)
1	4.21	96,49%	8,68	92,77%
2	-0.17	99,83%	4,48	95,52%
3	-4.7	95,30%	-3,14	96,08%
4	2.92	97,57%	3,49	94,18%
5	-3	96,25%	-1,38	97,70%
6	-0.01	99,99%	2,15	94,63%
7	-0.14	99,88%	0,04	99,90%
8	-0.78	99,35%	-0,52	97,40%
9	-2.4	97,60%	-0,85	95,75%
10	-0.89	98,89%	-1,3	93,50%
11	0.33	99,45%	1,7	91,50%
12	-0.86	97,85%	-0,41	97,95%
13	-3.48	91,30%	1,06	98,24%
14	-0.2	99,67%	0,9	98,46%
15	0.93	98,84%	3,49	94,21%
16	3.58	96,42%	1,51	92,76%
17	0.72	99,40%	-4,7	95,29%
18	-1.46	98,78%	1,64	91,80%
19	-3.28	96,72%	1,63	91,85%
20	-4.21	94,74%	1,67	91,65%
21	-2	96,67%	1,47	92,65%
22	-3.83	90,43%	-0,31	98,45%
23	-1.95	96,75%	1,37	96,58%
24	-2.54	96,83%	1,74	95,65%
25	-2.9	97,10%	1,98	95,05%
26	3.68	96,93%	-1,03	98,28%
27	-1.1	98,63%	0,27	99,55%
28	0.52	99,35%	-0,21	99,74%
29	1.01	99,16%	1,27	98,41%
30	1.65	98,35%	3,82	96,18%
	Середнє	97,48%		95,72%

Використовуючи дані з таблиць 5.3, 5.4 і 5.5, для кожної зони були побудовані гістограми з відповідним нормальним розподілом для того, щоб спостерігати поведінку помилки при кожному вимірі. Представлені гістограми побудовані за значеннями x ; гістограми зі значеннями y не включені в дану статтю через їх схожості з характеристиками для x , тому наведених залежностей досить для ілюстрації поведінки помилки.

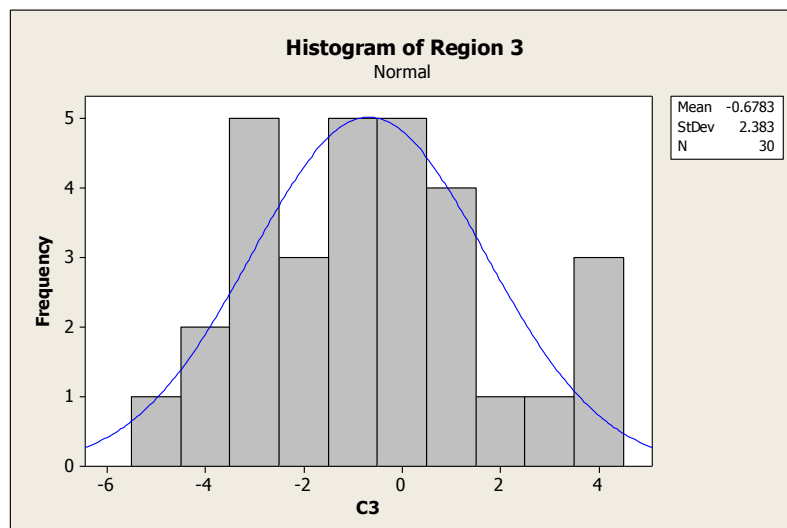


Рисунок 5.13 - Гістограма з кривою нормального розподілу для зони 3

Аналіз зони 3 (рис. 5.13) показує середню помилку у -0.6783 см, що досить близько до нуля, але не так близько, як в інших зонах, стандартне відхилення становить $2,383$ см, що не дуже багато, але все ще не ідеально для цілей навігації. Ці результати доцільно використовувати тільки для якісного аналізу сцени, іншими словами, тільки для отримання інформації про наявність / відсутність перешкод. Кількісний аналіз краю перешкоди краще отримати, зміщуючи поле зору (в області 2 або 1). Ця обставина має бути прийнята до уваги в алгоритмі управління рухом робота.

Середнє значення для зони 2 (рис. 5.14) становить $-0,4438$ см і стандартне відхилення $1,481$ см, ці значення нижче, ніж аналогічні в зоні 3. Таким чином, оскільки область вимірювань зменшується і стає ближче до СТЗ, ми виявили, що середнє значення і стандартне відхилення також мають тенденцію до зниження.

При аналізі зони 1 (рис. 5.15), ми прийшли до висновку, що насправді центральна зона, найбільш близька до СТЗ, забезпечує найкращі результати із середнім значенням помилки $-0,1725$ см і стандартним відхиленням $1,011$ см, ця зона забезпечує довірчий рівень в $97,37\%$, включно з помилками в вимірі координат x і y .

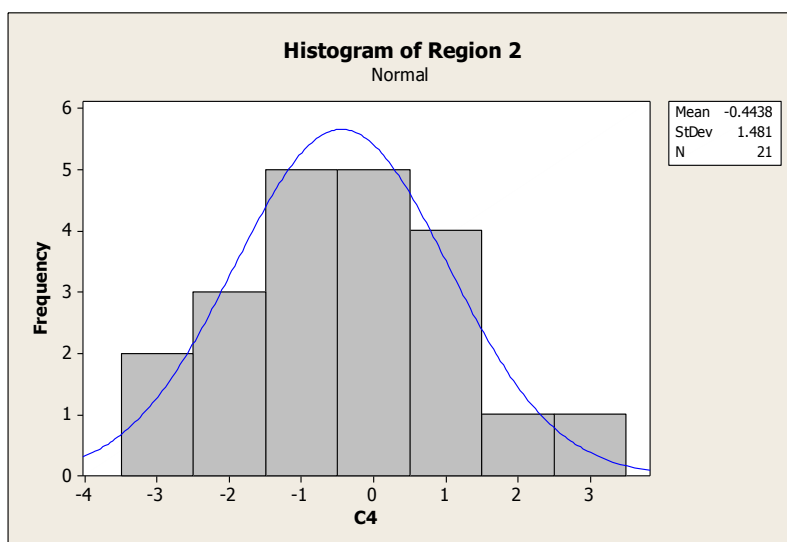


Рисунок 5.14 - Гістограма з кривою нормального розподілу для зони 2

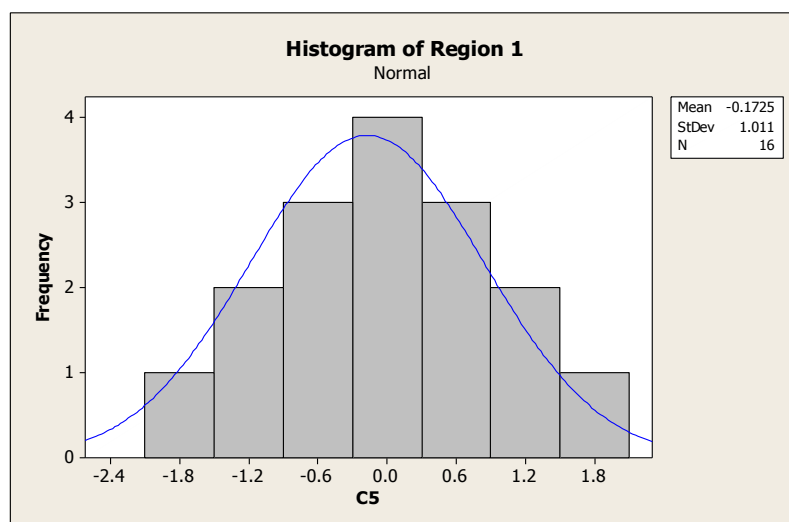


Рисунок 5.15 - Гістограма з кривою нормального розподілу для зони 1

5.7 Висновки по розділу 5

В даному розділі ми представили використання нової оригінальної СТЗ заснованої на динамічній триангуляції [138, 158, 167, 168, 184] для практики навігації мобільного робота. Отримані від СТЗ дані використовуються для управління випробовуваним роботом (Pioneer 3-AT, як найбільш визнаного серед недорогих роботів для застосування в лабораторних завданнях).

Запропоновано математичну модель для опису кінематики робота математичною моделлю у вигляді рівнянь (5.1) - (5.9).

Розроблено метод і відповідний інтерфейс, що дозволяє розглядати робот і перешкоди як частини однієї і тієї ж системи позначень, наприклад,

декартової системи координат, без пост-обробки або імовірнісних рішень.

Слід зазначити, що використання тривимірної лазерної СТЗ в якості вимірювальної частини системи навігації робота є унікальною системою серед відомих систем, що дає метрологічну якість (детерміновану чисельну оцінку) при визначенні положення перешкод і їх форми.

Розроблена спеціальна комп'ютерна програма для обчислення бажаної траєкторії мобільного робота як безперервної лінії, побудованої за n дискретним точкам (де n - дійсне число, розумно обмежене до 500 у режимі реального часу для розглянутого СТЗ та мобільного робота), ґрунтуючись на тривимірних даних від СТЗ для уникнення зіткнень з перешкодами, виявленими і описаними цифровою картою їх видимих поверхонь і, в той же час, уникаючи різких рухів керма робота. Таким чином, у порівнянні з іншими відомими системами навігації робота [31, 45, 89] є дві основні переваги:

1) більш гладка траєкторія для полегшення роботи механічної частини рульового керування робота, і

2) значно коротша траєкторія (оптимізована шляхом зміни n) до 12-16% довжини шляху робота навколо кожної перешкоди, що є важливим моментом для будь-якого принципу навігації з точки зору економії ресурсів (палива та електричної енергії).

Одним з найбільш привабливих сторін розробленої програми в тому, що він дає в реальному часі (прямо в процесі обчислень) значення змінних в рівняннях (5.6) - (5.9), в кожній з n точок, які необхідні для виконання управління кінематикою робота.

Нарешті, конструкція цифрового керування кроковими двигунами для пропонованого сканера як і раніше має відкриту архітектуру, яка дозволяє нам легко змінювати найбільш важливі властивості сканера, такі як режим кроку і швидкість. Ця опція дає нам можливість застосовувати пропонований принцип навігації робота для різних сценаріїв, щільності перешкоджання руху або території зі складним пересіченим рельєфом.

ВИСНОВКИ

Дисертація містить теоретичне узагальнення і вирішення актуальної науково - прикладної проблеми створення науково-методичного апарату для комплексного вирішення теоретичних і практичних завдань, пов'язаних з автономною навігацією МР, зокрема, теорії та методів машинного зору для можливості бачити сектор перед МР; методу перевірки стабільності частоти бортового годинника МР; методів визначення власної орієнтації МР для ефективного функціонування роботу у недетермінованих середовищах за умов наявності факторів, що заважають нормальному функціонуванню МР. Запропоноване в дисертації вирішення науково - прикладної проблеми сприяє підвищенню живучості робота у недетермінованих неконтрастних середовищах при наявності радіації та інших видів заважаючих факторів шляхом використання технічних електронних, електричних, механічних та обчислювальних засобів, стійких до впливу зовнішніх факторів, і раціональному спрощенні систем прийому та обробки оптичних сигналів та обчислювальних алгоритмів.

Основні отримані результати роботи полягають в наступному:

1. Розвинена теорія автономної навігації мобільних наземних роботів в недетермінованих середовищах на основі комплексного використання в єдиній матриці стану роботу інформації про оточуюче робот середовище, власну просторову орієнтацію та часову шкалу.

2. Запропоновано новий метод лазерного зондування простору навколо робота - метод динамічної тріангуляції, що надає можливість збільшити до прийнятної зону сканування простору перед роботом, у якій визначення та локалізація об'єктів набуває детермінованого характеру. Метод дозволяє створювати цифрову карту перешкод, яка спрощує прокладення його траєкторії. Вона надає можливість у зручній для швидких перетворень декартовій системі координат визначати небезпечні краї перешкод, ранжувати їх ступінь небезпечності за відстанню до них, без додаткових перетворень розташовувати усі об'єкти у єдиній глобальній системі координат, чим значно скорочується час керування та виключається

можливість похибок при перетворенні. Створена цифрова карта може бути корисною для навігації групи роботів і для описання і картографування невідомих просторів вперше пройдених роботом.

Вказано, що поле зору триангуляційної СТЗ має три зони, кожна з яких характеризується визначеними показниками точності вимірювання координат об'єктів: достовірна (відносна помилка вимірювань $\delta \leq 1\%$), прийнятна ($\delta \leq 5\%$) та периферійна ($\delta > 5\%$).

3. Розроблено новий метод вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів - метод раціональної апроксимації наближенням медіантами, якій засновано на збігу деякої цілої кількості інтервалів вимірювання з цілою кількістю еталонних інтервалів без залишку. Метод надає можливість швидко реєструвати всі зміни частоти, які трапилися у бортовому еталоні робота протягом певного часу, і забезпечує такі переваги: уточнення результатів вимірювань сканера (точності підрахування кутів динамічної триангуляції); зменшення накопичування помилок у визначенні усіх параметрів МР, що сумуються протягом перебування МР на траєкторії руху; уточнення показань усіх бортових сенсорів частотного типу.

4. Запропоновано новий критерій оцінки співпадання (збігу) без залишку деякої цілої кількості еталонних інтервалів з цілою кількістю вимірюваних часових інтервалів на основі використання медіанти з чисельником у форматі «ціле число з деякою кількістю нулів». Він дозволяє у достатньо простий спосіб на апаратно-технічному або програмному рівнях реалізовувати вимірювання частоти.

5. Доведено, що запропонований новий метод вимірювання часових інтервалів та частоти сигналів є інваріантним до джиттеру та нестабільності тривалості імпульсів імпульсних послідовностей.

6. Запропоновано метод оцінювання енергетичного центру імпульсного сигналу - метод насичення та диференціювання, якій дозволяє в умовах обмеженого часу з достатньою точністю визначати просторове положення енергетичного центру підсвіченого лазерного п'ятна на поверхні перешкоди, та забезпечує значні переваги розрізняльної здатності на краю сектору огляду СТЗ.

7. Удосконалено метод функціонування лазерного сканера СТЗ зі змінним кроком сканування, якій дозволяє оптимізувати пошук перешкоди в полі зору робота за критеріями мінімальних витрат часу на сканування та максимальної інформативності. Можливість застосування змінного кроку сканування робить запропоновану СТЗ адаптивним інструментом збору інформації, який простою зміною команд у керівній програмі оптимізує роботу сканера, пристосовуючи його згідно поточних умов до більш детального огляду, або до максимально швидкого визначення перешкод.

8. Запропоновано метод розширення достовірної зони поля зору робота шляхом застосування методів тренування нейронних мереж для фільтрації результатів сканування з великими похибками на основі використання алгоритму Левенберга-Марквардта, якій дозволяє в реальному масштабі часу підвищити розрізняльну здатність СТЗ. Метод придушення вимірювального шуму в акселерометрах на базі алгоритму LMS-фільтрації надає можливість значного покращення у визначенні параметрів поточної власної просторової орієнтації МР.

