

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

РУДИК АНДРІЙ ВІКТОРОВИЧ

УДК 621.317.08

ДИСЕРТАЦІЯ
НАУКОВІ ОСНОВИ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ
ПРИЛАДОВОЇ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ
МОБІЛЬНОГО РОБОТА

05.11.01 – Прилади та методи вимірювання механічних величин
Технічні науки

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

_____ А. В. Рудик

Науковий консультант Квасніков Володимир Павлович,
доктор технічних наук, професор, Заслужений метролог України

Київ – 2018

АНОТАЦІЯ

Рудик А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.11.01 «Прилади та методи вимірювання механічних величин». – Національний авіаційний університет, Київ. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». – 2018.

У дисертаційній роботі отримано такі нові наукові результати.

1. Отримав подальший розвиток метод визначення параметрів руху МР, згідно з яким загальна кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділиться на групи з однаковою кількістю координат, а коди координат в групах усереднюються; одержана кількісна оцінка ефективності методу залежно від кількості використовуваних для обчислень координат.

2. Вперше запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості ЗВ; проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.

3. Вперше отримано математичну модель залежності швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру; з'ясовано, що на ультразвуковий сигнал суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість.

4. Деталізовано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БНС і складено блок-схему формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів; проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів та наведено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності.

5. Отримала подальший розвиток методика оцінки похибок БНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму ІНС; доведено, що МЕМС-гіроскопи з ча-

сом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху і орієнтації порівняно з акселерометрами такого самого класу точності.

6. Отримала подальший розвиток методика оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення, що важливо при калібруванні інерціальних сенсорів і дозволяє ефективно ідентифікувати структуру шумів в каналі ЗВ.

7. Деталізовано модель похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР; доведено, що точність визначення лінійних швидкостей і координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БІНС залежить від динаміки руху об'єкта.

8. Вперше запропоновано визначати параметри ємнісних МЕМС сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів, за результатами вимірювань кута фазового зсуву між двома напругами на виході перетворювача та відношення амплітуд цих напруг (схеми перетворювачів захищені патентами України на винахід №57135 і №57836).

9. Отримав подальший розвиток фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги, який в роботі використовується для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг; похибки розроблених ЗВ в основному визначаються точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів.

10. Удосконалено методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв'язків, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів та отримати оптимальну програму опитування.

11. Вперше розроблено методику визначення параметрів паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу смугового фільтра за різними законами при його розстроюванні.

Практичне значення результатів дисертаційної роботи полягає в тому, що:

1. Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості і псевдоприскорення за допомогою СРНС і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²).

2. Розроблено математичні моделі МЕМС акселерометра в різних формах і експериментально доведено, що використання “індивідуальних” моделей сенсора підвищує точність визначення прискорення у (1.5÷3.5) рази порівняно з паспортними даними.

3. Розроблено нові пристрої обробки сигналів ємнісних МЕМС сенсорів приладових систем МР на основі генераторного нульового методу, в яких підвищується стійкість до впливу шумів і забезпечується висока чутливість та часткова компенсація температурних змін вихідної частоти.

4. Вдосконалено схему аналогового СФ для ефективного придушення завади на 40 дБ при розстроюванні фільтра не більше ніж на октаву та проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади фільтра від розкиду параметрів всіх елементів схеми.

5. Запропоновано використовувати медіанний та діагностичний фільтри на основі алгоритмів гарантованої фільтрації при попередній обробці сигналів сенсорів бортової навігаційної системи МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад.

6. Визначено умови мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої інерціальної системи орієнтації, отримано варіант чисельної реалізації комплементарного фільтра ІВМ та синтезовано оптимальний ФНЧ з лінійною ФЧХ на базі КІХ-фільтра другого типу.

7. Розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі фільтра Калмана (для контуру керування МР і для резервної системи), що мають високі технічні характеристики і показали стійке функціонування при тривалій експлуатації (5 год. і більше).

8. Розроблено ультразвуковий далекомір системи технічного зору МР, в якому точність оцінки параметрів руху підвищується за рахунок врахування показань сенсорів кліматичних параметрів.

9. Розроблено, навчено і проаналізовано оптимальну структуру ШНМ типу *Cascade-forward* з двома прихованими шарами для визначення відстані МР до перешкоди, яка найкраще враховує характер і складність взаємозв'язку між інфор-

маційними параметрами і на тестувальній вибірці показала високу точність (похибки середньоквадратична $MSE=1.412$ мм і середня абсолютна $MAE=1.892$ мм).

10. Розроблено методику визначення корегувальних коефіцієнтів для ІВМ та магнітометра, що визначаються при калібруванні і використовуються при інтеграції до програмного коду обчислювача для визначення їх вихідних сигналів.

11. Розроблено ЛНС, забезпечувана точність визначення параметрів руху і кутів орієнтації МР якої дозволяє використовувати її як автономно для контролю маневрів при переміщенні за безпечним маршрутом протягом коротких інтервалів часу, так і в комплексі з іншими навігаційними пристроями (похибка визначення координат об'єкту в автономному режимі 1.2 м за 10 с при прямолінійному переміщенні та 2.2 м за 10 с при маневруванні; похибка відпрацювання кутів орієнтації $(0.1\div 0.3)^\circ$ для кутів крену і тангажу та $(2\div 3)^\circ$ для кута курсу).

Теоретичні і практичні здобутки роботи впроваджено на підприємствах ДП “Завод 410 цивільної авіації”, ПАТ НВО “Київський завод автоматики”, ТЗОВ фірма “Вестра” (м. Рівне) та у навчальний процес в Національному авіаційному університеті (м. Київ) при викладанні дисциплін “Фізичні основи сучасної метрології” і “Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка” та в Національному університеті водного господарства та природокористування (м. Рівне) при викладанні дисциплін “Електроніка та мікропроцесорна техніка”, “Проектування пристроїв автоматизації” і “Метрологія, технологічні вимірювання та прилади”, що підтверджено відповідними актами.

Наукову новизну та практичне значення результатів роботи підтверджено трьома патентами України на винахід №57135, №57795 та №57836.

У **вступі** обґрунтовано актуальність проблеми досліджень, показано зв'язок обраного напрямку з науковими програмами, планами, темами, сформульовано мету та задачі досліджень, подано наукову новизну і практичне значення отриманих результатів, визначено особистий внесок здобувача, наведено дані про апробацію, публікації за темою роботи та використання результатів досліджень.

В **першому розділі** розглянуто характеристики прискорення як вимірюваної величини, проведений аналіз відомих методів та засобів вимірювання прис-

корення з розробкою відповідних класифікацій, систематизація основних технічних характеристик сенсорів прискорення (акселерометрів), а також якісний аналіз впливу дестабілізуючих факторів на процес проведення вимірювань прискорення розглянутими методами. Доведено, що наукова проблема, яка розв'язується в дисертації, є актуальною для різних галузей промисловості та господарства України, включаючи такі провідні, як приладобудування, машинобудування і транспорт, нафтогазовидобування, сільське господарство та ін., де на практиці використовуються засоби для вимірювання прискорення та інших параметрів переміщення і орієнтації у просторі.

В другому розділі розвинуто теоретичні засади методів вимірювання прискорення мобільних роботів та проаналізовано способи підвищення їх точності.

Отримав подальший розвиток метод визначення параметрів руху МР, згідно з яким загальна кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділиться на групи з однаковою кількістю координат (дві для швидкості, три для прискорення і чотири для різкості), а коди координат в групах усереднюються. Проаналізовано ефективність методу залежно від кількості використовуваних координат.

Запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання і проаналізовано його відхилення від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора. Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості і псевдоприскорення дальномірними методами за допомогою СРНС і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок.

Вперше отримано математичну модель залежності швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру. З'ясовано, що на ультразвуковий сигнал суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість. Запропоновано використовувати мережеву архітектуру, в якій для зменшення навантаження на джерела живлення і обчислювальні блоки МР сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді. Також розглянуто питання використання стелс-технологій в МРТК і методи виявлення малопомітних об'єктів.

В третьому розділі проведено аналіз та математичне моделювання похи-

бок МЕМС акселерометрів приладових систем МР. Розроблені математичні моделі МЕМС акселерометра в різних формах (механічна, електрична і схемотехнічна), проведена оцінка параметрів електричної моделі, доведена її адекватність та показано, що використання “індивідуальних” моделей МЕМС-акселерометра підвищує точність визначення прискорення.

Деталізовано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БІНС і складена блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів. Проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів та наведено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності.

Розроблено методику оцінки похибок одноканальної БІНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи і доведено, що МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху і орієнтації порівняно з акселерометрами такого самого класу точності.

Розроблено методику оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення для обчислення варіації Алана за результатами обробки інформації інерціальних сенсорів при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією, що є важливим при калібруванні таких сенсорів і дозволяє ефективно ідентифікувати структуру шумів в каналі засобу вимірювання.

Деталізовано модель похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР, на основі якої розроблено узагальнену блок-схему формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху об'єкта. Показано, що точність визначення лінійних швидкостей і координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БІНС залежить від динаміки руху об'єкта.

В четвертому розділі розроблено пристрої обробки сигналів МЕМС сенсорів приладових систем МР та алгоритми їх роботи. Розроблено пристрої обробки сигналів ємнісних МЕМС сенсорів приладових систем МР на основі генераторного нульового методу, в яких підвищується стійкість до впливу шумів і забезпечується висока чутливість та часткова компенсація температурних змін вихідної

частоти. Запропоновано визначати параметри ємнісних МЕМС сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів, за результатами вимірювань кута фазового зсуву між двома напругами на виході перетворювача та відношення амплітуд цих напруг (схеми перетворювачів захищені патентами України на винахід №57135 і №57836). Проаналізовано залежність похибок вимірювання параметрів ємнісного МЕМС сенсора від параметрів вимірювального перетворювача.

Набув подальшого розвитку фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги, який в роботі використовується для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг. Похибки розроблених засобів вимірювання в основному визначаються точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів.

Удосконалено методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв'язків, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів та отримати оптимальну програму опитування.

В п'ятому розділі розроблено схеми фільтрів та алгоритми фільтрації сигналів в приладових системах вимірювання прискорення МР. Розроблено схему аналогового смугового фільтра для ефективного придушення завади на 40 дБ, частота якої в діапазоні НЧ відрізняється від частоти корисного сигналу не більше ніж на октаву. Проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади фільтра від розкиду параметрів всіх елементів схеми. Експериментально отримано значення коефіцієнта придушення завади $-(39\div 40)$ дБ при крутизні спадаючої ділянки АЧХ 40 дБ/окт. Розроблено методику визначення параметрів паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу смугового фільтра за різними законами при його розстроюванні.

Запропоновано використовувати медіанний і діагностичний фільтри на основі алгоритмів гарантованої фільтрації при обробці даних з навігаційної системи МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, "очищених" від завад.

Визначено умови мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої інерціальної системи орієнтації. Отримано варіант чисельної реалізації комплексного фільтра ІВМ. Синтезовано оптимальний ФНЧ з лінійною ФЧХ порядку $R_{opt} = 31$ на базі КІХ-фільтра 2-го типу.

Розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі фільтра Калмана (для контуру керування МР і для резервної системи) з високими технічними характеристиками та стійким функціонуванням при тривалій експлуатації (5 год. і більше). Запропоновано метод оцінки параметрів стану системи в “офарбованих” шумах практично без збільшення часу обчислень.

В шостому розділі проведено експериментальні дослідження розроблених елементів приладових систем вимірювання прискорення МР, що підтвердило добру збіжність теоретичних та експериментальних результатів. Практичний інтерес має визначення оптимальних комбінацій різних типів сенсорів (локаційних, інерціальних, оптичних та ін.).

За результатами аналізу точності при комп’ютерному моделюванні знайдено оптимальну структуру ШНМ типу *Cascade-forward* з двома прихованими шарами для визначення відстані до перешкоди, яка найкраще враховує характер і складність взаємозв’язку між інформаційними параметрами. Розроблено *Simulink*-модель даної ШНМ, а на тестувальній вибірці отримано середньоквадратичну $MSE=1.412$ мм та середню абсолютну $MAE=1.892$ мм похибки.

Розроблено методику визначення корегувальних коефіцієнтів для ІВМ та магнітометра, що визначаються під час калібрування і використовуються при інтеграції до програмного коду обчислювача для визначення їх вихідних сигналів.

Розроблено ЛНС, забезпечувана точність визначення параметрів руху і кутів орієнтації МР якої дозволяє використовувати її як автономно для контролю маневрів при переміщенні за безпечним маршрутом протягом коротких інтервалів часу, так і в комплексі з іншими навігаційними пристроями (похибка визначення координат об’єкту в автономному режимі 1.2 м за 10 с при прямолінійному переміщенні та 2.2 м за 10 с при маневруванні; похибка відпрацювання кутів орієнтації $(0.1\div 0.3)^\circ$ для кутів крену і тангажу та $(2\div 3)^\circ$ для кута курсу).

В загальних висновках підсумовано основні результати досліджень, проведених у дисертаційній роботі, як теоретичних, так і експериментальних, отриманих в лабораторних умовах.

Ключові слова: прискорення, приладова система, мобільний робот, акселерометр, інерціальний сенсор, безплатформна інерціальна навігаційна система, оцінка параметрів руху, варіація Алана, фільтрація сигналів, калібрування.

Список публікацій здобувача:*Монографія:*

1. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.