9. Запропоновано метод визначення оптимальної траєкторії руху МР в заданому секторі простору за критерієм мінімального шляху і максимальної гладкості траєкторії, якій ґрунтується на використанні даних, отриманих від запропонованої СТЗ, а також даних від системи акселерометричного визначення власної просторової орієнтації МР і бортового годиннику робота. Його застосування зводить до мінімуму кількість впливів рульовим механізмом, внаслідок чого скорочуються енергетичні витрати МР та знос його механічних частин, а також покращується курсова стійкість та зменшується можливість заносів та прослизань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Апенко М. Н. Прикладная оптика / М.Н. Апенко, А.С. Дубовик. - М.: Наука, 1971. – 392 с.
2. Адаптивные фильтры: Пер. с англ./Под ред. К. Ф. Н. Коуэна и П. М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
3. Васильев И.А., Половко С.А., Смирнова Е.Ю. Организация группового управления мобильными роботами для задач специальной робототехники. «Научно-технические ведомости СПбГПУ/Информатика, телекоммуникации, управление/Робототехника и мехатроника», №1, 2013, с. 119-123.
4. Гоноровский И.С., Радиосхемы и радиосигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Мир, 1981. - 639 с.
5. Иванов Д.Я. Информационный обмен в больших группах роботов. «Искусственный интеллект», №4, 2010.
6. Ивановский Р.И. Визуальное сопровождение решений в среде СКМ / Р.И. Ивановский // Exponenta Pro. Математика в приложениях. - 2006. - №2. - С. 59 – 67.
7. Ивановский Р.И. Компьютерные технологии в науке и образовании. Практика применения систем MathCAD Pro: учеб. пособие / Р.И. Ивановский. – М.: Высшая школа, 2003. – 432 с.
8. Инженерный справочник космических технологий / [Под ред. А.В.Солодова, 2-е изд.]. М.: Военное издательство Министерства обороны СССР, 1977. – 430 с.
9. Каляев И.А., Гайдук А.Р., Капустян С.Г. Модели и алгоритмы коллективного управления в группах роботов. Москва, «Физматлит», 2009. – 280с.
10. Тимофеев А.В. Роботы и искусственный интеллект. Москва, «Наука», 1978.
11. Тимофеев А.В. Адаптивные робототехнические комплексы. Ленинград, «Машиностроение», 1988.

12. Тимофеев А.В., Юсупов Р.М. Принципы построения интегрированных систем мульти-агентной навигации и интеллектуального управления мехатронными роботами. Международный журнал «Информационные технологии и знания», т.5, №3, 2011, с.237-244.
13. Седякин Н.М. Элементы теории случайных импульсных последовательностей / Н.М. Седякин. - М.: Советское радио, 1965. – 261 с.
14. Сергиенко О.Ю. Метод измерения частоты для задач мехатроники / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 53. - С. 122-129. ISSN 2219-5548
15. Сергиенко О.Ю. Оценка ускорения автомобиля при эксплуатационных испытаниях с использованием оптимального наблюдателя / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 55. - С. 58-65. ISSN 2219-5548
16. Сергиенко О.Ю. Повышение разрешающей способности метода динамической триангуляции в 3D сканерах для задачи навигации робота / О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2011. - Вып. 28. - С.141-148. ISSN 2219-8342
17. Сергиенко О.Ю. Система технического зрения для навигации мобильных транспортных средств / О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2012. - Вып. 30. - С. 75-83. ISSN 2219-8342
18. Сергиенко О.Ю. Применение лазера для навигации мобильного транспортного средства. / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса, В.Н. Кондратенко // Автомобильный транспорт. – 1998. - Вып. 1. - С. 86-91. ISSN 2219-8342
19. Сергиенко О.Ю., Тырса В.В. Фазово-импульсный лазерный дальномер / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса. // «Вестник ХГАДТУ». – 2000. - Вып. 27. - С. 20-24.
20. Сергиенко О.Ю. Оптоэлектронная система для навигации мобильного робота / О.Ю. Сергиенко // Автометрия. – 2010. - № 46 (5). – С. 18 – 36.
21. Тырса В.Е. Об ошибках измерения частоты по методу совпадения импульсов / В.Е. Тырса, В.В. Дюнашев. // Измерительная техника. – 1981. - №4. - С.42–44.

- 22.Фу К. Робототехника / К. Фу, Р. Гонсалес, К. Ли; пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 624 с.
- 23.Abba A. Non-linear least-squares in fpga devices for digita spectroscopy / A. Abba, F. Caponio, A. Geraci, G. Ripamontii // Nuclear Science Symposium Conference Record (NSS/MIC). – 2009. - P. 563–568.
- 24.Allan D.W. Time and frequency (time-domain) characterization, estimation, and prediction of precision clocks and oscillators / D.W. Allan // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control. – 1987. - 34 (752). – P. 647–654.
- 25.Allen D.W. Overview of Wireless Active Sensing Systems for Structural Health Monitoring / D.W. Allen, G.Park, C.R.Farrar // Structural health monitoring, [edited by Fu-Kuo Chang]. - DEStech Publications, 2005. - P. 1578-1585. ISBN: 1-932078-51-7
- 26.Analui B. Data-dependent jitter in serial communications / B. Analui et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. - 53 (11). P. 3388–3397.
- 27.Athavale N.N. A prototype for KYBAS: the Kentucky Bridge Analysis System / N.N.Athavale, R. K. Ragade, M. A. Cassaro, T.E. Fenske. // Proceedings of the 3rd international conference on Industrial and engineering applications of artificial intelligence and expert systems. – 1990. - Volume 2. - P. 781-789.
- 28.Baltsavias E.P. Airborne laser scanning: basic relations and formulas. / E.P. Baltsavias. // ISPRS Journal of Photogrammetry & Remote Sensing, Elsevier. – 1999. - N 54. - P. 199–214.
- 29.Baltsavias E.P. A comparison between photogrammetry and laser scanning / E.P. Baltsavias. // ISPRS Journal of Photogrammetry & Remote Sensing, Elsevier. – 1999. - N 54. - P. 83–94.
- 30.Basaca L. 3D laser scanning vision system for autonomous robot navigation / L. Basaca, et. al. // ISIE 2010, Bari, Italy. – 2010. - P. 1773–1779.
- 31.Basaca-Preciado, L.C. Optoelectronic 3D laser scanning technical vision system based on dynamic triangulation. / Basaca-Preciado, L.C., Sergiyenko, O.Y., Rodriguez-Quinonez, J.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, pp.648-649, ISBN: 978-1-4577-0731-5, doi: 10.1109/IPCon.2012.6358788

32. Básaca-Preciado L. C. Optical 3D Laser Measurement System for Navigation of Autonomous Mobile Robot Optics and Lasers / Luis C. Básaca-Preciado, Oleg .Yu. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quinonez, X. García, V. V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, P. Mercorelli, M. Podrygalo, A. Gurko, I. Tabakova, O. Starostenko // Optics and Lasers in Engineering, Elsevier, 2014 #54, pp. 159–169 .
33. Basaca-Preciado L.C. Accuracy Improvement of Vision System for Mobile Robot Navigation by Finding the Energetic Center of Laser Signal. / Luis C. Basaca-Preciado, Julio C. Rodriguez-Quiñonez, Oleg Segiyenko, Wendy Flores-Fuentes, Paolo Mercorelli, Fabian N. Murrieta-Rico. // Proceedings of 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2014), Dallas, Texas, USA, October, 29 - November, 1, 2014, pp. 2406-2411. ISBN: 978-1-4799-4033-2, ISSN: 1553-572X
34. Bellian J.A. Digital outcrop models: applications of terrestrial scanning lidar technology in stratigraphic modeling / J.A. Bellian, C. Kerans, D.C. Jennette. // Journal of sedimentary research, SEPM. – 2005. - Vol. 75, N. 2. - P. 166 –176. ISBN 1527-1404/05/075-166.
35. Benedetti M., M. Donelli, A. Massa, A. Rosani. An innovative microwave imaging technique for non-destructive evaluation: applications to civil structures monitoring and biological bodies inspection / M. Benedetti, M. Donelli, A. Massa, A. Rosani // IEEE Proceedings of International “Imaging Systems and Techniques, (IST-2004)”. – 2004. - P. 91 – 94.
36. Betker A.L. Application of feedforward backpropagation neural network to center of mass estimation for use in a clinical environment / A.L. Betker, T. Szturm, Z. Moussavii // Proc. 25th Annual Int. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. – 2003. – Vol.3 – P. 2714 – 2717.
37. Bolognani S. Distributed quasi-newton method and its application to the optimal reactive powerflow problem / S. Bolognani, S. Zampieri // IFAC Workshop on Distributed Estimation and Control in Networked Systems. - 2010. – P. 305–310.

38. Bonnans J.-F. Numerical Optimization / J.F. Bonnans, J.C. Gilbert, C. Lamarechal, C.A. Sagastizabal, Springer, 2006. – 494 p.
39. Buckwalter J. Predicting data-dependent jitter / J. Buckwalter et al. // IEEE Trans. Circ. Systems-II: Express Briefs. – 2004. - 51 (9). – P. 453–457.
40. Byczkowski, T., Lang, J. A Stereo-Based System with Inertial Navigation for Outdoor 3D Scanning / T. Byczkowski, J. Lang // Canadian Conference on Computer and Robot Vision CRV '09. – 2009. – P. 221 – 228.
41. Cañas N. Controladores multivariables para un vehículo autónomo terrestre: Comparación basada en la fiabilidad de software // Norberto Cañas, Wilmar Hernández, Gabriel González, Oleg Sergiyenko // RIAI-Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, Elsevier Doyma, 2014, #11(2), pp. 179-190
42. Carmichael R.D. The Theory of Numbers and Diophantine Analysis / R.D. Carmichael. - Courier Dover Publications, 2004. - 118p. ISBN 0486438031.
43. Chaumette F. Visual servo control, Part 1: Basic approaches / F. Chaumette, S. Hutchinson // IEEE Robot. Autom. Mag. - 2006. - N 4 (13). - P. 82-90.
44. Chellappa R. Recognition of humans and their activities using video / Rama Chellappa, Amit K. Roy-Chowdhury, Shaohua K. Zhou. - Morgan & Claypool Publishers, 2005. - 173 p. ISBN 1598290061
45. Cheng J. 3D human posture segmentation by spectral clustering with surface normal constraint / J. Cheng, M. Qiao, W. Bian, D. Tao // Signal Processing. – 2011. - N 91 (9). – P. 2204–2212.
46. Clark G.A. Block implementation of adaptive digital filters / G.A. Clark, S.K. Mitra, S.R. Parker // IEEE Trans. Circ. Syst. – 1981. - N 28. – P. 584–592.
47. Clark G.A. A unified approach to time- and frequency-domain realization of FIR adaptive digital filters / G.A. Clark, S.R. Parker, S.K. Mitra // IEEE Trans. Acoustic Speech Signal Process. – 1983. – N. 31. – P. 1073 – 1083.
48. Computer vision. Chapter 22. Machine vision: approaches and limitations / [M. Rivas Lopez, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa]. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2008. - pp. 395-428. ISBN 978-953-7619-21-3.
49. Conway J.H. The Book of Numbers / J.H. Conway, R.K. Guy, Farey. - Springer-Verlag, New York, 1996. - 332p.

50. Coughlin R. Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits / R. Coughlin, F. Driscoll. - Pearson Educations, 2001. - 376p.
51. Dai Liwen. Pseudo-satellite applications in deformation monitoring / Liwen Dai, Jinling Wang, Chris Rizos and Shaowei Han // GPS Solutions Journal. – 2002. - Volume 5, Number 3. - P. 80-87. ISSN: 1080-5370
52. Dai Tao. Vision Sensor Based Tracking and Focusing of 3-D Singular Points./ Tao Dai, Xiang Chen, Robert Drake, Jun Yang// Proceedings of 2005 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Niagara Falls, Ont., Canada. – 2005. - Vol. 3. - P. 1312-1317.
53. Diosi A. Laser scan matching in polar coordinates with application to SLAM / A. Diosi, L. Kleeman // Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2005). – 2005. P. 3317- 3322.
54. Downie N.M. Fundamentals of Measurement: Techniques and Practices / N.M. Downie. - Oxford University Press, New York, 1967. - 482p.
55. Du Y. The new navigation system for automatic guided vehicle / Y. Du, X. Gao, Z. Liu, M. Sun // Chinese Control and Decision Conference. – 2008. – P. 4653–4658.
56. Feng Liu. Environment Lighting for Point Sampled Geometry / Liu Feng, Sushil Bhakar, Thomas Fevens, Sudhir Mudur // Proceedings of International Conference on Computer Graphics, Imaging and Visualisation (CGIV'06). – 2006. - P. 522-527.
57. Ferrara E.R. Fast implementation of LMS adaptive filters / E.R. Ferrara // IEEE Trans. Acoustic Speech Signal Process. – 1980. - 28 (4). – P. 474–475.
58. Ferrara E.R. Frequency-domain adaptive filtering / E.R. Ferrara // Adaptive Filters, Prentice-Hall: Englewood Cliffs, NJ, USA. - 1985. - pp. 145–179.
59. Fletcher J.C. Frequency measurement by coincidence detection with standard frequency, US Patent 3, 924,183, 1975.
60. Flores-Fuentes W. Digital Signal Processing on Optoelectronic for SHM. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro J. Rivera-Castillo, and D. Hernandez-Balbuena. // Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science (WCECS 2013), San

- Francisco, USA, 23-25 October, 2013, Vol I, pp. 536-541. ISBN: 978-988-19252-3-7, ISSN: 2078-0958 (Print); ISSN: 2078-0966 (Online)
61. Flores-Fuentes W. Analog Signal Processing in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, and D. Hernandez-Balbuena. // Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science (WCECS 2013), San Francisco, USA, 23-25 October, 2013, Vol I, pp. 655-661. ISBN: 978-988-19252-3-7, ISSN: 2078-0958 (Print); ISSN: 2078-0966 (Online)
62. Flores-Fuentes, W. Machine vision supported by artificial intelligence. / Flores-Fuentes, W. ; Rodriguez-Quinonez, J. C. ; Hernandez-Balbuena, D.; Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, Oleg ; Gonzalez-Navarro, F.F. ; Rivera-Castillo, J. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1949 – 1954. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
63. Flores-Fuentes W. Combined Application of Power Spectrum Centroid and Support Vector Machines for Measurement Improvement in Optical Scanning Systems. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, D. Hernandez-Balbuena. // Signal Processing, Elsevier, 2014, #98, pp. 37–51
64. Flores-Fuentes W. Energy Centre Detection in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, O.; Rodriguez-Quinonez, J.; Hernandez-Balbuena, D.; Rivera-Castillo, J. // IEEE Sensors Journal, 2014, #14(7), pp. 2355-2361.
65. Flores-Fuentes W. Accuracy Enhancement of a SHM System by Light Scanning Sensor Improvement. / Wendy Flores-Fuentes, Moises Rivas-López, Oleg Sergiyenko, Julio C. Rodriguez-Quinonez, Daniel Hernandez-Balbuena, and Javier Rivera-Castillo. // “Transactions on Engineering Technologies” Edited by Haeng Kon Kim, Sio-long Ao, Mahyar A. Amouzegar, Springer Science+Business Media Dordrecht, 2014, pp. 147-161.
66. Flores-Fuentes, W. Photodiode and Charge-Coupled device Fused Sensors. / Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quinonez, J.C.; Hernandez-Balbuena, D.;

- Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, Oleg; Rivera-Castillo, J.; Lindner, L.; Basaca-Preciado, L.C.; Mayorga-Ortiz, P. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. Pages: 1030 – 1035. ISBN: 978-1-4673-7553-5.
67. Flores-Fuentes, W. Outlier Mining of a Vision Sensing Database for SVM Regression Improvement. / Flores-Fuentes, W.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quiñonez, J.C.; Daniel Olivas-Ugalde; Félix F. González-Navarro; Sergiyenko, Oleg; Rivas-Lopez, M.; Murrieta-Rico, F.N.; and Vladimir M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 208-213. ISBN: 978-1-4799-1762-4/15
68. Flores-Fuentes W. Real-time Optical Scanning Data Exchange for Large Scale 3D Monitoring / Flores-Fuentes W., M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernandez-Balbuena, J. Rivera-Castillo, O. Sergiyenko, E. M. Hoyos-Perales, F. N. Murrieta-Rico, J.I. Nieto-Hipólito, W. Hernandez // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.
69. Florian E. Blind source separation of convolutive mixtures of non-circular linearly modulated signals with unknown baud rates / E. Florian, A. Chevreurilc, P. Loubaton // Signal Processing. – 2012. - 92 (3). – P. 715–726.
70. Forman Paul. Rapid Data Collection at Major Incident Scenes using Three Dimensional Laser Scanning Techniques / Paul Forman, Iwan Parry // IEEE 35th International Carnahan Conference on Security Technology. – 2005. – P. 60-67.
71. Frank R. Understanding Smart Sensors / R. Frank. - Norwood, MA, USA: Artech House, 2000. – 389 p.
72. Frost Bob. Measuring Performance / Bob Frost. - Measurement International, 2000. - 96p.
73. Garcia-Cruz X.M. Fast Obstacle Detection by Variable Step of 3D Laser Scanning for Robot Navigation on Unknown Planet. / Garcia-Cruz X.M.,

- Sergiyenko O.Yu., Tyrsa V., Rivas-Lopez M., Hernandez-Balbuena D., Podrygalo M., Gurko A. // OMICS Group, Journal of Applied Mechanical Engineering, 2013, #2(2).
- 74.Garcia-Cruz X.M. Optimization of 3D laser scanning speed by use of combined variable step. / X.M. Garcia-Cruz, O. Yu. Sergiyenko, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, J.C. Rodriguez-Quiñonez, L.C. Basaca-Preciado, P. Mercorelli. // Optics and Lasers in Engineering by Elsevier, 2014 #54, pp. 141–151
- 75.Gonzales de la Rosa J.J. Characterization of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets / J.J. Gonzales de la Rosa et al. // Measurement. – 2006. – Volume 39. – P. 664–673.
- 76.Gonzalez-Navarro F.F. Feature and model selection with discriminatory visualization for diagnostic classification of brain tumors / F.F. Gonzalez-Navarro et. al // Neurocomputing. – 2012. - 73 (4-6). – P. 622–632.
- 77.Grabe M. Measurement Uncertainties in Science and Technologies / M. Grabe. - Springer-Verlag GmbH, 2006. - 270p.
- 78.Greenhall C.A. Frequency stability review / C.A. Greenhall // TDA progress report. – 1988. - Vol. 1. – P. 200 – 212.
- 79.Gurko A. Guaranteed Control of a Robotic Excavator during Digging Process. / A. Gurko, O. Sergiyenko, J.I. Nieto-Hipolito, I. Kirichenko, V. Tyrsa, J.D. Sanchez-Lopez. // Proceedings of 12th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics ICINCO 2015, Volume 2, Colmar, Alsace, France, July, 21-23, 2015. Pages: 52 – 59. ISBN: 978-989-758-123-6.
- 80.Hada Y. Multiple mobile robot navigation using the indoor global positioning system (iGPS) / Y. Hada, K. Takase // Proc. of the IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems. Maui, USA. - 2001. - Vol. 2. - P. 1005-1010.
- 81.Hancock J. Active Laser Radar For High-Performance Measurements / J. Hancock, D. Langer, M. Hebert, R. Sullivan, D. Ingimarsen, E. Hoffman, M. Mettenleiter, C. Fredlich // IEEE International Conference on Robotics & Automation, Leuven, Belgium – 1998. – P. 1465-1470.
- 82.Handbook of Optical and Laser Scanning / [edited by Gerald F. Marshall]. - New York – Basel: Marcel Dekker, Inc., 2004 – 769p.

83. Haykin S. Adaptive Filter Theory / S. Haykin S. - Prentice-Hall: Englewood Cliffs, NJ, USA, 2002.
84. Hecht Eugene. Physics / Eugene Hecht. - Pacific Grove, California: Brooks/Cole, 1994. - 1128p.
85. Hernandez W. A survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications / W. Hernandez // Sensors. – 2007. – N. 7. – P. 84–102.
86. Hernandez W. Improving the response of a wheel speed sensor by using frequency-domain adaptive filtering / W. Hernandez // IEEE Sens. J. – 2003. – N. 3. – P. 404–413.
87. Hernandez W. Input-output transfer function analysis of a photometer circuit based on an operational amplifier / W. Hernandez // Sensors. – 2008. N. 8. – P. 35–50.
88. Hernandez W. Optimal estimation of the relevant information coming from a rollover sensor placed in a car under performance tests / W. Hernandez // Measurement. – 2008. – N. 41. – P. 20–31.
89. Hernandez W. Wheel speed sensors / W. Hernandez // Encyclopedia of Sensor. - American Scientific Publishers: Valencia, CA, USA, 2006. - Volume 10, P. 461–472.
90. Hernandez W. Measurement uncertainty estimation of a robust photometer circuit / W. Hernandez, J. Vicente // Sensors. – 2009. – N 9. – P. 3149–3160.
91. Hernandez W. A survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications / W. Hernandez // Sensors. – 2007. N. 7. – P. 84–102.
92. Hernandez W. Fluxgate magnetometer for magnetic fields in the range 1–100 μT / W. Hernandez // IEE Electron. Lett. – 1995. – N. 31. – P. 2110–2111.
93. Hernandez W. Improving the response of a load cell by using optimal filtering / W. Hernandez // Sensors. – 2006. – N. 6. – P. 697–711.
94. Hernandez W. Improving the response of a rollover sensor placed in a car under performance tests by using a RLS lattice algorithm / W. Hernandez // Sensors. – 2005. – N. 5. – P. 613–632.

95. Hernandez W. Improving the response of a wheel speed sensor by using a RLS lattice algorithm / W. Hernandez. – Sensors. – 2006. – N. 6. – P. 64–79.
96. Hernandez W. Improving the response of a wheel speed sensor using an adaptive line enhancer / W. Hernandez // Measurement. – 2003. – 33. – P. 229–240.
97. Hernandez W. Improving the response of an accelerometer by using optimal filtering / W. Hernandez // Sens. Actuat. A. – 2001. – 88. – P. 198–208.
98. Hernandez W. Improving the response of several accelerometers used in a car under performance tests by using Kalman filtering / W. Hernandez. Sensors. – 2001. – N. 1. – P. 38–52.
99. Hernandez, W. Linear robust photometer circuit/ W. Hernandez // Sens. Actuat. A. – 2008. – 141. – P. 447–453.
100. Hernandez W. Magnetic-field sensor based on a relaxation oscillator. / W. Hernandez // Sens. Actuat. A. – 1996. – 55. – P. 163–166.
101. Hernandez W. Optimal estimation of the acceleration of a car under performance tests / W. Hernandez // IEEE Sens. J. – 2007. – N. 7. – P. 392–400.
102. Hernandez W. Optimal estimation of the relevant information coming from a variable reluctance proximity sensor placed in a car undergoing performance tests / W. Hernandez // Mech. Syst. Signal Process. – 2007. – N. 21. – P. 2732–2739.
103. Hernandez W. Performance analysis of a robust photometer circuit / W. Hernandez // IEEE Trans. Circuits Syst. II . – 2008. – N. 55. P. 106–110.
104. Hernandez W. Photometer circuit based on positive and negative feedback compensations / W. Hernandez // Sens. Lett. – 2007. – N. 5. P. 612–614.
105. Hernandez W. Robust multivariable estimation of the relevant information coming from a wheel speed sensor and an accelerometer embedded in a car under performance tests / W. Hernandez // Sensors. – 2005. – N. 5. – P. 488–508.
106. Hernandez W. Robustness and noise voltage analysis in two photometer circuits / W. Hernandez // IEEE Sens. J. – 2007. – N.7. – P. 1668–1674.

107. Hinchin A.Ya. Continued Fractions / A.Ya. Hinchin. - Dover Publications Inc., Mineola, New York, 1964. - 111p.
108. Hosmer P. Use of Laser Scanning Technology for Perimeter Protection / P. Hosmer // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 2004. - Vol. 19. – P. 13-17.
109. Howe D.A., Interpreting oscillatory frequency stability plots, in: IEEE Proceeding of International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002, pp. 725–732.
110. Huang B., C. Yu, B. D. Anderson, Analyzing localization errors in one-dimensional sensor networks, *Signal Processing* 92 (2) (2012) 427–438.
111. Hwang, C. L., Shih, C. Y. (2009). A Distributed Active-Vision Network-Space Approach for the Navigation of a Car-Like Wheeled Robot. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 846 – 855.
112. Ibeanusi Ugonna, Valerie Lafond-Favieres, Latresa McLawhorn, Scott D. Anderson. Understanding robot navigation and control, Proceedings of the 37th annual ACM Southeast Regional Conference, CD version, 7p., 1999.
113. Infantes, G., Ghallab, M., Ingrand, F. (2011). Learning the behavior model of a robot. *Autonomous Robot*, 30, 157–177.
114. Itti L. A principled approach to detecting surprising events in video / L. Itti, P. Baldi. // Proceedings of IEEE CVPR2005 International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. - 20-25 June 2005. - Vol. 1. - P.631-637.
115. João Guilherme, D. M. França, Mário A. Gazziro, Alessandro N. Ide, José H. Saito A 3D scanning system based on laser triangulation an variable field of view. Proceedings of the 2005 International Conference on Image Processing (ICIP 2005), IEEE Volume 1, Genoa, Italy, 2005, pp. 425-428.
116. Johansson Staffan, New frequency counting principle improves resolution, in: Proceedings of the 36 Annual Precise Time and time interval (PTTI) Systems and Application Meeting, 7–9 December 2004, Washington, DC, ISBN 0-7803-9053-5, 2005, 628 p.
117. Johnson, C.D. Process Control Instrumentation Technology, 5th ed.; Prentice-Hall: Upper Saddle River, NJ, USA, 1997.

118. Kang, J., Kim, W., Lee, J., Yi, K., (2010). Design, implementation, and test of skid steering-based autonomous driving controller for a robotic vehicle with articulated suspension. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 24(3), 793-800.
119. Kee C. A Guideline to Establish DGPS Reference Station Requirements / C. Kee, B. Park, J. Kim, A. Cleveland, M. Parsons and D. Wolfe. // *The journal of navigation*. Royal Institute of Navigation-Cambridge Journals. – 2008. - N 61. - P. 99–114.
120. Kim K.K. et al., Analysis and simulation of jitter sequences for testing serial data channels, *IEEE Trans. Ind. Inf.* 4 (2) (2008) 134–143.
121. Kong N. , J. Shin, P. Park, A two-stage affine projection algorithm with mean-square-error-matching step-sizes, *Signal Processing* 91 (11) (2011) pp. 2639–2646.
122. Kozłowski, K. & Pazderski, D. (2004). Modeling and control of a 4-wheel skid-steering mobile robot. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 14(4), 477–496.
123. Kulkarni Manish, Taehyun Shim and Yi Zhang “Shift dynamics and control of dual-clutch transmissions” Elsevier *Mechanism and Machine Theory* Volume 42, Issue 2, February 2007, Pages 168-182
124. Lavelle Joseph P., Stefan R. Schuet, Daniel J. Schuet. High Speed 3D Scanner with Real-Time 3D Processing. *Proceedings of ISA/IEEE Sensors for Industry Conference*, 2004, pp.102- 108. ISBN: 0-7803-8143-2
125. Lichti D.D., M. P. Stewart, M. Tsakiri, A. J. Snow. Benchmark tests on a Three-Dimensional Laser Scanning system. *Department of Spatial Sciences of Curtin University of Technology, Geomatics Research Australasia*, 23 p., 2000.
126. Lindner, L. An approach for dynamic triangulation using servomotors. / Lindner, L. ; Sergiyenko, Oleg ; Tyrsa, V. ; Mercorelli, P. // *Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1926 – 1931. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
127. Lindner, L. Continuous 3D scanning mode using servomotors instead of stepping motors in dynamic laser triangulation. / Lindner, L.; Sergiyenko, Oleg;

- Rodriguez-Quiñonez, J. C.; Tyrsa, V. ; Mercorelli, P.; Flores-Fuentes, W.; Murrieta-Rico, F.N.; Nieto-Hipolito, J.I. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. Pages: 1008 – 1013. ISBN: 978-1-4673-7553-5.
128. Lindner L. Mobile robot vision system using continuous laser scanning for industrial application / L. Lindner, O. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quiñonez, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. Natanael Murrieta-Rico , V. Tyrsa // Industrial Robot: An International Journal, Emerald, Vol. 43 Issue: 4, 2016, pp.360 – 369 ISSN: 0143-991X
129. Lindner L. Issues of exact laser ray positioning using servomotors for vision-based target detection / L. Lindner, O. Sergiyenko, M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. N. Murrieta-Rico, V. Kartashov, V. Tyrsa, J.I. Nieto-Hipólito // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.
130. Lombardi M.A., Legal and technical measurement requirements for time and frequency, *Measure: The Journal of Measurement Science* 1 (3) (2006) 60–69.
131. Lombardi Michael A., Fundamentals of time and frequency, in: Robert H. Bishop (Editor-in-Chief), *The Mechatronics Handbook*, Chapter 17-1, CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington, 2002.
132. Maichen W., *Digital Timing Measurement, From Scope and Probes to Timing and Jitter*, FRET 33, *Frontier in Electronic Testing*, Springer, Netherland, 2006, p. 240. ISBN: 0-387-31418-0.
133. Mallet L., B C Lee, W. J., Staszewski and F Scarpa. Structural health monitoring using scanning laser vibrometry: II. Lamb waves for damage detection. *IOP electronic journals; Smart Mater. & Struct.*, 13, 2004, pp. 261-269.
134. Marquardt D. , An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters, *SIAM Journal on Applied Mathematics* 11 (2) (1963) 431–441.
135. Mathworks I T. , *Neural Networks Toolbox Users Guide*, The Mathworks, 2000.