Статті у фахових виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз:

2. Рудик, А. В. Пристрої для вимірювання електричної ємності мікромеханічних давачів навігаційних систем мобільних роботів та її відхилення від номінального значення / А. В. Рудик // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 3 (78). – С. 93-103. Індексация WorldCat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, eLibrary, Google Scholar, Research Bid, UIF.

3. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109. Індексация WorldCat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, eLibrary, Google Scholar, ResearchBid, UIF.

4. Рудик, А. В. Методика вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних робототехнічних комплексів / А. В. Рудик // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1 (245). – С. 166-173. Індексация Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ, Polish Scholarly Bibliography.

5. Рудик, А. В. Математична модель похибок акселерометрів безплатформної інерціальної навігаційної системи / А. В. Рудик // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2017. – № 2. – С. 7-13. Індексация Index Copernicus, РИНЦ.

6. Рудик, А. В. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки MEMS акселерометрів з варіацією Алана / А. В. Рудик // Вісник Приазовського державного технічного університету (Маріуполь). – 2017. – №35. – С. 212-220. Ін-

дексація Index Copernicus, РИНЦ, World Cat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, Google Scholar, ResearchBid, DOAJ, CiteFactor, DRJI.

Статті у фахових виданнях:

7. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 1999. – № 11. – С.106-114.

8. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних резонансних контурів / А. В. Рудик, О. М. Возняк, І. В. Барановський // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – 2001. – № 2 (11). – С. 137-143.

9. Рудик, А. В. Резонансний метод визначення добротності варикапів / А. В. Рудик, С. М. Павлов // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 3. – С. 81-85.

10. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик, О. О. Семенова, А. О. Семенов // Вісник Інженерної академії України. – 2013. – № 2. – С. 276-281.

11. Рудик, А. В. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 2. – С. 126-130.

12. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 3-4. – С. 129-134.

13. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параметрів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – № 4. – С. 51-56.

14. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

15. Рудик, А. В. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів / А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулю-

вання та якості. – 2016. – № 1 (8). – С. 73-78.

16. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

17. Рудик, А. В. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних системах / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 3. – С. 39-45.

18. Квасніков, В. П. Математичні моделі MEMS-акселерометра / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 4. – С. 86-92.

19. Квасніков, В. П. Практична оцінка похибок одноканальної безплатформної інерціальної навігаційної системи на MEMS-сенсорах на короткому часовому інтервалі / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 1. – С. 190-196.

20. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних ємнісних MEMS-сенсорів / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 2. – С. 198-204.

21. Рудик, А. В. Калібрування магнітометра Honeywell HMC5883L / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 3. – С. 208-214.

Патенти України на винахід:

22. Патент на винахід №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Опубліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

23. Патент на винахід №57795 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000020904. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

24. Патент на винахід №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

Опубліковані праці апробаційного характеру:

25. Рудик, А. В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів / А. В. Рудик // Прогресивні матеріали, технології та обладнання в приладобудуванні. Тези доповідей 4-ої НТК. – Тернопіль : ТДТУ, 2000. – С. 81.

26. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик // Контроль і управління в складних системах. Тези доповідей 6-ої МНТК. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – С. 100.

27. Рудик, А. В. Вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування. Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 14-15.

28. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на стабільність частоти / А. В. Рудик, В. К. Задорожний // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2005). Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 16-17.

29. Рудик, А. В. До визначення точності результатів вимірювань / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов // Наука і освіта-2005. Матеріали 8-ої міжнародної НПК. – Дніпропетровськ : Наука і освіта, 2005. – Т. 62. – С. 35-37.

30. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на фазові флуктуації / А. В. Рудик // Найновітє постиження на європейската наука. Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Софія : Бял ГРАД-БГ ООД, 2011. – Т. 42. – С. 39-41.

31. Рудик, А. В. Резонансний метод вимірювання параметрів еквівалентної схеми варикапа / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси. Матеріали 5-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2012. – С. 155-157.

32. Рудик, А. В. Метод вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, В. М. Михалко // Авіа-2013. Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 1.77-1.80.

33. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана для обробки шумових процесів / А. В. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2013). Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 202-204.

34. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу при розкіді параметрів елементів схеми / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2014). Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2014. – С. 120-122.

35. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

36. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

37. Rudyk, A. V. Characterization of objects moving in the decomposition of functions in Fourier series / A. V. Rudyk, V. P. Kvasnikov // The seventh world congress "Aviation in the XXI-st century". Safety in Aviation and Space Technologies. – National Aviation University, Kyiv, Ukraine, 2016. – pp. 1.9.6-1.9.10.

38. Рудик, А. В. Модель стану безплатформенної інерціальної навігаційної системи / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП-2016). Матеріали 16-ої міжнародної НПК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2016. – С. 150.

39. Рудик, А. В. Інтегральні перетворювачі відхилення електричної ємності від номінального значення / А. В. Рудик // Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій. Тези доповідей 8-ої міжнародної НПК. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2016. – С. 67-68.

40. Рудик, А. В. Пристрій обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем / А. В. Рудик, А. І. Шлома // Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2016). Тези доповідей 10-ої міжнародної НПК. – Харків : ННЦ «Інститут метрології», 2016. – С. 73.

41. Рудик, А. В. Оптимізація алгоритму опитування давачів навігаційної системи мобільного робототехнічного комплексу в аналоговому інтерфейсі / А. В. Рудик // Збірник наукових праць 6-ої міжнародної науково-практичної конфе-

ренції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи». – Одеса : ФОП Бондаренко М. О., 2016. – С. 158-163.

42. Рудик, А. В. Методи вимірювання швидкості та прискорення / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК-2017). Матеріали 10-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2017. – С. 25÷27.

43. Рудик, А. В. Акселерометричні інерціальні мікросистеми орієнтації / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОГТП-17-2017). Матеріали 17-ої міжнародної НПК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2017. – С. 103-105.

44. Рудик, А. В. Розробка локальної навігаційної системи наземного мобільного робота / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017). Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – С. 75-76.

45. Рудик, А. В. Порівняльний аналіз точнісних характеристик класичної та акселерометричних інерціальних навігаційних систем / А. В. Рудик // Вимірювання, контроль і діагностика в технічних системах (ВКДТС-2017). Матеріали 4-ої міжнародної НПК. – Вінниця : ПП «ТД«Едельвейс і К», 2017. – С. 209-210.

Статті у інших виданнях:

46. Рудик, А. В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро-аналогового перетворювача / А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1997. – № 2. – С. 70-76.

47. Суп'ян, В. Я. Фазові співвідношення при множенні частоти сигналів / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, І. В. Барановський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 1999. – № 1. – С. 5-11.

48. Рудик, А. В. Методика визначення фазової нестабільності вихідного сигналу резонансного фільтра / А. В. Рудик, І. В. Барановський, Г. І. Майхрук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 1. – С. 51-54.

49. Суп'ян, В. Я. Вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян, О. В. Суп'ян // Вимі-

рювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 4. – С. 54-59.

50. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана у вимірювальних системах / А. В. Рудик, О. О. Дрючин // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4. – Ч. 1. – Т. 1. – С. 225-229.

51. Рудик, А. В. Фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2015. – № 4. – С. 96-102. Індексція Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ.

52. Рудик, А. В. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2016. – № 2. – С. 146-150. Індексція Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ.

53. Рудик, А. В. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних датчиків навігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Національного університету водного господарства та природокористування. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 4 (76). – С. 189-199.

54. Рудик, А. В. Спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 1. – С. 49-54. Індексція Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ.

55. Рудик, А. В. Синтез та моделювання цифрових фільтрів програмними засобами MATLAB / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 3. – С. 87-93. Індексція Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ.

SUMMARY

Rudyk A. V. Scientific foundations and principles of constructing an instrument system for measuring the acceleration of a mobile robot. – Qualifying scientific work, the manuscript.

Dissertation for obtaining the scientific degree of the Doctor of Engineering in speciality 05.11.01 «Instruments and methods for measuring mechanical quantities». – National Aviation University, Kyiv. National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute". – 2018.

In the dissertation the following new scientific results are received:

1. The method for determining the parameters of mobile robot motion, according to which the total number of coordinates of the object in the interval of time is divided into groups with the same number of coordinates, and the coordinate codes in the groups are averaged, has received further development. Quantitative evaluation of the method's efficiency depending on the number of coordinates used for calculations is obtained.

2. For the first time a mathematical model of the influence of working conditions (environment) on the coefficient of sensitivity of the measuring instrument was proposed. The deviation of the sensitivity coefficient of the measuring instrument from the nominal value, depending on the group of factors and the number of members of the expansion of functions in the Taylor series, is analyzed.

3. For the first time a mathematical model of the dependence of ultrasound velocity in air from a group of climatic factors and wind speed was obtained. It was found out that the change in air temperature, as well as less significant atmospheric pressure and relative humidity, are significantly influenced by the ultrasonic signal.

4. Detailed a generalized error equation for accelerometers SINS was obtained and a block diagram of the formation of errors in the output signal of accelerometers was drawn up. The components of the random error of accelerometers are analyzed and the models of formation of components of random error from white noise and white sequence are presented.

5. The method of estimating the errors of the SINS in the short time interval according to the values of instrumental errors of inertial sensors without simulation of the INS algorithm has been further developed. It has been proved that MEMS gyroscopes accumulate significantly higher errors in determining the parameters of motion and orientation over time with accelerometers of the same accuracy class.

6. The method for estimating the minimum value of the variance of the estimation error of a constant component by the method of averaging and determining the optimal averaging time has been further developed, which is important for calibration of inertial sensors, is developed and allows to effectively identify the structure of noise in the channel of the measuring instrument.

7. Detailed a model of SINS errors was obtained in determining the speed and coordinates of a mobile robot. It is proved that the accuracy of determination of linear velocities and coordinates is determined by orientation errors, and the magnitude of the errors of the SINS depends on the dynamics of the object movement.

8. It was first proposed to determine the parameters of capacitive MEMS sensors given by equivalent circuitry of resonance circuits, based on the results of measurements of the phase shift between two voltages at the output of the converter and the ratio of amplitudes of these voltages (the circuits of the transducers are protected by the patents of Ukraine №57135 and №57836).

9. The further development of the phase-frequency method of measuring the amplitude of the alternating voltage, which in work is used to measure the ratio of the amplitudes of alternating voltages; the errors of the developed measuring instruments are mainly determined by the accuracy of measuring (or transforming) the time intervals.

10. The method of selecting the sampling rate of signals of sensors and actuators in the control system of mobile robot with the consideration of their structural connections is improved, which allows to find the optimum values of the sampling frequencies of signals and obtain the optimum survey program.

11. For the first time a method has been developed for determining parasitic phase modulation parameters when modulating the amplitude of the input signal of a band filter according to different laws during its disintegration.

The practical significance of the results of the dissertation work is that:

1. The budget of errors of determination of pseudorange, pseudo-speed and pseudo-acceleration with the help of GNSS is made and the potential values of their total errors (6.3 m, 0.09 m/s and 0.0238 m/s² respectively) are calculated.

2. The mathematical models of the MEMS-accelerometer in various forms have been developed and it has been experimentally proved that the use of "individual" sensor models increases the accuracy of the acceleration determination in (1.5÷3.5) times compared with the passport data.

3. New devices of signal processing of capacitive MEMS sensors of mobile robot instrumentation devices on the basis of the generator zero method are developed, in which the resistance to noise is increased, and high sensitivity and partial compensation of temperature changes of the output frequency are provided.

4. The scheme of the analog bandpass filter for effective depression of the noise of 40 dB with filtering up to no more than an octave is improved and the dependence of the coefficient of suppression of the filter jam on the spread of the parameters of all elements of the circuit is analyzed.

5. It is proposed to use median and diagnostic filters based on guaranteed filtration algorithms for preliminary processing of sensor signals of the on-board navigation system of a mobile robot to obtain estimates of navigational parameters, "cleared" from interferences.

6. The conditions for minimizing the random error at the output of the complex inertial orientation system are determined, the variant of numerical implementation of the complementary filter of the IMU is obtained and the optimal low frequency filter with a linear phase-frequency characteristic on the basis of the second-order FIR-filter is synthesized.

7. Two variants of implementation of inertial microsystems of orientation targeting on the basis of the Kalman filter (for the mobile robot control circuit and for the backup system), having high technical characteristics, have been tested and proved to be stable during prolonged operation (5 hours or more).

8. An ultrasonic rangefinder of the technical view of a mobile robot is developed, in which the accuracy of the estimation of the parameters of motion increases due to taking into account the readings of sensors of climatic parameters.

9. The optimal structure of an artificial neural network of the *Cascade-forward* type with two hidden layers was developed, studied and analyzed to determine the distance of the MR to the obstacle, which best takes into account the complexity of the relationship between the information parameters and on the test sample showed high accuracy (mean-square $MSE=1.412$ mm and average absolute $MAE=1.892$ mm errors).

10. A method for determining the correction coefficients for the IMU and the magnetometer, which are determined during calibration and used for integration into the code of the calculator to determine their output signals, is developed.

11. A LNS has been developed, the accuracy of determining the parameters of motion and the angles of orientation of the mobile robot that allows it to be used autonomously to control maneuvers when moving on a safe route for short intervals of time, and in conjunction with other navigation devices (error detection of coordinates about the object in the autonomous mode 1.2 m for 10 s with straight displacement and 2.2 m for 10 s with maneuvering; the error of working out the orientation angles $(0.1\div 0.3)^\circ$ for the angles of the roll and pitch and $(2\div 3)^\circ$ to the angle of the course).