136. Mercorelli P. An MPC for an Aggregate Actuator with a Self-Tuning Feedforward Control. / Paolo Mercorelli, Nils Werner, Oleg Sergiyenko. // Proceedings of 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2014), Dallas, Texas, USA, October, 29 - November, 1, 2014, pp. 77-83. ISBN: 978-1-4799-4033-2, ISSN: 1553-572X
137. Molina M. Frequency Measurement by Principle of Rational Approximation for Aerospace Frequency Domain Mechanical Parameter Sensors / Molina M., Murrieta F., Sergiyenko O. Yu., Petranovskii V., Hernandez- Balbuena D., Tyrsa V., Rivas-Lopez M., Garcia-Cruz X.M. // Journal of Aeronautics and Aerospace Engineering, OMICS Group, 2013, #2(3), p. 4
138. Monk, D.; Mladenovic, D.; Skaw, M. Accelerometers for automotive applications. In Sensors for Automotive Technology; Marek, J., Trah, H.P., Suzuki, Y., Yokomori, I., Eds.; WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA: Weinheim, Germany, 2003; Volume 4, pp. 269–296.
139. Monnerie G. et al., Internal Jitter noise measurement procedure of a switched capacitor circuit, Measurement, vol. 42, no. 1, Elsevier, 2009, pp. 1–8.
140. Montgomery D. C., Runger G. C. Probabilidad y estadística aplicadas a la ingeniería. México: McGraw-Hill, 1996. 910 p.
141. Mordohai Philippos and Gerard Medioni (2006). Tensor Voting: A Perceptual Organization Approach to Computer Vision and Machine Learning. ISBN: 1598291009 , Morgan & Claypool Publishers, - 136p.
142. Mottl R. L., Machine elements in mechanical design, Pearson Prentice Hall, 2003.
143. Murrieta-Rico, F.N. Acceleration measurement improvement by application of novel frequency measurement technique for FDS based INS. / Murrieta-Rico, F.N.; Hernandez-Balbuena, D.; Petranovskii, V.; Nieto Hipolito, J.I.; Pestryakov, A.; Sergiyenko, Oleg ; Molina, M. ; Tyrsa, V. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1920 – 1925. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
144. Murrieta-Rico, F.N. Mathematical Modelling of molecular adsorption in zeolite coated frequency domain sensors. / Murrieta-Rico, F.N.; Mercorelli P.,

- Sergiyenko, Oleg; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; Tyrsa, V. // Proceedings of 8th Vienna International Conference on Mathematical Modelling (MATHMOD 2015), Vienna, Austria, February, 18-20, 2015, Pp.41 – 46. ISBN: 2405-8963; doi 10.1016/j.ifacol.2015.05.060.
145. Murrieta-Rico, F.N. Instability measurement in time-frequency references used on autonomous navigation systems. / Murrieta-Rico, F.N.; Petranovskii, V.; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, Oleg; Lindner, L.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quiñonez, J. C.; Nieto-Hipolito, J.I.; Tyrsa, V; Melnyk, V.I. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. Pages: 1020 – 1025. ISBN: 978-1-4673-7553-5.
146. Murrieta-Rico, F.N. Mathematical Modelling of molecular adsorption in zeolite coated frequency domain sensors. / Murrieta-Rico, F.N.; Mercorelli P., Sergiyenko, O.; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; Tyrsa, V. // IFAC-PapersOnLine, Elsevier, 2015, #48, (1), pp. 41 – 46.
147. Murrieta-Rico, F.N. Frequency domain sensors and Frequency measurement techniques. / Murrieta-Rico, F.N.; Petranovskii, V.; Sergiyenko, Oleg; Hernandez-Balbuena, D.; Petryakov, A.; Tyrsa, V. // Trans Tech Publications, Switzerland. Applied Mechanics and Materials, 2015, #756, pp. 575-584.
148. Murrieta-Rico, F.N. Rational Approximations Principle for Frequency Shifts Measurement in Frequency Domain Sensors. / Murrieta-Rico, F.N.; A. Tchernykh; V. Petranovskii; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, O.; Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quiñonez, J.C.; Hernandez-Balbuena, D.; Nieto-Hipolito, J.I.; V.Tyrsa; and V. M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 226-231. ISBN: 978-1-4799-1762-4/15
149. Murrieta-Rico F.N. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. / F.N. Murrieta-Rico, O.Y. Sergiyenko, V. Petranovskii, D. Hernandez-Balbuena, L. Lindner, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, J.I. Nieto-Hipolito, V.M. Karthashov // Measurement, Elsevier, #86, 2016, pp. 67-78.

150. Murrieta-Rico F. N. High resolution measurement of physical variables change for INS // F. N. Murrieta-Rico, V. Petranovskii, O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, P. Mercorelli, W. Hernandez, O. Raymond, V. Tyrsa, J.I. Nieto-Hipólito, J. C. Rodríguez-Quiñonez // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.
151. Newsweek, Vol. CXXII, ¹ 7, August 17, 1998, New York, page 5.
152. Niku, S.B. (2010). Introduction to Robotics: Analysis, Systems, Applications. Indianapolis, IN: Wiley.
153. NIST-F1, PDF file NISTIR 6610, NIST Frequency Measurement and Analysis Service. <<http://www.boulder.nist.gov/timefreq/>>.
154. Nocedal J. , S. J. Wright, Numerical Optimization, Springer, 1999.
155. Noll Reinhard, Michael Krauhausen. Multibeam laser triangulation for the measurement of geometric features of moving objects in production lines. 2003 Conference on Lasers and Electro-Optics Europe CLEO/Europe. , 22-27 June 2003, p. 468 ISBN: 0-7803-7734-6
156. Ohno Hiroshige, Hiroshi Naruse, Toshio Kurashima, Atsushi Nobiki, Yasuomi Uchiyama, Yuki Kusakabe. Application of Brillouin Scattering-Based Distributed Optical Fiber Strain Sensor to Actual Concrete Piles. IEICE TRANSACTIONS on Electronics, Vol.E85-C, No.4, 2002, pp.945-951.
157. Oppenheim, A.V.; Schafer, R.W.; Buck, J.R. Discrete-Time Signal Processing, 2nd ed.; Prentice-Hall: Englewood Cliffs, NJ, USA, 1999.
158. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 15. 3D Body & Medical Scanners' Technologies: Methodology and Spatial discriminations / [Julio Cesar Rodriguez Quinonez, Oleg Sergiyenko, Vira Tyrsa et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 307-322, ISBN 978-953-307-204-3.
159. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 25. Electromechanical 3D optoelectronic scanners: resolution constraints and possible ways of its improvement / [Sergiyenko Oleg, Vira Tyrsa, Luis Carlos Basaca Preciado, et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 549-582, ISBN 978-953-307-204-3.

160. Optoelectronic Devices and Properties. Edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, April, 2011. - 660 p. ISBN 978-953-307-204-3.
161. Pallas-Areny, P.; Webster, J.G. Sensors and Signal Conditioning, 2nd ed.; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2001.
162. Pavlis Nikolas K., Marc A. Weiss, The relativistic redshift with 3×10^{-17} uncertainty at NIST Boulder Colorado USA, Metrologia, Bureau International des Poids et Mesures 40 (2003) 66–73.
163. Peña-Cabrera M. Inteligencia Artificial y Visión. Automatización del Proceso de Ensamble utilizando Visión Artificial. / Mario Peña Cabrera, H. Gómez N., R. Osorio C., Ismael López-Juárez, Oleg Sergiyenko.// La computadora, herramienta indispensable en diversas áreas de conocimiento, Editorial de la Universidad Autónoma del estado de Morelos, 2014, 568 p.
164. Petrov M. Optical 3D Digitizers: Bringing life to the virtual world / M. Petrov, A. Talapov, T. Robertson et al // IEEE Comput. Graph. and Appl. 1998. - N 3 (18). - P. 28-37.
165. Pierce D.S., T.S. Ng, B.R. Morrison. A Novel Laser Triangulation Technique for High Precision Distance Measurement, Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.2, Houston USA, October 1992, pp. 1762-1769.
166. Retscher G. Test and Integration of Location Sensors for a Multi-sensor Personal Navigator / G. Retscher // The Journal of Navigation. – 2007. – N 60(1). - P. 107–117.
167. Rillings J.H. Automated highways / J.H. Rillings // Sci. Amer. Mag. – 1997. - N 4 (277). - P. 80-85.
168. Rivas M., et. al, Spatial data acquisition by laser scanning for robot or shm task, ISIE 2008, Cambridge, 2008, pp. 1458–1463.
169. Rivas M. A Method and Electronic Device to Detect the Optoelectronic Scanning Signal Energy Centre. / Moisés Rivas, Wendy Flores, Javier Rivera, Oleg Sergiyenko, Daniel Hernández-Balbuena and Alejandro Sánchez-Bueno // in book “Optoelectronics - Advanced Materials and Devices” Edited by Sergei L. Pyshkin and John M. Ballato, IN-TECH, 2013, pp. 391-419.

170. Rivas-Lopez, M. Scanning for light detection and Energy Centre Localization Methods assessment in vision systems for SHM. / Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, Oleg; Rivera-Castillo, J.; Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quinonez, J.C. ; Hernandez-Balbuena, D. ; Taddei-Bringas, J.L. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1955 – 1960. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
171. Rivas-Lopez, M. Vehicle Detection using an Infrared Light Emitter and a Photodiode as Visualization System. / Rivas-Lopez, M.; Gomez-Sanchez, C.A.; Rivera-Castillo, J.; Sergiyenko, Oleg; Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quinonez, J.C.; Mayorga-Ortiz, P. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. Pages: 1036 – 1039. ISBN: 978-1-4673-7553-5.
172. Rivera-Castillo, J. Structural Health Monitoring based on Optical Scanning Systems and SVM. / Rivera-Castillo, J.; Rivas-Lopez, M.; Nieto-Hipolito, J.I. ; Sergiyenko, Oleg ; Flores-Fuentes, W.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quinonez, J.C.; Platt-Carrillo, J.A. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1949 – 1954. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
173. Riza N. A. and A. A. Muzammil, "Code-multiplexed optical scanner," *Applied Optics*, vol. 42, pp. 1493-1501, 2003.
174. Rodriguez F. A simple bandgap-type magnetoamplifier / F. Rodriguez, H. Trujillo, W. Hernandez // *Sens. Actuat. A.* – 1996. – 55. – P. 133–137.
175. Rodriguez-Quinonez, J.C. Analysis of laser light reflectance on the human skin for optoelectronic devices. / Rodriguez-Quinonez, J.C., Sergiyenko, O., Basaca-Preciado, L.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, pp.80-81, ISBN: 978-1-4577-0731-5, doi: 10.1109/IPCon.2012.6358498
176. Rodriguez-Quinonez, J. C. Improve laser detection in CCD for integrated photogrammetry - Laser scanner. / Rodriguez-Quinonez, J. C. ; Hernandez-Balbuena, D.; Sergiyenko, Oleg; Rivas-Lopez, M.; Flores-Fuentes, W.; Basaca-

- Preciado, L.C. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. Pages: 1944 – 1948. ISBN: 978-1-4799-2399-1/14. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864913
177. Rodriguez-Quiñones J. C. Optical Monitoring of Scoliosis by 3D Medical Laser Scanner. / Julio C. Rodriguez-Quiñones, Oleg Sergiyenko, Luis C. Basaca Preciado, Vera V. Tyrsa, Alexander G. Gurko, Mikhail A. Podrygalo, Moises Rivas Lopez, Daniel Hernandez Balbuena // Optics and Lasers in Engineering, Elsevier, 2014, #54, pp. 175–186
178. Rodriguez-Quiñonez J.C. Improve 3D Laser scanner measurements accuracy using a FFBP neural network with Widrow-Hoff weight/bias learning function. / J.C. Rodriguez-Quiñonez, O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, Rivas-Lopez, M., W. Flores-Fuentes, L. C. Basaca Preciado. // Opto-Electronic Review, Springer, 2014, #22(4), pp. 224-235
179. Sahba Kaveh, Kamal E. Alameh, Clifton Smith A Proposed Motionless Laser Scanning Architecture for Perimeter Security. Proceedings of 40th ICCST2006, Lexington, KY, October 17, 2006, pp. 9-16 ISBN: 1-4244-0174-7
180. Sayed A.H. Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information / A.H. Sayed, A. Tarighat, N. Khajehnouri // IEEE Signal Process. Mag. - 2005. – N 4 (22). - P. 24-40.
181. Selected papers on CCD and CMOS images / [editor Moon Gi Kang, General editor Brian J.Thompson]. SPIE Press: Bellingham, Washington, USA, Volume MS177, 2003. – 636p. ISBN 0-8194-5114-2
182. Sergienko O. Optoelectronic scanning system for a technical navigation task / O. Sergienko., V.Ye. Tyrsa, L. Burtseva, P.M. Vera, V.V. Tyrsa // Memoria del XXVII Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica ELECTRO, Octubre 5-7 de 2005, Instituto Tecnológico de Chihuahua, Creel, Chih., México. – 2005. - Vol. XXVI. - P. 77-82, ISSN: 1405-2172.
183. Sergiyenko O.Yu. Optoelectronic System for Mobile Robot Navigation. Springer // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2010. - Vol. 46, N. 5. - P.414-428 – ISSN 8756-6990.
184. Sergiyenko O.Yu. Frequency domain automotive sensors: resolution improvement by novel principle of rational approximation / O.Yu. Sergiyenko,

- Fabián N. Murrieta Rico, V.V. Tyrsa, D. Hernández-Balbuena, W. Hernandez // Proceedings of IEEE-ICIT International Conference on Industrial Technology (ICIT'10), 14-17 March, 2010, Viña-del-Mar, Valparaiso, Chile. – 2010. - P.1293-1298, ISBN 978-1-4244-5697-0/10.
185. Sergiyenko O. Precise Optical Scanning for practical multiapplications / O.Sergiyenko, V. Tyrsa, D. Hernandez-Balbuena, M. Rivas López, I. Rendón López, L. Devia Cruz // Proceedings of IEEE-34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'08), 10-13 November, 2008, Orlando, Florida, USA. – 2008. – P. 1656-1661, ISBN 978-1-4244-1766-7.
186. Sergiyenko O.Yu.. Precise Optical Scanning for multiuse / O.Yu. Sergiyenko, W. Hernandez, V. V. Tyrsa, D. Hernández-Balbuena // Proceedings of IEEE-35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'09), 3-5 November, 2009, Porto, Portugal. – 2005. - P. 3399-3404. ISBN 978-1-4244-4649-0/09
187. Sergiyenko O. Estimation of the acceleration of a car under performance tests by using an optimal observer / O. Sergiyenko, W. Hernández, Jesús de Vicente, V.Tyrsa // Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA. – 2010. - P. 2828-2832. ISBN: 978-1-4244-5226-2/ISSN: 1553-572X.
188. Sergiyenko O. Fast Method for Frequency Measurement by Rational Approximations with Application in Mechatronics / [Oleg Sergiyenko, Daniel Hernandez-Balbuena, Patricia L. A. Rosas-Méndez, Vera Tyrsa and Moises Rivas-Lopez] // Modern Metrology Concerns. Edited by Luigi Cocco – InTech, 2012. – P. 201-220.
189. Sergiyenko Oleg, Luis C. Básaca, Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernández, Juan I. Nieto Hipólito, Oleg Starostenko. Resolution improvement of Dynamic Triangulation method for 3D Vision System in Robot Navigation task, Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA, 7-10 November, 2010, pp. 2880-2885. ISBN: 978-1-4244-5226-2/ISSN: 1553-572X