Theoretical and practical achievements of the work were introduced at the enterprises of the state enterprise "Plant 410 CA", "Kiev Automation Plant", firm "Vestra" (Rivne) and in the educational process at the National Aviation University (Kyiv) while teaching the disciplines "Physical bases of modern metrology" and "Metrology and information-measuring technique" and at the National University of Water Management and Natural Resources (Rivne) during the teaching of disciplines "Electronics and microprocessor technology", "Designing of automation devices" and "Metrology, technological measurements and devices", which is confirmed by the relevant acts.

The scientific novelty and practical significance of the results of work are confirmed by three patents of Ukraine №57135, №57795 and №57836.

The introduction substantiates the relevance of the research problem, shows the connection of the chosen direction with the scientific programs, plans, themes, formulates the purpose and objectives of research, presents the scientific novelty and practical value of the results obtained, determines the personal contribution of the applicant, gives data on testing, publications on the topic of work and the use of research results.

In the **first** section the characteristics of acceleration as a measured value are

considered, the analysis of known methods and means of acceleration measurement with the development of appropriate classifications, systematization of the basic technical characteristics of accelerometer sensors (accelerometers) and a qualitative analysis of the influence of destabilizing factors on the process of conducting acceleration measurements by the considered methods are considered. It is proved that the scientific problem solved in the dissertation is relevant for various industries of the Ukrainian economy, including such leading, as instrument making, machine building and transport, oil and gas extraction, agriculture, etc., where in practice the tools for measuring acceleration and other parameters of movement and orientation in space.

In the **second** section the theoretical principles of acceleration measuring methods of MR are developed and ways of improving their accuracy are analyzed.

The method of determining the parameters of the MR motion has been further developed, according to which the total number of coordinates of the object in time intervals is divided into groups with the same number of coordinates (two for speed, three for acceleration), and coordinate codes in groups are averaged. The efficiency of the method depending on the number of coordinates used is analyzed.

The mathematical model of the influence of working conditions (environment) on the sensitivity coefficient of the measuring instrument is proposed and its deviation from the nominal value depending on the group of factors and the number of members of the expansion of a function in the Taylor series is analyzed. The error determination budget of pseudorange, pseudo-speed and pseudo-acceleration by long-range methods with GNSS is made and the potential values of their total errors are calculated.

The mathematical model of the dependence of ultrasound velocity in air from a group of climatic factors and wind speed was first obtained. It was found out that the change in air temperature, as well as less significant atmospheric pressure and relative humidity, are significantly influenced by the ultrasonic signal. It is proposed to use a network-based architecture, in which the signals from the sensor nodes to the control system blocks in the already processed form are sent to reduce the load on the power sources and the mobile robot computing blocks. Also discussed are the use of stealth technologies in mobile robot systems and methods for detecting undetected objects.

In the **third** section, analysis and mathematical modeling of errors of MEMS

accelerometers of mobile robot instrumentation systems were carried out. The mathematical models of the MEMS-accelerometer in various forms (mechanical, electrical and circuit engineering) have been developed, an estimation of the parameters of the electric model has been made, its adequacy has been proved, and it has been shown that the use of "individual" MEMS accelerometer models increases the accuracy of the acceleration determination.

The generalized equation of SINS accelerometer errors is detailed and a block diagram of errors formation in the output signal of accelerometers is made. The components of the random error of accelerometers are analyzed and the models of formation of components of random error from white noise and white sequence are presented.

The technique of estimating the errors of one-channel SINS in a short time interval based on the values of instrumental errors of inertial sensors without the simulation of the inertial system algorithm has been developed and it is proved that MEMS-gyroscopes over time accumulate significantly higher errors in determining the parameters of motion and orientation compared with accelerometers of the same accuracy class.

The method of estimating the minimum value of the estimation error variance of a constant component by the method of averaging and determining the averaging optimal time with the help of specialized software for calculating the variation of Alan by the results of the processing of information of inertial sensors during long launches, followed by polynomial approximation, is important in calibrating such sensors and allows efficient identify the structure of the channel noise of the measuring instrument.

Detailed a model of SINS errors in determining the speed and coordinates of a mobile robot, on the basis of which a generalized block diagram of the formation of SINS errors was developed in determining the parameters of the motion of an object. It is shown that the accuracy of determination of linear velocities and coordinates is determined by orientation errors, and the magnitude of the errors of the SINS depends on the dynamics of the object movement.

In the **fourth** section, devices for signal processing of MEMS sensors of MR devices and algorithms for their work are developed. Device for processing signals of capacitive MEMS sensors of mobile robot instrument systems on the basis of the generator zero method, which increases the noise immunity and provides high sensitivity and

partial compensation of temperature changes of the output frequency. It is proposed to determine the parameters of capacitive MEMS sensors given by equivalent schemes of resonance circuits, based on the results of measurements of the phase shift angle between the two voltages at the converter output and the ratio of amplitudes of these voltages (circuit diagrams of the transducers are protected by the patents of Ukraine №57135 and №57836). The dependence of the measurement errors of the capacitive MEMS sensor on the parameters of the measuring transducer has been analyzed.

Received a further development of the phase-frequency measuring method the amplitude of the alternating voltage, which is used in the measure the ratio of amplitudes of alternating voltages. The errors of the developed measuring instruments are mainly determined by the accuracy of measuring (or transforming) the time intervals.

The method of selecting the frequency of sampling signals of sensors and actuators in the mobile robot control system, taking into account their structural links, is developed, which allows to find the optimum values of sampling frequencies and obtain the optimal survey program.

In the **fifth** section, filter circuits and algorithms for filtering signals in instrumentation systems for measuring the acceleration of MR are developed. The scheme of the analog bandpass filter is developed to noise suppress by 40 dB in the low frequency range differs from the useful signal frequency by no more than an octave. The dependence of the coefficient of suppression of filter interference on the distribution of parameters of all elements of the scheme is analyzed. Experimentally, the value of the compression-jamming coefficient is obtained $-(39\div 40)$ dB at the steepness of the falling area of the amplitude-frequency characteristic of 40 dB/oct. The method of determination of parameters of parasitic phase modulation at modulation of the amplitude of the input signal of a band filter according to various laws at its disintegration is developed.

It is suggested to use median and diagnostic filters based on algorithms of guaranteed filtration when processing data from the navigation system MR to obtain estimates of navigational parameters, "cleared" from interference.

The conditions of random error minimization at the output of a complex inertial orientation system are determined. The variant of numerical implementation of the complementary IMU filter is obtained. An optimal low pass filter with a linear phase

characteristic of the order $R_{opt} = 31$ based on the 2nd type FIR-filter was synthesized.

Two variants of realization of inertial microsystems of orientation based on the Kalman filter (for the control circuit of MR and for the backup system) with high technical characteristics and stable functioning during prolonged operation (5 hours and more) are developed. The method of estimating the state of the system in the "painted" noise is practically without increasing the computational time.

In the **sixth** section, experimental research was carried out on the developed elements of instrumentation systems for measuring acceleration of MR, which confirmed the convergence of theoretical and experimental results. Practical interest is the definition of optimal combinations of different sensors types (location, inertial, optical).