190. Sergiyenko O. Improving the response of accelerometers for automotive applications by using LMS adaptive filters / O.Sergiyenko, W. Hernandez, E. Vicente, J. Fernández // *Sensors*. – 2010. –N. 10. P. 313–329.
191. Sergiyenko O. Automotive FDS resolution improvement by using the principle of rational approximation / O.Sergiyenko, D.Hernandez-Balbuena, V.Tyrsa et al // *IEEE Sensors Journal*. – 2012. - Vol.12, Issue 5. - P. 1112 - 1121, ISSN 1530-437X.
192. Sergiyenko O. 3D Body & Medical Scanners' Technologies: Methodology and Spatial Discriminations / O.Sergiyenko, J. Rodriguez-Quinonez, V. Tyrsa, L. Basaca, M. Rivas // *Optoelectronic Devices and Properties* [Edited by Oleg Sergiyenko]. - Intech, 2011. - P. 307 – 322.
193. Sergiyenko O. Improve a 3D laser scanner resolution by a feed-forward back propagation neural network / O. Sergiyenko, J.Rodriguez, L.C.Basaca, V.V.Tyrsa // *Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011)*, Acapulco, Mexico. – 2011. - 5p (CD ROM). ISBN: 978-607-95630-1-1.
194. Sergiyenko O. Possible practical applications of precise optical scanning./ O. Sergiyenko, M. Rivas López, I. Rendón López, V. Tyrsa, L. Burtseva, D. Hernández Balbuena// *Proceedings of "CARS & FOF 07 23rd ISPE International Conference on CAD/CAM Robotics and Factories of the Future"*, Bogota. Colombia. - 2007. - P. 440-444. ISBN: 978-958-978-597-3.
195. Sergiyenko O. CBIR for Image-Based Language Learning within Mobile Environment / O. Sergiyenko, O. Starostenko, R. Contreras Gómez, V. Alarcon-Aquino // *Proceedings of IEEE 52nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (52MWSCAS09)*, Cancun, Mexico. – 2009. - P. 734-738, ISBN 978-1-4244-4480-9, ISSN 1548-3746.
196. Sergiyenko O., Rodriguez-Quinonez J. , V. Tyrsa, L. Basaca, J. Hipolito, Continuous monitoring of rehabilitation in patients with scoliosis using automatic laser, *Pan American Health Care Exchanges - PAHCE*, Rio de Janeiro, Brazil, 2011, pp. 410–414.
197. Sergiyenko O., W. Flores F., M. Rivas, J. Rivera Castillo. Comparison of signal peak detection algorithms in the search of the signal energy center for measuring with optical scanning. *Proceedings of IEEE-22nd Autumn*

- Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico, November, 27-December,3, 2011, 6p. ISBN: 978-607-95630-1-1.
198. Sergiyenko O., W. Hernández, Jesús de Vicente,. H_{∞} loop-shaping control of a buck-boost converter. Proceedings of IEEE-ICIT International Conference on Industrial Technology (ICIT'10), 14-17 March, 2010, Viña-del-Mar, Valparaiso, Chile, pp.1299-1303, ISBN 978-1-4244-5697-0/10
199. Sergiyenko O. Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning. / O. Sergiyenko, W. Hernandez, V. Tyrsa, L. Devia Cruz, O. Starostenko, M.Pena-Cabrera // MDPI, Sensors, Basel, Switzerland. – 2009. - 9(7). – P. 5477-5492. ISSN 1424-8220, doi:10.3390/s90705477.
200. Sergiyenko O.Yu. Mobile Robot navigation by Laser Scanning Means / O.Yu. Sergiyenko, V.Ye. Tyrsa, V.V. Tyrsa, M. Bravo, L. Devia, I. Rendon // Proceeding of 3rd International “Conference on Cybernetics and Information Technologies, Systems and Applications CITSA. – Orlando, Florida, USA, 2006. - Volume I. - P. 340-345. ISBN: 980-6560-82-5
201. Sergiyenko O.Yu. Optimization of laser TVS for robot navigation using combined scanning with variable step / O.Yu. Sergiyenko, Xochitl M. Garcia Cruz, D. Balbuena, M. Rivas Lopez et al // Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico. – 2011. - 6p. (CD ROM). ISBN: 978-607-95630-1-1.
202. Sergiyenko O. Y., C. J. Fregoso Hernández, D. Hernández Balbuena, J. M. Ramírez Zarate, P. L. A. Rosas Méndez, V. V. Tyrsa. Medición de diferencia de fase entre señales pulsadas utilizando coincidencia de pulsos. Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico, November, 27- December,3, 2011, 6p. ISBN: 978-607-95630-1-1.
203. Sergiyenko Oleg Y., Vera V. Tyrsa, Luis F. Devia, Wilmar Hernandez, Oleg Starostenko, Moisés Rivas Lopez. Dynamic Laser Scanning method for Mobile Robot Navigation. Proceedings of ICCAS-SICE 2009, ICROS-SICE International Joint Conference, Fukuoka, Japan, August 18-21, 2009, pp. 4884-4889, PR0002/09/0000-4884 2009SICE, ISBN: 978-4-907764-33-3, SICE Catalog Number: 09PR0002, IEEE Catalog Number: CFP0977A-DVD.

204. Sergiyenko O.Yu. Robust control of mobile transport object with 3D technical vision system / Oleg Yu. Sergiyenko, Alexander G.Gurko, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernandez, Paolo Mercorelli // Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico. – 2011. - 6p. (CD ROM). ISBN: 978-607-95630-1-1
205. Sergiyenko Oleg Yu., Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Luis C. Basaca, Juan Iván Nieto Hipólito. Continuous monitoring of rehabilitation in patients with scoliosis using automatic laser scanning. Pan American Health Care Exchanges – PAHCE2011 Conference, March, 28 – April, 1, 2011, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 410-414. ISBN: 978-1-61284-918-8 - IEEE Catalog Number: CFP1118G-ART.
206. Sergiyenko Oleg. Robust Control of Excavation Mobile Robot with Dynamic Triangulation Vision / Oleg Sergiyenko, Alexander Gurko, Wilmar Hernandez, Vera Tyrsa, Juan Ivan Nieto Hipólito, Daniel Hernandez Balbuena and Paolo Mercorelli. // Proceedings of the 9th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics(ICINCO-2012), Rome, Italy, 28 - 31 July, 2012. – 2012. - Volume 2. - P. 481-485. ISBN: 978-989-8565-22-8, Depósito Legal: 344501/12
207. Sergiyenko O., D.Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, L. Burtseva. Frequency measurement method for Mechatronic and Telecommunication applications. IEEE-IES Proceedings “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 30 june -2 july of 2008, p.1452-1458, ISBN 978-1-4244-1666-0, ISSN/Library of Congress Number 2007936380.
208. Sergiyenko O. Method for fast and accurate frequency measurement / Oleg Sergiyenko, Daniel Hernandez Balbuena, Vera Tyrsa, Larisa Burtseva // Proceedings of 16th IMEKO TC4 Symposium “Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements”, Florence, Italy. - 2008. - P. 367-373 (CD-ROM). ISBN 978-88-903149-3-3.
209. Sergiyenko Oleg, Daniel Hernandez Balbuena, Vera Tyrsa, Larisa Burtseva, Moises Rivas Lupez, Signal frequency measurement by rational

- approximations, Measurement, Elsevier, vol. 42, no. 1, 2009, pp. 136–144.
doi:10.1016/j.measurement.2008.04.009. ISSN: 0263-2241.
210. Sergiyenko O., Hernández D., M. Rivas L., L. Burtseva, V. Tyrsa. Method for Phase Shift Measurement using Farey Fractions. IEEE-LEOS Proceedings “Multiconference on Electronics and Photonics”(MEP-2006), Guanajuato, Mexico, Guanajuato, 7-10 de noviembre 2006, 2006, p. 181 -185, ISBN 1-4244-0627-7, ISSN/Library of Congress Number 2006932321.
211. Sergiyenko Oleg, Larisa Burtseva, Miguel Bravo, Ismael Rendón, Vera Tyrsa. Scanning vision System for Mobile Vehicle Navigation. IEEE-LEOS Proceedings “Multiconference on Electronics and Photonics”(MEP-2006), Guanajuato, Mexico, Guanajuato, 7-10 de noviembre 2006, 2006, p.178-181, ISBN 1-4244-0627-7, ISSN/Library of Congress Number 2006932321.
212. Sergiyenko Oleg, Luis C. Básaca, Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernández, Juan I. Nieto Hipólito, Oleg Starostenko. Resolution improvement of Dynamic Triangulation method for 3D Vision System in Robot Navigation task, Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA, 7-10 November, 2010, pp. 2880-2885. ISBN: 978-1-4244-5226-2/ISSN: 1553-572X.
213. Sergiyenko Oleg, Luis C. Básaca, Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernández, Juan I. Nieto Hipólito, Oleg Starostenko. 3D Laser Scanning Vision System for Autonomous Robot Navigation, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE-2010), Bari, Italy, July 4-7, 2010, pp.1773-1779, ISBN 978-1-4244-6391-6/10.
214. Sergiyenko Oleg, Mario Peña Cabrera, Ismael López Juárez, H. Gómez N., R. Osorio C.,. Automatización del Proceso de Ensamble Utilizando Visión Artificial. En Memoria en extenso de Séptimo Congreso Internacional de Cómputo en Optimización y Software (AGECOMP-CICos 2009), 17-20 de noviembre del 2009, Cuernavaca, Morelos, pp. 236 - 249, 2009, ISBN: 978-607-00-1970-8.
215. Sergiyenko Oleg, Moisés Rivas López, Vera Tyrsa, Wilmar Hernandez Perdomo, Daniel Hernández Balbuena, Luis Devia Cruz, Larisa Burtseva, Juan Iván Nieto Hipólito. Optoelectronic method for structural health monitoring.

- SAGE Publications, "International Journal of Structural Health Monitoring", Vol.9, No.2, March, 2010, pp.105-120. Issue Online, September, 24, 2009, ISSN 1475-9217 / doi: 10.1177/1475921709340975.
216. Sergiyenko Oleg, Moisés Rivas, Mario Aguirre, Luis Devia, Vera Tyrsa, and Ismael Rendón. Spatial data acquisition by laser scanning for robot or SHM task. IEEE-IES Proceedings "International Symposium on Industrial Electronics"(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, June, 30 - July,2 de julio de 2008, 2008, p.1458-1463, ISBN 978-1-4244-1666-0, ISSN/Library of Congress Number 2007936380.
217. Sergiyenko Oleg, Oleg Starostenko, Vicente Alarcon-Aquino, Humberto Lobato M. Computational approach to support image-based language learning within mobile environment. International Journal of Mobile learning and Organization, 2010, Vol. 4, No. 2, Inderscience, Japan, pp.150-171, ISSN (Online): 1746-7268
218. Sergiyenko Oleg, Oleg Starostenko, Vicente Alarcon-Aquino, Wilmar Hernandez, and Vera Tyrsa. Algorithmic Error Correction of Impedance Measuring Sensors. MDPI, Sensors, 2009, 9(12), Basel, Switzerland, pp. 10341-10355; ISSN 1424-8220 / doi:10.3390/s91210341.
219. Sergiyenko Oleg, Rodriguez-Quinonez Julio C., Felix F. Gonzalez-Navarro, Luis Basaca-Preciado, Vera Tyrsa. Surface recognition improvement in 3D medical laser scanner using Levenberg–Marquardt method. Elsevier, "Signal Processing", Volume 93, Issue 2, February 2013, Pages 378-386. ISSN: 0165-1684, doi.org/10.1016/j.sigpro.2012.07.001
220. Sergiyenko Oleg, Valentyn Tyrsa, Larisa Burtseva, Miguel Bravo-Zanoguera, Luis Devia, Ismael Rendón, Vera Tyrsa. Mobile Transport object control by technical vision means. IEEE Proceedings CERMA2006, Volume II, Los-Alamitos, California-Washington-Tokyo, 2006, p.74-79, ISBN 0-7695-2569-5, ISBN 13 978-0-7695-2569-3, ISSN/Library of Congress Number 2006921349.
221. Sergiyenko Oleg, Wilmar Hernandez, Jesús de Vicente, and Eduardo Fernández. Improving the Response of Accelerometers for Automotive

- Applications by Using LMS Adaptive Filters. MDPI, Sensors, 2010, 10(1), Basel, Switzerland, pp. 313-329; ISSN 1424-8220 / doi:10.3390/s100100313.
222. Sergiyenko Oleg, Wilmar Hernandez, Jesús de Vicente, and Eduardo Fernández. Improving the Response of Accelerometers for Automotive Applications by Using LMS Adaptive Filters: Part II. MDPI, Sensors, 2010, 10(1), Basel, Switzerland, pp. 952-962; ISSN 1424-8220 / doi: 10.3390/s100100952.
223. Sergiyenko Oleg, Wilmar Hernandez, Jesús de Vicente, Eduardo Fernández. Improving the Performance of an Accelerometer by Using a BLMS Adaptive Filter, Proceedings of 2010 First International Conference on Sensor Devices, Technologies and Applications, July 18-July 25, 2010, Venice, Italy, pp.221-225, ISBN: 978-0-7695-4094-8.
224. Sergiyenko Oleg. Analysis of jitter influence in fast frequency measurements. / Oleg Sergiyenko, Daniel Hernández Balbuena, Vera Tyrsa, P.L.A. Rosas Méndez, M. Rivas Lopez, W. Hernandez, M. Podrygalo, A. Gurko. // "Measurement" by Elsevier. – 2011. - Volume 44, Issue 7(August 2011). – P. 1229 - 1242.
225. Sergiyenko O. M-Health: Software Development and Wireless Technologies Applications / [Oleg Sergiyenko, Juan Ivan Nieto Hipólito, Mabel Vázquez Briseño, Miguel Enrique Martínez Rosas] // Emerging Technologies in Wireless Ad Hoc Networks: Applications and future development, [Editors: Raúl Aquino Santos, Arthur Edwards Block and Victor Rangel Licea]. IGI Global – 2011. - P. 92-114
226. Sergiyenko, O. Yu. (2010). Optoelectronic System for Mobile Robot Navigation. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, 46(5), October, 2010, 414-428.
227. Sergiyenko, O., Basaca, L.C., Rodriguez, J.C, Tyrsa, V., Hernandez Perdomo, W., Nieto Hipólito, J.I., Starostenko, O., (2010). Resolution improvement of Dynamic Triangulation method for 3D Vision System in Robot Navigation task. Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON'10, 2886 - 2891.

228. Sergiyenko, O., Basaca, L.C., Rodriguez, J.C. (2010). 3D Laser Scanning Vision System for Autonomous Robot Navigation. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE-2010, Bari, Italy, 1773-1778.
229. Sergiyenko, O., Hernandez, W., Tyrsa, V., Devia Cruz, L., Starostenko, O. et al. (2009). Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning. *Sensors*, 9(7), 5477-5492.
230. Sergiyenko, O., Tyrsa, V., Devia, L., Hernandez Perdomo, W., Starostenko, O., Rivas-Lopez, M. (2009). Dynamic Laser Scanning method for Mobile Robot Navigation. Proceedings of ICCAS-SICE 2009 ICROS-SICE International Joint Conference, Japan, 4884-4889.
231. Sergiyenko O.Yu. Optimal Kinematic Control of a Robotic Excavator with Laser TVS feedback. / O.Yu.Sergiyenko, D.Hernandez-Balbuena, A.G.Gurko, I.V. Yanchevskiy, V.V.Tyrsa, M.R. Lopez, J.C. Rodriguez-Quiñonez. // Proceedings of IEEE-39th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2013), Vienna, Austria, 10-14 November, 2013, pp. 4239-4244, ISBN 978-1-4799-0223-1/13/ 2013 IEEE
232. Sergiyenko O. The mediant-method for fast mass/concentration detection for nanotechnologies. / O.Sergiyenko // Inderscience, International Journal of Nanotechnology, 2016, #13(1-3), pp. 236-246.
233. Sergiyenko O.Yu. Data transferring model determination in robotic group / O.Yu. Sergiyenko, M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, V.M. Kartashov, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, J.I. Nieto-Hipólito, W. Hernandez, A. Tchernykh // Robotics and Autonomous Systems, vol.83, Elsevier, July 2016, pp. 251-260.
234. Sergiyenko O.Yu. Selection and justification of data transferring model in robotic group / Sergiyenko O.Yu., M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, Kartashov V., D. Hernandez-Balbuena, J.I. Nieto-Hipólito // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.
235. Serway Raymond A. "Physics: for Scientists and Engineers with Modern Physics" 3rd Edition, Updated Printing, Philadelphia: Saunders, 1990, 1253p

236. Shankarapillai R. , M. Ananthkrishnan, N. Rai, A. Mathur, L. Mathur, Periodontitis risk assessment using two artificial neural networks-a pilot study., International Journal of Dental Clinics 2 (4) (2010), pp. 36–40.
237. Shmaliy Y.S. An unbiased FIR filter for TIE model of a local clock in applications to GPS-based timekeeping, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 53 (5) (2006) 862–870.
238. Shynk, J.J. Frequency-domain and multirate adaptive filtering. IEEE Signal Process. Mag. 1992, 9, pp.14-37
239. Sinclair, I. Sensors and Transducers, 3rd ed.; Newnes, Butterworth-Heinemann: Oxford, UK, 2001.
240. Skogestad, S.; Posthlehwaite, I. Multivariable Feedback Control; John Wiley and Sons: Chichester, UK, 1996.
241. Slob Siefko and Robert Hack. 3D Terrestrial Laser Scanning as a New Field Measurement and Monitoring Technique. – in book “Engineering Geology for Infrastructure Planning in Europe”, Springer Berlin / Heidelberg, 2004, pp. 179-189.
242. Starostenko O. Remote Health Vital Sign Monitoring. / Oleg Starostenko, Vicente Alarcon-Aquino, Jorge Rodriguez-Asomoza, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa. //in book “Mobile Health”, Springer Series in Bio-/Neuroinformatics, 2015, pp. 221-243.
243. Straßberger D. A Decoupled MPC for Motion Control in Robotino Using a Geometric Approach. / Daniel Straßberger, Paolo Mercorelli, Oleg Sergiyenko. // IOP Publishing, Journal of Physics: Conference Series, 2015, #659, pp.1-10.
244. Straßberger D. A Geometric Approach to Decouple Robotino Motions and its Functional Controllability. // Daniel Straßberger, Paolo Mercorelli, Oleg Sergiyenko. // IOP Publishing, Journal of Physics: Conference Series, 2015, #659, pp.1-13.
245. Soini A. Machine vision technology take-up in industrial application / Antti Soini // Proceedings of the 2nd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis ISPA, Pula, Croatia, pp. 332-338. ISBN: 953-96769-4-0

246. Stein S.R., Frequency and Time – Their Measurement and Characterizations, Precision Frequency Control, vol. 2, Academy Press, New York, 1985. pp. 191–416.
247. Steinle Eberhard. Effects of different laser scanning modes on the results of building recognition and reconstruction / Eberhard Steinle, Thomas Vogtle // International Archives of Photogrammetry and Remote Sensing, 2000. - www-ipf.bau-verm.uni-karlsruhe.de. - 8p.
248. Stewart M. P. The Application of GPS to Dam Surface Monitoring. / M.P. Stewart, M. Tsakiri. // Journal of Geospatial Engineering, 2002. - Vol.3, No.1. - P. 45-57.
249. Stutz G. Guiding Light / G. Stutz // SPIE's oemagazine. – 2005. - Vol. 5. – P. 25-27.
250. Su K.L. Analog Filters / K.L. Su. - Chapman & Hall: London, UK, 1996.
251. Sugiyama M. Covariate shift adaptation by importanceweighted cross validation / M. Sugiyama, M. Krauledat, K. R. Muller // Journal of Machine Learning Research. – 2007. – P. 985–1005.
252. Surmann Hartmut. 3D laser range finder for autonomous mobile robots / Hartmut Surmann, Kai Lingemann, Andreas Nuchter, Joachim Hertzberg // Robotics and Autonomous Systems. – 2003. - Volume 45, Issues 3-4. - P. 181-198.
253. Test & Measurement Catalog, Hewlett-Packard Press, USA, 1996, 668p.
254. Transtruma M.K. Improvements to the levenberg-marquardt algorithm for nonlinear least-squares minimization / M.K. Transtruma, J.P. Sethna // Computational Physics. – 2012. – 32 p. arXiv:1201.5885
255. Tsugawa S. Vision-based vehicles in Japan: Machine vision systems and driving control systems /S. Tsugawa // IEEE Trans. Industr. Electron. - 1994. - N 4 (41). - P. 398-405.
256. Tunstel Eddie. Fuzzy spatial map representation for mobile robot navigation / Eddie Tunstel // Proceedings of the 1995 ACM symposium on Applied computing. Nashville, Tennessee, USA. – 1995. - P. 586 – 589. ISBN:0-89791-658-1

257. Tyrsa V.E. Error reduction in conversion of analog quantities to digitized time intervals / V.E. Tyrsa // *Measurement Techniques*. – 1975. - 18 (3). – P. 357–360.
258. Tyrsa V.E. Analysis of errors in frequency comparison by the pulse coincidence method/ V.E. Tyrsa, A.D. Zenya // *Measurement Techniques* – 1983 – No. 7. – P. 49-51.
259. Tyrsa V.E. Monitoring of civil engineering structures / V.E. Tyrsa, L.P. Burtseva, M.Rivas Lopez, V.V.Tyrsa. // *Proc. of SPIE Int. Conf. Health monitoring and smart nondestructive evaluation of structural and biological systems III*, 5394, San-Diego, USA. – 2004. - P. 485-492.
260. Tyrsa V.E. Accuracy of frequency measurement based on the pulses coincidence principle / V.E. Tyrsa, V.V. Dunashev // *Measurement Techniques*. – 1981. – N. 24 (43). – P. 308 – 312.
261. Vakman D. New high precision frequency measurement / D.Vakman // *Measurement Science and Technology*. -2000. – P. 1493–1497.
262. Vang Lei. Automatic Guidance of a Vehicle Based on DGPS and a 3D Map / Lei Vang, Takashi Emura, and Takashi Ushiwata // *Proceedings of IEEE Intelligent Transportation Systems*, Dearborn, MI, USA. – 2000. - P.131-136 . ISBN: 0-7803-5971-2
263. Vellido A. Outlier exploration and diagnostic classification of a multi-centre h-mrs brain tumour database / A. Vellido // *Neurocomputing*. – 2009. – N. 72 (13-15). – P. 3085–3097.
264. Webster’s New World Dictionary of American English. / Victoria Neufeldt, David Bernard Guralnik . - Webster’s New World, 1988. - 1574 p.
265. Wehr A. Airborne laser scanning - an introduction and overview / Aloysius Wehr, Uwe Lohr // *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*, Elsevier. – 1999. - Volume 54. - Issues 2-3. – P. 68-82.
266. Wei Z. A novel Frequency measurement method suitable for a large frequency ratio condition / Wei Z. et al. // *Chinese Physics Letters*. - 2004. - 21 (5). – P. 786–788.

267. Wei Z. The greatest common factor frequency and its application in the accurate measurement of periodic signals / Z. Wei // Proceedings of the 1992 IEEE Frequency Control Symposium. – 1992. - P. 270–273.
268. Wei Z., Z. Xuan, J. Yu. Some developments of precision frequency measurement technique / Z. Wei, Z. Xuan, J. Yu // Proceedings of the 1995 International Frequency Symposium. – 1995. - P. 354–359.
269. Weng Peng-Hsiang. Modulation Based Time Resolved Laser Scanning Microscopy / Peng-Hsiang Weng, Fu-Jen Kao // The Second Asian and Pacific Rim Symposium on Biophotonics, 14-17 Dec. 2004. - 2004. - P. 97- 98. ISBN: 0-7803-8676-0
270. Widrow B. Adaptive Signal Processing / B.Widrow; S.D. Stearns. - Prentice-Hall: Englewood Cliffs, NJ, USA, 1985
271. Wilamowski B.M. Improved computation for levenberg-marquardt training / B.M. Wilamowski, H. Yu // IEEE Transactions On Neural Networks. – 2010. - N 21(6). – P. 930–937.
272. Winkelbach S. Low-cost Laser Range Scanner and Fast Surface Registration Approach / S. Winkelbach, S. Molkenstruck, F. Wahl // Proceedings of DAGM, Springer Berlin Heidelberg. – 2006. - P. 718-728.
273. Wyatt C. L. Electro-optical system design: for information processing / C.L. Wyatt. - New York- London-México: McGraw-Hill, 1991. - 343 p.
274. Yu Hui. UWB Positioning System Design: Selection of Modulation and Multiple Access Schemes. / Hui Yu, Enrique Aguado, Gary Brodin, John Cooper, David Walsh and Hal Strangeways // The Journal of Navigation. – 2008. - N 61. - P. 45–62.
275. Zhou K. Robust and Optimal Control / K. Zhou, J.C. Doyle, K. Glover. - Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1996. – 596 p.
276. O. Sergiyenko. The mediant-method for fast mass/concentration detection for nanotechnologies. Inderscience, International Journal of Nanotechnology, Vol. 13, No. 1-3, 2016, pp. 236-246. ISSN: 1741-8151 (online), 1475-7435 (print)
277. Murrieta-Rico, F.N.; Sergiyenko Oleg; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; Lars Lindner; Tyrsa, V; Moises Rivas-Lopez; Juan I. Nieto-

- Hipolito; and V.M.Karthashov. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. Elsevier, "Measurement", Volume 86, May 2016, Pages 67-78. ISSN: 0263-2241
278. O.Yu. Sergiyenko, M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, V.M. Kartashov, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, J.I. Nieto- Hipólito, W. Hernandez, A. Tchernykh. Data transferring model determination in robotic group, *Robotics and Autonomous Systems* by Elsevier, vol. 83, September 2016, pp. 251-260, ISSN 0921-8890
279. Wendy Flores-Fuentes, Oleg Sergiyenko, Felix F. Gonzalez-Navarro, Moises Rivas-Lopez, Julio C. Rodríguez-Quiñonez, Daniel Hernandez-Balbuena, Vera Tyrsa and Lars Lindner. Multivariate Outlier Mining and Regression Feedback for 3D Measurement Improvement in Opto-Mechanical System. *Optical and Quantum Electronics* by Springer, vol.48, N8, August 2016, pp. 1-21.
280. Wendy Flores-Fuentes, Oleg Sergiyenko, Félix F. Gonzalez-Navarro, Moisés Rivas-López, Daniel Hernandez-Balbuena, Julio C. Rodríguez-Quiñonez, Vera Tyrsa, Lars Lindner. Optoelectronic instrumentation enhancement using data mining feedback for a 3D measurement system. *Optical Review*, a publication of the Optical Society of Japan (an affiliate of the Japan Society of Applied Physics), Springer, August, 2016, pp.1-6, ISSN 1340-6000 (printed version) ISSN 1349-9432
281. W. Flores-Fuentes, O. Sergiyenko, J.C. Rodriguez-Quiñonez, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, L.C. Básaca-Preciado, L. Lindner, F.F. González-Navarro. Optoelectronic scanning system upgrade by energy center localization methods. Springer/Allerton Press, Inc., *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, Volume 52, Issue 6, 1 November 2016, pp.592-600. – ISSN 8756-6990
282. Javier Rivera-Castillo, Wendy Flores-Fuentes, Moisés Rivas-López, Oleg Sergiyenko, Felix F. Gonzalez-Navarro, Julio C. Rodríguez-Quiñonez, Daniel Hernández-Balbuena, Lars Lindner, Luis C. Básaca-Preciado. Experimental image and range scanner datasets fusion in SHM for displacement detection,

Structural Control and Health Monitoring, Wiley, December 2016, pp.1-17.

ISSN: 0263-2241.

283. Wilmar Hernández, Carlos Calderón-Córdova, Vicente González-Posada, Ángel Parra-Cerrada, José Luis Jiménez, José Enrique González-García, José G. Zato, Oleg Yu. Sergiyenko. Bootstrap-based frequency estimation method. Measurement by Elsevier, Volume 95, January 2017, Pages 193–200. ISSN: 0263-2241 - doi: [dx.doi.org/10.1016/j.measurement.2016.10.012](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2016.10.012). I
284. Murrieta-Rico, F.N.; Sergiyenko Oleg; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; Lars Lindner; A new approach for frequency shifts measurement using the principle of rational approximations, Metrology and Measurement Systems, journal of Polish Academy of sciences, De Gruyter, vol.24, issue 1, March 2017, pp. 45-56, ISSN 0860-8229 (impact factor 1.140)
285. J.C. Rodríguez-Quiñonez, O. Sergiyenko, W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, R. Rascón, P. Mercorelli Improve a 3D distance measurement accuracy in stereo vision systems using optimization methods' approach. Opto-Electronics Review by Elsevier, Volume 25, Issue 1, May 2017, Pages 24–32. ISSN: 1230-3402
286. Lars Lindner, Oleg Sergiyenko, Moises Rivas-Lopez, Daniel Hernandez-Balbuena, Wendy Flores-Fuentes, Julio C. Rodríguez-Quiñonez, Fabian N. Murrieta-Rico, Mykhailo Ivanov, Vera Tyrsa, Luis C Basaca, (2017) "Exact laser beam positioning for measurement of vegetation vitality", Industrial Robot: An International Journal, by Emerald, Vol. 44 Issue: 4, 2017, doi: [10.1108/IR-11-2016-0297](https://doi.org/10.1108/IR-11-2016-0297)
287. Book “Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision”. Edited by Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quiñonez. Editorial: IGI Global, Hershey, Pennsylvania, USA. August, 2016. Pages: 341. ISBN13: 9781522506324|ISBN10: 1522506322|EISBN13: 9781522506331|DOI: [10.4018/978-1-5225-0632-4](https://doi.org/10.4018/978-1-5225-0632-4)
288. Book “Structural Health Monitoring - Measurement Methods and Practical Applications”. Edited by Moises Rivas-Lopez, Wendy Flores-Fuentes, and Oleg Sergiyenko, Editorial: IN-TECH, 21 June 2017. - 138 p. ISBN 978-953-51-3254-7, Print ISBN 978-953-51-3253-0, DOI: [10.5772/65818](https://doi.org/10.5772/65818)

289. Book “Methods to Improve resolution of 3D Laser Scanning”. Authors: Oleg Sergiyenko, Wendy Flores-Fuentes, and Vera Tyrsa, Editorial: LAP LAMBERT Academic Publishing, 31/ 07/ 2017. - 132 p. ISBN-13: 978-620-2-00755-9, Print ISBN-10: 6202007559

ДОДАТОК А

АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ



МІНІСТЕРСТВО ВНУТРІШНІХ СПРАВ УКРАЇНИ АКАДЕМІЯ ВНУТРІШНІХ ВІЙСЬК



АКТ

про впровадження результатів науково-дослідницької роботи
Сергієнка Олега Юрійовича, виконаної в результаті розробки
дисертаційного дослідження

Складений комісією у складі:

Голова комісії: начальник факультету № 3 к.т.н. доцент Павлов С.П.