According to the results of the analysis of accuracy in computer simulation, an optimal structure of the artificial neural network of the *Cascade-forward* type with two hidden layers was found to determine the distance to the obstacle, which best takes into account the nature and complexity of the relationship between the information parameters. A Simulink model of this ANN was developed, and the test quotient obtained a $MSE = 1.412$ mm and an average absolute $MAE = 1.892$ mm errors.

The method of determining the correction coefficients for the IMU and the magnetometer, which are determined during the calibration, is developed and used for integration into the software code of the calculator to determine their output signals.

The LNS is developed, the accuracy of determining the parameters of motion and orientation angles of the MR is ensured, which allows it to be used autonomously to control maneuvers when moving along a safe route for short intervals of time, and in combination with other navigation devices (the error of determining the coordinates of an object in offline mode 1.2 m for 10 s for rectilinear displacement and 2.2 m for 10 s for maneuvering; the error of working out the orientation angles $(0.1 \div 0.3)^\circ$ for the angles of the roll and pitch and $(2 \div 3)^\circ$ for the angle of the course).

The **general conclusions** summarize the main results of the research conducted in the dissertation, both theoretical and experimental, obtained in laboratory conditions.

Key words: acceleration, device system, mobile robot, accelerometer, inertial sensor, strapdown inertial navigation system, estimation of parameters of motion, variation of Alan, signal filtering, calibration.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
SUMMARY.....	17
СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ.....	34
ВСТУП.....	36
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ В ГАЛУЗІ	
ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ РУХУ МОБІЛЬНИХ	
РОБОТІВ.....	
	49
1.1. Характеристики прискорення як вимірюваної величини.....	49
1.2. Методи вимірювання прискорення.....	53
1.2.1. Класичний метод вимірювання прискорення.....	53
1.2.2. Методи інерціальної навігації.....	54
1.2.3. Одометричні методи.....	57
1.2.4. Локаційні методи.....	59
1.2.5. Радіонавігаційні методи.....	63
1.2.6. Метод парціальних прискорень.....	68
1.2.7. Інтегровані методи.....	69
1.3. Акселерометри – принципи роботи, параметри, класифікація.....	70
1.3.1. Основні технічні параметри та характеристики акселерометрів....	71
1.3.2. Огляд сучасного стану та класифікація акселерометрів.....	73
1.4. Вплив дестабілізуючих факторів.....	80
1.4.1. Дестабілізуючі фактори локаційних методів.....	81
1.4.2. Дестабілізуючі фактори методів інерціальної навігації.....	84
1.4.3. Дестабілізуючі фактори радіонавігаційних методів.....	85
1.5. Постановка наукової проблеми.....	86
Висновки до розділу 1.....	88
Перелік літератури до розділу 1.....	89
РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ТОЧНОСТІ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ	
ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ ТА	
СПОСОБИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ.....	
	97
2.1. Визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу.....	97

2.1.1. Методика визначення параметрів руху об'єктів.....	98
2.1.2. Аналіз точності способу визначення параметрів руху об'єкта.....	100
2.1.3. Аналіз ефективності способу визначення параметрів руху об'єкта.....	101
2.2. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання.....	103
2.2.1. Нормування робочих умов при вимірюванні параметрів руху об'єктів.....	103
2.2.2. Математична модель впливу робочих умов на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання.....	104
2.3. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС.....	108
2.3.1. Похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль.....	109
2.3.2. Похибки бортової апаратури.....	109
2.3.3. Похибки апаратури мобільного робота.....	110
2.3.4. Похибки, що вносяться на етапі розв'язання навігаційної задачі..	111
2.3.5. Похибки ефемеридного забезпечення.....	112
2.3.6. Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення.....	112
2.4. Дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення.....	113
2.4.1. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі.....	114
2.4.2. Дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача при оцінці швидкості ультразвуку в повітрі.....	117
2.5. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки.....	119
2.5.1. Використання мультисенсорних модулів.....	120
2.5.2. Використання мультиосьових сенсорів.....	121
2.5.3. Підсистеми керування на основі локаторів.....	121

2.5.4. Інтегровані радарно-камерні технології.....	126
2.6. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів.....	128
2.6.1. Основні напрямки використання та проектування засобів малої помітності.....	128
2.6.2. Створення новітніх матеріалів для корпусів МР.....	129
2.6.3. Сучасні технології та заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості вітчизняних МРТК..	133
2.6.4. Методи виявлення малопомітних об'єктів.....	135
Висновки до розділу 2.....	139
Перелік літератури до розділу 2.....	141

РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ

ПОХИБОК МЕМС АКСЕЛЕРОМЕТРІВ

ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....147

3.1. Математичні моделі МЕМС-акселерометра.....	147
3.1.1. Механічна модель МЕМС-акселерометра.....	149
3.1.2. Електрична модель МЕМС-акселерометра.....	150
3.1.3. Схемотехнічна модель МЕМС-акселерометра.....	153
3.2. Аналіз похибок МЕМС-акселерометрів методом варіацій Алана.....	156
3.2.1. Методи аналізу випадкових похибок акселерометрів.....	157
3.2.2. Узагальнене рівняння похибок акселерометрів.....	160
3.2.3. Аналіз складових випадкової похибки акселерометрів.....	163
3.2.4. Експериментальні дослідження шумових параметрів МЕМС- акселерометрів.....	169
3.3. Практична оцінка похибок одноканальної БІНС на МЕМС-сенсорах на короткому часовому інтервалі.....	170
3.3.1. Принцип побудови одноканальної БІНС.....	171
3.3.2. Модель похибок одноканальної БІНС.....	173

3.3.3. Вплив систематичних похибок.....	175
3.3.4. Вплив похибок коефіцієнтів перетворення.....	176
3.3.5. Вплив шуму.....	177
3.3.6. Вплив нестабільності нуля акселерометрів та гіроскопів.....	179
3.3.7. Вплив неточного вводу початкових умов.....	181
3.4. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки MEMC-акселерометрів з варіацією Алана.....	182
3.4.1. Точність оцінювання постійної складової похибки інерціального сенсора при усередненні та її зв'язок з варіацією Алана.....	182
3.4.2. Зв'язок спектральної густини шуму та варіації Алана.....	184
3.4.3. Чисельна оцінка коефіцієнтів варіації Алана та точності оціню- вання постійної складової похибки MEMC акселерометрів.....	185
3.5. Математична модель похибок акселерометрів БІНС.....	188
3.5.1. Алгоритми роботи БІНС.....	188
3.5.2. Системи координат інерціальної навігації та зв'язок між ними.....	190
3.5.3. Векторні рівняння похибок БІНС.....	192
Висновки до розділу 3.....	195
Перелік літератури до розділу 3.....	197
РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ МІКРОМЕХАНІЧНИХ СЕНСОРІВ ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	202
4.1. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних сенсорів генераторним нульовим методом.....	202
4.1.1. Аналіз методів вимірювання ємності сенсора.....	202
4.1.2. Аналогові пристрої обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання.....	204
4.1.3. Цифровий пристрій обробки сигналів MEMC-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання.....	206
4.1.4. Лінійний широкодіапазонний перетворювач частота-напруга.....	208