Члени комісії: начальник кафедри № 6 к.т.н. доцент Кайдалов Р.О.
професор кафедри № 5 д.т.н. професор Шаша І.К.
професор кафедри № 6 к.т.н. доцент Маренко Г.Н.

Комісія розглянула матеріали, надані Сергієнком Олегом Юрійовичем для подальшого впровадження в Академії внутрішніх військ МВС України. В результаті розгляду комісія встановила наступне:

Автором розроблений та обґрунтований новий метод динамічної триангуляції, який дозволяє створити ефективну систему технічного зору робота, отримувати координати виявлених об'єктів з високою метрологічною точністю і приймати управляючі рішення в реальному масштабі часу;

Автором розроблений та обґрунтований новий теоретичний метод раціональної апроксимації (наближення медіантами), який дозволяє значно збільшити точність і зменшити час вимірювання частоти електричного сигналу, що дозволяє застосовувати для навігації

транспортного засоба бортовий годинник підвищеної достовірності, а також підвищити якість інформації отриманої від допоміжних датчиків з частотним виходом (датчики зусиль, крутного моменту, положення, тиску в середовищі, и т.п.);

Винайдено новітній алгоритм, що реалізує складний режим роботи лазерного сканера СТЗ зі змінним кроком сканування, що дозволяє оптимізувати пошук перешкоди у полі зору робота з мінімальними витратами часу на сканування;

Розроблено оригінальні методи фільтрації: 1) стохастичного шуму у системі визначення власної просторової орієнтації роботу за допомогою акселерометрів, що дозволяє підвищити достовірність визначення бажаної траєкторії пересування керованого роботу, 2) похибок та технічних помилок у результатах сканування на основі використання алгоритма Левенберга-Марквардта, що дозволяє в реальному масштабі часу підвищити розрізняльну спроможність СТЗ;

Розроблені в результаті виконання дисертаційного дослідження наукові матеріали можуть бути впроваджені в дослідницьких роботах Академії внутрішніх військ МВС України. Впровадження цих наукових матеріалів суттєво розширює можливість виконання проекту по розробці робота-розвідника для огляду небезпечних територій, за складних умов, що значною мірою відповідає планам розвитку внутрішніх військ України.

Голова комісії: к.т.н. доцент

Члени комісії: к.т.н. доцент

д.т.н. професор

к.т.н. доцент

Павлов С.П.

Кайдалов Р.О.

Шаша І.К.

Маренко Г.Н.

Universidad Autónoma de Baja California

CERTIFICATE

This document is in order to certify that the results of the doctor thesis of Alexander G. Gurko and Oleg Yu. Sergiyenko, as well as the results of their common publications in international scientific press, are used in the educational process of Post-Graduate students in our University on academic disciplines area of "Control System design in Automotive Engineering and Intelligent Transportation Systems".

Also it is expedient to note that mentioned results are currently in use in experimental prototype design of robot vision system provided by research group of Postgraduate students headed by Oleg Sergiyenko, Head of Applied Physics Department of our Institute.

With the aim to define in precise the individual approbations of each one, it is possible to state that Oleg Sergiyenko is responsible in technical vision system theory and design, and Alexander Gurko is responsible in control circuit and self location uncertainty filtering theory and design.

DIRECTOR OF ENGINEERING INSTITUTE OF
AUTONOMOUS UNIVERSITY OF BAJA CALIFORNIA


DR. BENJAMIN VALDEZ SALAS

Mexicali, March, 26, 2011

UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE BAJA CALIFORNIA



INSTITUTO DE
INGENIERIA

UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE BAJA CALIFORNIA
ESPACHADO

MAR 28 2011



c. c. p. Dr. Ángel Gabriel Andrade Reatiga, Posgrado e Investigación de la Universidad Autónoma de Baja California.

c.c.p. Archivo

c.c.p. Interesado

ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО «НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ТЕХНОЛОГІЧНИЙ
ІНСТИТУТ ПРИЛАДОБУДУВАННЯ»

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Генеральний директор –
головний конструктор ДП

НДТІП

д.т.н. проф. Замірець М.В.

«20» 01 2017 р.



АКТ

про використання (впровадження) результатів
науково-дослідницької роботи
Сергієнка Олега Юрійовича
виконаної в результаті розробки
дисертаційного дослідження

Складений комісією:

Овчаренко В. Є.

Заступник генерального директора ДП НДТІП з
наукової роботи

Хоменко В. І.

Начальник відділення 7

Сіренко В.В.

Начальник відділення 8

Комісія розглянула матеріали, надані Сергієнком Олегом Юрійовичем для подальшого впровадження на ДП НДТІП. Розроблені в результаті виконання дисертаційного дослідження наукові матеріали можуть бути впроваджені в ДП НДТІП в наступні виробничі процеси:

- Розробка та виготовлення нових сканерів на базі методу динамічної триангуляції, який дозволяє розширити поле зору робота, отримувати координати виявлених об'єктів з високою метрологічною точністю (недосяжною для локаційних методів, камер зі стереоскопічним ефектом, тощо) і приймати управляючі рішення в реальному масштабі часу;

- виготовлення пристрою повірки опорного сигналу на базі методу раціональної аппроксимації (наближення медіантами), який дозволяє значно збільшити точність і зменшити час вимірювання частоти електричного сигналу, що дозволяє застосовувати для навігації транспортною засобом технічні пристрої, що відповідають за вимірювання надкоротких інтервалів часу прольота зондуємого сигналу (радар, дальноміри і т.п.), а також допоміжних датчиків з частотним виходом (датчики крутного моменту, тиску, положення, і т.п.);
- виготовлення лазерного сканера, що реалізує складний режим роботи СТЗ зі змінним кроком сканування, що дозволяє оптимізувати пошук перешкоди у полі зору робота по критерію мінімальних витрат часу на сканування;
- застосування методу фільтрації результатів сканування з більшими похибками на основі використання алгоритма Левенберга-Марквардта, що дозволяє в реальному масштабі часу підвищити розрізняльну спроможність СТЗ;

Впровадження означених вище наукових матеріалів суттєво розширює можливість розробки у ДП НДГП проекту автоматичної навігації трактора, що значною мірою відповідає потребам сільського господарства України.

Дійсний акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Члени комісії:



Овчаренко В. Є.

Хоменко В. І.

Сіренко В.В.

м.Харків, Україна

«20» 01 2017 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор ХНУРЕ
з науково-методичної роботи
проф. Рубан І. В.

« 01 » 01 2018 г.

АКТ

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи
Сергієнка О. Ю.

Комісія в складі голови - завідувача кафедри «Медаінженерія та інформаційні радіоелектронні системи» проф. Карташова В. М. та членів комісії - проф. Олейнікова В. М. і доцента Шейка С. О. підтверджує, що в Харківському національному університеті радіоелектроніки на кафедрі медаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем використані в навчальному процесі наукові і практичні результати, отримані в докторській дисертації Сергієнка О. Ю.:

1. Тріангуляційний метод дистанційного лазерного зондування навколишнього середовища для автономної навігації мобільного наземного робота.

2. Метод формування достовірної зони поля зору робота шляхом фільтрації результатів зондування на основі алгоритму Левенберга-Марквардта.

Наукові та практичні результати дисертації використовуються в навчальних курсах кафедри «Радіоелектронні системи» і «Акустичне зондування неоднорідних середовищ».

Голова комісії

В. М. Карташов

Члени комісії:

В. М. Олейніков

С. О. Шейко

**ДОДАТОК Б. СПИСОК НАУКОВИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ
ДИСЕРТАЦІЇ**

1. Oleg Sergiyenko. Optoelectronic Devices and Properties/ Edited by Oleg Sergiyenko, - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - 660 p.
2. Oleg Sergiyenko. Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision / Edited by Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quiñonez. Editorial: IGI Global, Hershey, Pennsylvania, USA. August, 2016. - 341 p.
3. Rivas-Lopez M. Structural Health Monitoring - Measurement Methods and Practical Applications / Edited by Moises Rivas-Lopez, Wendy Flores-Fuentes, and Oleg Sergiyenko, Editorial: IN-TECH, 21 June 2017. - 138 p.
4. Oleg Sergiyenko. Methods to Improve resolution of 3D Laser Scanning / Authors: Oleg Sergiyenko, Wendy Flores-Fuentes, and Vera Tyrsa, Editorial: LAP LAMBERT Academic Publishing, 31/ 07/ 2017. - 132 p.
5. Сергиенко О.Ю. Оптоэлектронная система для навигации мобильного робота / О.Ю. Сергиенко // Автометрия. – 2010. - № 46 (5). – С. 18 – 36.
6. Сергиенко О.Ю. Оценка ускорения автомобиля при эксплуатационных испытаниях с использованием оптимального наблюдателя / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 55. - С. 58-65.
7. Сергиенко О.Ю. Повышение разрешающей способности метода динамической триангуляции в 3D сканерах для задачи навигации робота / О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2011. - Вып. 28. - С.141-148.
8. Сергиенко О.Ю. Система технического зрения для навигации мобильных транспортных средств/ О.Ю. Сергиенко // Автомобильный транспорт. – 2012. - Вып. 30. - С. 75-83.
9. Сергиенко О.Ю. Применение лазера для навигации мобильного транспортного средства. / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса, В.Н. Кондратенко // Автомобильный транспорт. – 1998. - Вып. 1. - С. 86-91.
10. Сергиенко О.Ю. Фазово-импульсный лазерный дальномер / О.Ю. Сергиенко, В.В. Тырса. // «Вестник ХГАДТУ». – 2000. - Вып. 27. - С. 20-24.
11. Сергиенко О.Ю. Метод измерения частоты для задач мехатроники / О.Ю. Сергиенко // Вестник ХНАДУ. – 2011. - Вып. 53. - С. 122-129.

12. Sergiyenko O.Yu. Optoelectronic System for Mobile Robot Navigation. Springer // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2010. - Vol. 46, N. 5. - P.414-428
13. Sergiyenko O. Signal frequency measurement by rational approximations / D. Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, L. Burtseva, M. Rivas Lopez // Measurement, Elsevier, vol. 42, no. 1, 2009, P. 136–144.
14. Básaca-Preciado L. C. Optical 3D Laser Measurement System for Navigation of Autonomous Mobile Robot / Luis C. Básaca-Preciado, Oleg Yu. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quinonez, X. García, V. V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, P. Mercorelli, M. Podrygalo, A. Gurko, I. Tabakova, O. Starostenko // Optics and Lasers in Engineering, Elsevier, 2014, № 54, P. 159–169.
15. Murrieta-Rico F.N. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. / F.N. Murrieta-Rico, O.Y. Sergiyenko, V. Petranovskii, D. Hernandez-Balbuena, L. Lindner, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, J.I. Nieto-Hipolito, V.M. Karthashov // Measurement, Elsevier, № 86, 2016, pp. 67-78.
16. Flores-Fuentes W. Combined Application of Power Spectrum Centroid and Support Vector Machines for Measurement Improvement in Optical Scanning Systems. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, D. Hernandez-Balbuena. // Signal Processing, Elsevier, 2014, № 98, pp. 37–51.
17. Sergiyenko O. Optoelectronic method for structural health monitoring. / M. Rivas López, V. Tyrsa, W. Hernandez Perdomo, D. Hernández Balbuena, L. Devia Cruz, L. Burtseva, J.I. Nieto Hipólito // SAGE Publications, “International Journal of Structural Health Monitoring”, Vol.9, No.2, March, 2010, pp. 105-120.
18. Rodriguez-Quiñonez J.C. Improve 3D Laser scanner measurements accuracy using a FFBP neural network with Widrow-Hoff weigt/bias learning function. / J.C. Rodriguez-Quiñonez, O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, Rivas-Lopez, M., W. Flores-Fuentes, L. C. Basaca Preciado. // Opto-Electronic Review, Springer, 2014, № 22(4), pp. 224-235.
19. Garcia-Cruz X.M. Optimization of 3D laser scanning speed by use of combined variable step. / X.M. Garcia-Cruz, O. Yu. Sergiyenko, V. Tyrsa, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, J.C. Rodriguez-Quiñonez, L.C. Basaca-

- Preciado, P. Mercorelli. // *Optics and Lasers in Engineering* by Elsevier, 2014, №54, pp. 141–151.
20. Flores-Fuentes W. Energy Centre Detection in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, Rivas-Lopez, M.; Sergiyenko, O.; Rodriguez-Quiñonez, J.; Hernandez-Balbuena, D.; Rivera-Castillo, J. // *IEEE Sensors Journal*, 2014, № 14(7), pp. 2355-2361.
21. Cañas N. Controladores multivariados para un vehículo autónomo terrestre: Comparación basada en la fiabilidad de software / Norberto Cañas, Wilmar Hernández, Gabriel González, Oleg Sergiyenko // *RIAI-Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, Elsevier Doyma, 2014, № 11(2), pp. 179-190.
22. Rodríguez-Quiñones J.C. Optical Monitoring of Scoliosis by 3D Medical Laser Scanner. / Julio C. Rodríguez-Quiñones, Oleg Sergiyenko, Luis C. Basaca Preciado, Vera V. Tyrsa, Alexander G. Gurko, Mikhail A. Podrygalo, Moises Rivas Lopez, Daniel Hernandez Balbuena // *Optics and Lasers in Engineering*, Elsevier, 2014, № 54, pp. 175–186.
23. Lindner L. Mobile robot vision system using continuous laser scanning for industrial application / L. Lindner, O. Sergiyenko, J. C. Rodríguez-Quiñonez, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. Natanael Murrieta-Rico, V. Tyrsa // *Industrial Robot: An International Journal*, Emerald, Vol. 43 Issue: 4, 2016, pp. 360 – 369.
24. Sergiyenko O. Improving the response of accelerometers for automotive applications by using LMS adaptive filters / O.Sergiyenko, W. Hernandez, E. Vicente, J. Fernández // *Sensors*. MDPI, Switzerland – 2010. –N. 10. P. 313–329.
25. W. Hernandez Improving the Response of Accelerometers for Automotive Applications by Using LMS Adaptive Filters: Part II. / J. de Vicente, O. Sergiyenko, and E. Fernández// *MDPI, Sensors*, 2010, 10(1), Basel, Switzerland, P. 952-962.
26. Sergiyenko O. Automotive FDS resolution improvement by using the principle of rational approximation / D.Hernandez-Balbuena, V.Tyrsa et al // *IEEE Sensors Journal*. – 2012. - Vol.12, Issue 5. - P. 1112 - 1121.

27. Sergiyenko O. Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning. / W. Hernandez, V. Tyrsa, L. Devia Cruz, O. Starostenko, M.Pena-Cabrera // MDPI, Sensors, Basel, Switzerland. – 2009. -№ 9(7). – P. 5477-5492.
28. O. Sergiyenko Analysis of jitter influence in fast frequency measurements. / D. Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, P.L.A. Rosas Méndez, M. Rivas Lopez, W. Hernandez, M. Podrygalo, A. Gurko // Elsevier, “Measurement”, Volume 44, Issue 7, August 2011, P. 1229-1242.
29. J.C. Rodriguez-Quiñones Surface recognition improvement in 3D medical laser scanner using Levenberg–Marquardt method/ O. Sergiyenko, F. González-Navarro, L. Basaca-Preciado, V. Tyrsa // Signal Processing by Elsevier, Vol. 93, issue 2, February 2013, P. 378–386.
30. Murrieta-Rico F.N. Frequency domain sensors and Frequency measurement techniques /Petranovskii, V.; Sergiyenko O.; Hernandez-Balbuena, D.; Pestryakov, A.; and Tyrsa, V.// Trans Tech Publications, Switzerland. Applied Mechanics and Materials, Vol.756, 2015. P.575-584.
31. O. Sergiyenko The mediant-method for fast mass/concentration detection for nanotechnologies. / O. Sergiyenko// Inderscience, International Journal of Nanotechnology, Vol. 13, No. 1-3, 2016, P. 236-246.
32. Murrieta-Rico F.N. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations. /Sergiyenko O.; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; L. Lindner; V. Tyrsa; M. Rivas-Lopez; J. Nieto-Hipolito; and V.M.Karthashov // Elsevier, “Measurement”, Volume 86, May 2016, P. 67-78.
33. Sergiyenko O.Yu. Data transferring model determination in robotic group/ M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, V.M. Kartashov, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, J.I. Nieto- Hipólito, W. Hernandez, A. Tchernykh// Robotics and Autonomous Systems by Elsevier, vol. 83, September 2016, P. 251-260.
34. Wendy Flores-Fuentes. Multivariate Outlier Mining and Regression Feedback for 3D Measurement Improvement in Opto-Mechanical System/ O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D.

Hernandez-Balbuena, V. Tyrsa and L. Lindner//Optical and Quantum Electronics by Springer, vol.48, N8, August 2016, P. 1-21.

35. W. Flores-Fuentes. Optoelectronic instrumentation enhancement using data mining feedback for a 3D measurement system. / O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, M. Rivas-López, D. Hernandez-Balbuena, J. C. Rodríguez-Quiñonez, V. Tyrsa, L. Lindner// Optical Review (a publication of the Optical Society of Japan), Springer, August, 2016, P.1-6.

36. W. Flores-Fuentes. Optoelectronic scanning system upgrade by energy center localization methods / O. Sergiyenko, J.C. Rodriguez-Quiñonez, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, L.C. Básaca-Preciado, L. Lindner, F.F. González-Navarro. // Springer /Allerton Press, Inc., Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, Volume 52, Issue 6, 1 November 2016, P.592-600.

37. J. Rivera-Castillo Experimental image and range scanner datasets fusion in SHM for displacement detection/ W. Flores-Fuentes, M. Rivas-López, O. Sergiyenko, F. Gonzalez-Navarro, J. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernández-Balbuena, L. Lindner, L. Básaca-Preciado// Structural Control and Health Monitoring, Wiley&Sons, December 2016, P.1-17.

38. W. Hernández. Bootstrap-based frequency estimation method/ C. Calderón-Córdova, V. González-Posada, Á. Parra-Cerrada, J. L. Jiménez, J. E. González-García, J.G. Zato, O. Yu. Sergiyenko//Measurement by Elsevier, Volume 95, January 2017, P. 193–200.

39. Murrieta-Rico F.N. A new approach for frequency shifts measurement using the principle of rational approximations / Sergiyenko O.; Petranovskii, V.; Hernandez-Balbuena, D.; L. Lindner// Metrology and Measurement Systems, journal of Polish Academy of sciences, De Gruyter, vol.24, issue 1, March 2017, P.45-56.

40. J.C. Rodríguez-Quiñonez Improve a 3D distance measurement accuracy in stereo vision systems using optimization methods' approach/ O. Sergiyenko, W. Flores-Fuentes, M. Rivas-lopez, D. Hernandez-Balbuena, R. Rascón, P. Mercorelli// Opto-Electronics Review by Elsevier, Volume 25, Issue 1, May 2017, P. 24–32.

41. L. Lindner. Exact laser beam positioning for measurement of vegetation vitality / O. Sergiyenko, M. Rivas-Lopez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, J.C. Rodríguez-Quiñonez, F.N. Murrieta-Rico, M. Ivanov, V. Tyrsa, L. C. Basaca// *Industrial Robot: An International Journal*, by Emerald, Vol. 44 Issue: 4, 2017, doi: 10.1108/IR-11-2016-0297.
42. Computer vision. Chapter 22. Machine vision: approaches and limitations / [M. Rivas Lopez, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa]. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2008. - pp. 395-428.
43. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 15. 3D Body & Medical Scanners' Technologies: Methodology and Spatial discriminations / [Julio Cesar Rodriguez Quinonez, Oleg Sergiyenko, Vira Tyrsa et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 307-322.
44. Optoelectronic Devices and Properties. Chapter 25. Electromechanical 3D optoelectronic scanners: resolution constraints and possible ways of its improvement / [Sergiyenko Oleg, Vira Tyrsa, Luis Carlos Basaca Preciado, et al.]; edited by Oleg Sergiyenko. - Editorial: IN-TECH, Vienna, Austria, 2011. - p. 549-582.
45. Sergiyenko O. Fast Method for Frequency Measurement by Rational Approximations with Application in Mechatronics / [O. Sergiyenko, D. Hernandez-Balbuena, P.L.A. Rosas-Méndez, V. Tyrsa and M. Rivas-Lopez] // *Modern Metrology Concerns*. Edited by Luigi Cocco – InTech, 2012. – P. 201-220.
46. Rivas M. A Method and Electronic Device to Detect the Optoelectronic Scanning Signal Energy Centre. / M. Rivas, W. Flores, J. Rivera, O. Sergiyenko, D. Hernández-Balbuena and A. Sánchez-Bueno // in book “Optoelectronics - Advanced Materials and Devices” Edited by Sergei L. Pyshkin and John M. Ballato, IN-TECH, 2013, pp. 391-419.
47. Sergiyenko O. Possible practical applications of precise optical scanning./ O. Sergiyenko, M. Rivas López, I. Rendón López, V. Tyrsa, L. Burtseva, D. Hernández Balbuena// *Proceedings of "CARS & FOF 07 23rd ISPE International Conference on CAD/CAM Robotics and Factories of the Future"*, Bogota. Colombia. - 2007. - P. 440-444.

48. Rivas M. Spatial data acquisition by laser scanning for robot or shm task / M. Rivas López, O.Sergiyenko, V. Tyrsa, M.Aguire, I. Rendón López, L. Devia Cruz // IEEE-IES Proceedings “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 2008, P. 1458–1463.
49. Sergiyenko O. Precise Optical Scanning for practical multiapplications / O.Sergiyenko, V. Tyrsa, D. Hernandez-Balbuena, M. Rivas López, I. Rendón López, L. Devia Cruz // Proceedings of IEEE-34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON’08), 10-13 November, 2008, Orlando, Florida, USA. – 2008. – P. 1656-1661.
50. Sergiyenko O., D.Hernandez Balbuena, V. Tyrsa, L. Burtseva. Frequency measurement method for Mechatronic and Telecommunication applications. IEEE-IES Proceedings “International Symposium on Industrial Electronics”(ISIE-2008), Cambridge, United Kingdom, 30 June -2 July of 2008, p.1452-1458.
51. Sergiyenko O. Method for fast and accurate frequency measurement / Oleg Sergiyenko, Daniel Hernandez Balbuena, Vera Tyrsa, Larisa Burtseva // Proceedings of 16th IMEKO TC4 Symposium “Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements”, Florence, Italy. - 2008. - P. 367-373.
52. Sergiyenko O.Yu. Precise Optical Scanning for multiuse / W. Hernandez, V.V. Tyrsa, D. Hernández-Balbuena // Proceedings of IEEE-35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON’09), 3-5 November, 2009, Porto, Portugal. – 2009. - P. 3399-3404.
53. Sergiyenko O. CBIR for Image-Based Language Learning within Mobile Environment / O. Starostenko, R. Contreras Gómez, V. Alarcon-Aquino // Proceedings of IEEE 52nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (52MWSCAS09), Cancun, Mexico. – 2009. - P. 734-738.
54. Sergiyenko O. Y. Dynamic Laser Scanning method for Mobile Robot Navigation. / V. Tyrsa, L.F. Devia, W. Hernandez, O. Starostenko, M. Rivas Lopez // Proceedings of ICCAS-SICE 2009, ICROS-SICE International Joint Conference, Fukuoka, Japan, August 18-21, 2009, P. 4884-4889.
55. Sergiyenko O. Estimation of the acceleration of a car under performance tests by using an optimal observer / O. Sergiyenko, W. Hernández, Jesús de

- Vicente, V.Tyrsa // Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA. – 2010. - pp. 2828-2832.
56. Sergiyenko O. Resolution improvement of Dynamic Triangulation method for 3D Vision System in Robot Navigation task / Sergiyenko Oleg, Luis C. Básaca, Julio C. Rodríguez, Vera V. Tyrsa, Wilmar Hernández, Juan I. Nieto Hipólito, Oleg Starostenko.// Proceedings of IEEE-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2010), Glendale-Phoenix, Arizona, USA, 7-10 November, 2010, pp. 2880-2885.
57. Sergiyenko O. Improving the Performance of an Accelerometer by Using a BLMS Adaptive Filter / W. Hernandez, J. de Vicente, E. Fernández// Proceedings of 2010 First International Conference on Sensor Devices, Technologies and Applications, July 18-July 25, 2010, Venice, Italy, pp.221-225.
58. Sergiyenko O.Yu. Optimization of laser TVS for robot navigation using combined scanning with variable step / O.Yu. Sergiyenko, X.M. Garcia Cruz, D. Balbuena, M. Rivas Lopez et al // Proceedings of IEEE-22nd Autumn Conference (ROC&C-2011), Acapulco, Mexico. – 2011. - 6p. (CD ROM).
59. Basaca-Preciado, L.C. Optoelectronic 3D laser scanning technical vision system based on dynamic triangulation. / Basaca-Preciado, L.C., Sergiyenko, O.Y., Rodriguez-Quinonez, J.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, pp.648-649.
60. Sergiyenko O. Robust Control of Excavation Mobile Robot with Dynamic Triangulation Vision / O. Sergiyenko, A. Gurko, W. Hernandez, V. Tyrsa, J. I. Nieto Hipólito, D. Hernandez Balbuena and P. Mercorelli. // Proceedings of the 9th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics(ICINCO-2012), Rome, Italy, 28 - 31 July, 2012. – 2012. - Volume 2. - P. 481-485.
61. Flores-Fuentes W. Analog Signal Processing in Light Scanning Sensors for Structural Health Monitoring Accuracy Enhancement. / W. Flores-Fuentes, M. Rivas-Lopez, O. Sergiyenko, Rivera-Castillo, D. Hernandez-Balbuena. // Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science (WCECS 2013), San Francisco, USA, 23-25 October, 2013, Vol I, P. 655-661.

62. Rodriguez-Quinonez, J.C. Analysis of laser light reflectance on the human skin for optoelectronic devices. / Rodriguez-Quinonez, J.C., Sergiyenko, O., Basaca-Preciado, L.C., Rivas-Lopez, M. // 2012 IEEE Photonics Conference (IPC 2012), San Francisco, USA, September, 23-27, 2012, P.80-81.
63. Basaca-Preciado L.C. Accuracy Improvement of Vision System for Mobile Robot Navigation by Finding the Energetic Center of Laser Signal. / Luis C. Basaca-Preciado, Julio C. Rodriguez-Quiñonez, Oleg Segiyenko, Wendy Flores-Fuentes, Paolo Mercorelli, Fabian N. Murrieta-Rico. // Proceedings of 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2014), Dallas, Texas, USA, October, 29 - November, 1, 2014, P. 2406-2411.
64. Murrieta-Rico, F.N. Acceleration measurement improvement by application of novel frequency measurement technique for FDS based INS. / Murrieta-Rico, F.N.; Hernandez-Balbuena, D.; Petranovskii, V.; Nieto Hipolito, J.I.; Pestryakov, A.; Sergiyenko, Oleg ; Molina, M. ; Tyrsa, V. // Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, June, 1-4, 2014. P. 1920 – 1925.
65. Flores-Fuentes, W. Outlier Mining of a Vision Sensing Database for SVM Regression Improvement. / Flores-Fuentes, W.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quiñonez, J.C.; Daniel Olivas-Ugalde; Félix F. González-Navarro; Sergiyenko, Oleg; Rivas-Lopez, M.; Murrieta-Rico, F.N.; V. M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 208-213.
66. Murrieta-Rico, F.N. Instability measurement in time-frequency references used on autonomous navigation systems. / Murrieta-Rico, F.N.; Petranovskii, V.; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, Oleg; Lindner, L.; Hernandez-Balbuena, D.; Rodriguez-Quiñonez, J. C.; Nieto-Hipolito, J.I.; Tyrsa, V; Melnyk, V.I. // Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. P. 1020 – 1025.
67. Lindner, L. Continuous 3D scanning mode using servomotors instead of stepping motors in dynamic laser triangulation. / Lindner L.; Sergiyenko O.; Rodriguez-Quiñonez J. C.; Tyrsa V.; Mercorelli P.; Flores-Fuentes W.; Murrieta-Rico F.N.; Nieto-Hipolito J.I. // Proceedings of IEEE 24th International

Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2015), Buzios, Rio de Janeiro, Brazil, June, 3-5, 2015. P. 1008 – 1013.

68. Murrieta-Rico, F.N. Rational Approximations Principle for Frequency Shifts Measurement in Frequency Domain Sensors. / Murrieta-Rico, F.N.; A. Tchernykh; V. Petranovskii; O. Raymond-Herrera; Sergiyenko, O.; Flores-Fuentes, W.; Rodriguez-Quiñonez, J.C.; Hernandez-Balbuena, D.; Nieto-Hipolito, J.I.; V.Tyrsa; and V. M. Kartashov. // Proceedings of 41st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON-2015), Yokohama, Japan, November, 9 - 12, 2015, pp. 226-231.

69. Lindner L. Issues of exact laser ray positioning using servomotors for vision-based target detection / L. Lindner, O. Sergiyenko, M. Rivas-Lopez, J. C. Rodríguez-Quiñonez, D. Hernandez-Balbuena, W. Flores-Fuentes, F. N. Murrieta-Rico, V. Kartashov, V. Tyrsa, J.I. Nieto-Hipólito // Proceedings of IEEE Tech Industry Summit and IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2016), June 8-10, 2016, Santa Clara, CA, USA.

70. Патент Мексики: Sistema óptico de triangulación dinámica para la medición de ángulos y coordenadas en un espacio tridimensional. Autores: Oleg Sergiyenko, V. Tyrsa, M. Rivas López, D. Hernandez Balbuena, L. Básaca Preciado, J. Rodríguez Quiñonez, W. Flores Fuentes. Patente numero 344504 (MX201400647), Fecha de aplicación: 17/12/2013, Fecha de publicación: 17/06/2015, Fecha de expedición: 24/10/2016, Fecha de vencimiento: 17/12/2033, Tipo: A, Int.CI.8: IPC: G01C1/00 ; G01C3/10