4.2. Пристрої вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів на основі амплітудно-фазового методу.....	209
4.2.1. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів.....	209
4.2.2. Реалізація вимірювача відношення амплітуд сигналів на основі фазочастотного методу вимірювання.....	215
4.2.3. Аналіз точності амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічного сенсора.....	217
4.3. Пристрої для вимірювання електричної ємності МЕМС-сенсорів та її відхилення від номінального значення.....	221
4.3.1. Пристрої обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі сигма-дельта АЦП.....	221
4.3.2. Пристрої для вимірювання відхилення електричної ємності від номінального значення.....	223
4.4. Методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних роботів.....	230
4.4.1. Структура системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини.....	230
4.4.2. Розробка алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування.....	232
4.4.3. Практичне розв'язання задачі опитування сенсорів навігаційної системи мобільного робота.....	236
4.4.4. Рекомендації щодо вибору частоти дискретизації сенсорів.....	241
Висновки до розділу 4.....	242
Перелік літератури до розділу 4.....	245
РОЗДІЛ 5. ФІЛЬТРАЦІЯ СИГНАЛІВ В ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМАХ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	251
5.1. Низькочастотний смуговий фільтр з високою вибірковістю.....	251

5.1.1. Параметри та характеристики смугового фільтра з високою вибірковістю.....	252
5.1.2. Аналіз зміни характеристик смугового фільтра при розкиді параметрів елементів схеми.....	257
5.1.3. Аналіз зміни характеристик смугового фільтра при зміні температури навколишнього середовища.....	260
5.1.4. Реалізація та експериментальні дослідження смугового фільтра..	262
5.2. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів.....	265
5.2.1. Основні типи алгоритмів гарантованої фільтрації.....	265
5.2.2. Медіанний фільтр та його властивості.....	267
5.2.3. Діагностичний фільтр та його переваги над медіанним.....	267
5.2.4. Медіанна фільтрація сигналів БІНС в мобільному робототехнічному комплексі при попередній обробці сигналів....	270
5.3. Фільтрація сигналів в акселерометричних інерціальних мікросистемах орієнтації.....	271
5.3.1. Модель акселерометричної інерціальної системи орієнтації.....	272
5.3.2. Комплексування акселерометричної та гіроскопічної інерціальних систем орієнтації.....	273
5.3.3. Чисельна реалізація комплементарного фільтра.....	275
5.3.4. Синтез та моделювання цифрових фільтрів програмними засобами <i>MATLAB</i>	275
5.4. Використання фільтрів Калмана в приладових системах вимірювання прискорення мобільного робота.....	279
5.4.1. Оцінка параметрів стану системи за допомогою фільтра Калмана на фоні “офарбованих” шумів.....	279
5.4.2. Синтез фільтра Калмана системи навігації.....	283
5.4.3. Алгоритм дослідження та результати моделювання системи навігації.....	286

5.4.4. Реалізація безплатформної інерціальної системи орієнтації з акселерометричною корекцією на основі фільтра Калмана.....	287
Висновки до розділу 5.....	289
Перелік літератури до розділу 5.....	292
РОЗДІЛ 6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ.....	297
6.1. Експериментальні дослідження ультразвукового далекоміра системи технічного зору мобільного робота.....	297
6.1.1. Розробка структури ультразвукового далекоміра.....	297
6.1.2. Розробка експериментального зразка ультразвукового далекоміра.....	299
6.1.3. Розробка конструкції експериментального зразка ультразвукового далекоміра.....	300
6.1.4. Розробка програмного забезпечення ультразвукового далекоміра.....	302
6.1.5. Експериментальні дослідження зразка ультразвукового далекоміра.....	303
6.2. Розробка та дослідження штучної нейронної мережі для приладової системи мобільного робота.....	308
6.2.1. Вибір типу структури штучної нейронної мережі.....	308
6.2.2. Розробка структури штучної нейронної мережі для приладової системи мобільного робота.....	310
6.2.3. Розробка <i>Simulink</i> -моделі штучної нейронної мережі.....	315
6.3. Експериментальні дослідження інерціальних сенсорів.....	318
6.3.1. Опис експериментальної установки.....	318
6.3.2. Калібрування акселерометра <i>InvenSense MPU-6050</i>	318
6.3.3. Калібрування гіроскопа <i>InvenSense MPU-6050</i>	322
6.3.4. Аналіз вихідних сигналів <i>InvenSense MPU-6050</i>	326

6.3.5. Визначення дисперсії Алана для гіроскопа <i>InvenSense MPU-6050</i>	329
6.3.6. Калібрування магнітометра <i>Honeywell HMC5883L</i>	330
6.4. Структура побудови програмного коду та її вплив на частоту дискретизації.....	337
6.5. Дослідження та моделювання локальної навігаційної системи наземного мобільного робота.....	339
6.5.1. Локальна навігація мобільних роботів.....	339
6.5.2. Структура та математична модель ЛНС.....	340
6.5.3. Розробка алгоритму комплексної обробки інформації.....	342
6.5.4. Дослідження фізичної моделі ЛНС.....	345
Висновки до розділу 6.....	345
Перелік літератури до розділу 6.....	350
ВИСНОВКИ ТА ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ.....	354
ДОДАТКИ.....	358
Додаток А. Акти впровадження результатів дисертаційної роботи.....	359
Додаток Б. Технічні характеристики акселерометрів різних типів (дані зі специфікацій виробників).....	368
Додаток В. Основні робочі характеристики акселерометра.....	378
Додаток Г. Аналіз похибок, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль.....	382
Додаток Д. Вклад похибок акселерометрів і гіроскопів в похибки БІНС при визначенні кута тангажу, лінійної швидкості та координати.....	389
Додаток Е. Матеріали патентів на винахід.....	390
Додаток Ж. Співвідношення між спектральною густиною шуму та варіацією Алана.....	410
Додаток З. Реалізація амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів високочастотних і високочастотних мікромеханічних сенсорів.....	411

Додаток К. Аналіз нестабільності вихідного сигналу СФ та впливу фільтрації на стабільність частоти вихідного сигналу фільтра.....	420
Додаток Л. Практичні властивості медіанних фільтрів.....	427
Додаток М. Технічні характеристики п'єзовипромінювача <i>MA40B8S</i> , п'єзоприймача <i>MA40B8R</i> та мікроконтролера <i>PIC18F8722</i>	429
Додаток Н. Електричні схеми модулів ультразвукового далекоміра.....	430
Додаток П. Тексти підпрограм модулів ультразвукового далекоміра.....	434
Додаток Р. Технічні характеристики та параметри інерціального вимірювального модуля <i>InvenSense MPU-6050</i>	437
Додаток С. Положення осей акселерометра при калібруванні на ОПГ.....	438
Додаток Т. Результати вимірювань вихідного сигналу гіроскопа на обертальному стенді та ОПГ.....	439
Додаток У. Графіки залежностей, отримані при калібруванні гіроскопа.....	440
Додаток Ф. Код програми для розрахунку відхилення Алана.....	444
Додаток Х. Графіки залежностей, отримані при калібруванні магнітометра....	446
Додаток Ц. Графіки залежностей алгоритмічного дрейфу орієнтації.....	450
Додаток Ш. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	452

СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

AISO – акселерометрична інерціальна система орієнтації

AЧХ – амплітудно-частотна характеристика

БІНС – безплатформна інерціальна навігаційна система

БПЛА – безпілотний літальний апарат

БШЧ – бортова шкала часу

ВП – вимірювальний перетворювач

ГІСО – гіроскопічна інерціальна система орієнтації

ЕМХ – електромагнітна хвиля

ЗВ – засіб вимірювання

ЗСК – зв'язана система координат

ІВМ – інерціальний вимірювальний модуль

ІНС – інерціальна навігаційна система

ІС – інтегральна схема

КІСО – комплексна інерціальна система орієнтації

КІХ – кінечна імпульсна характеристика

ЛДС – лінійна динамічна схема

ЛНС – локальна навігаційна система

МЕМС – мікроелектромеханічна система

МК – мікроконтролер

МНК – метод найменших квадратів

МПЗ – магнітне поле Землі

МР – мобільний робот

МРТК – мобільний робототехнічний комплекс

МС – математичне сподівання

НСКРПМ – наноструктурований композиційний РПМ

НС – навігаційний супутник

НЧ – низькі частоти

НЧВ – навігаційно-часові визначення

ОП – операційний підсилювач

ПК – персональний комп'ютер
ПКМ – полімерний композиційний матеріал
ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема
ПСП – параметри системи передавання
ПФ – передавальна функція
РКІ – рідиннокристалічний індикатор
РЛС – радіолокаційна станція
РПМ – радіопоглинаючий матеріал
РПП – радіопоглинаюче покриття
РТК – робототехнічний комплекс
РТСК – рухома траєкторна система координат
СГ – спектральна густина
СКВ – середньоквадратичне відхилення
СКЗ – середньоквадратичне значення
СКН – середньоквадратична напруга
СКП – середньоквадратична похибка
СРНС – супутникова радіонавігаційна система
СФ – смуговий фільтр
ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності
ТКО – температурний коефіцієнт опору
ФВЧ – фільтр верхніх частот
ФК – фільтр Калмана
ФНЧ – фільтр нижніх частот
ФЧХ – фазочастотна характеристика
ЦСП – цифровий сигнальний процесор
ЦФ – цифровий фільтр
ЧХ – частотна характеристика
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
ШНМ – штучна нейронна мережа
ШПФ – швидке перетворення Фур'є
ШСПП – широкосмугове поглинальне покриття

ВСТУП

Слово “робот” має слов’янське походження, і на даний час під поняттям “робот” розуміють будь-яку автоматичну машину, що замінює людину і нагадує його розумну поведінку. Предметом робототехніки є створення і використання роботів та інших засобів робототехніки й основаних на них технічних систем і комплексів різного призначення.

Більшість мобільних роботів (МР) розробляється для роботи у шкідливих чи небезпечних для людини умовах, які виникають при ліквідації наслідків аварій, при розмінуванні або при роботі на інших планетах, що дозволяє уникнути людських жертв. Тому актуальною є проблема створення мобільних робототехнічних комплексів (МРТК), здатних за допомогою інтелектуальної системи керування автономно виконувати поставлену задачу при мінімальному втручанні людини.

Мобільний робот не прив’язаний до оператора, здатний переміщуватися в робочому середовищі відповідно до програми керування і може бути оснащений маніпулятором. Умови функціонування МР визначаються типом середовища їх експлуатації та характером робочого процесу і діляться на дві категорії: детерміновані та недетерміновані. Детермінованими є середовища, спроектовані і створені людиною, а їх детермінованість обумовлена апріорним знанням точного положення всіх об’єктів, з якими може взаємодіяти робот.

В недетермінованих (повністю неорганізованих) середовищах практично неможливо здійснити їх організацію. До них відносяться природні середовища та середовища, створені аварійними ситуаціями як в природних умовах, так і при руйнуванні середовищ, створених людиною (будівель та споруд). До дій робота в природних середовищах відносяться дії в польових умовах: розвідка на місцевості, військові дії, розмінування та патрулювання, підводні та підземні роботи. Тому до недетермінованих відноситься будь-який процес, протікання і результат якого повністю не залежить від цілеспрямованої діяльності людини (ведення бойових дій, всі природні процеси та результати техногенних аварій).

Використання МРТК є можливим для розв’язання таких тактичних задач:

- при проведенні вибухотехнічних робіт: пошук, діагностування, знищення,

евакуація, знешкодження або роззброєння вибухових пристроїв;

- при проведенні хімічної та радіаційної розвідки об'єктів і територій;
- при проведенні антитерористичних операцій: встановлення радіоелектронних завад, димових і спеціальних завіс; доставка і використання спецзасобів; приховане проникнення на захоплені об'єкти і об'єкти під охороною; проведення радіоелектронної, аудіо- та відеорозвідки; руйнування перешкод під час штурму;
- при охороні об'єктів: патрулювання території або периметру об'єкту; знешкодження спроб проникнення на об'єкт; нейтралізація порушників.

Такі тактичні задачі розв'язуються на різних об'єктах і в різних ситуаціях:

- на об'єктах громадського транспорту (міський, залізничний, авіаційний);
- в місцях проживання і життєдіяльності людей (квартири, будинки, офіси);
- на промислових об'єктах (хімічної промисловості, ядерного циклу та ін.);
- на об'єктах міської інфраструктури (водопостачання, теплостанції та ін.);
- на відкритій та сильно пересіченій місцевості, в лісі та ін.

Специфіка операцій, умови експлуатації та функціональне призначення МР визначають його конструктивні особливості, складність системи керування, масогабаритні характеристики і склад спеціального обладнання.

В підводній робототехніці початок ХХІ сторіччя характеризується як час переходу від традиційних технічних рішень до нових, основаних на сучасних досягненнях біології, хімії і теорії керування. Підводні роботи, які використовуються в технологічно розвинених країнах (Японія, США, Південна Корея, Китай, Канада, Італія, Великобританія, Ісландія), здатні виконувати такі задачі:

- участь у рятувальних (підводно-водолазних) роботах в екстремальних ситуаціях (при радіаційних, хімічних і бактеріологічних забрудненнях);
- проведення геологорозвідувальних робіт (нафто- і газорозвідка на морському шельфі та на великих глибинах, дослідження геології океанського дна);
- здійснення моніторингу стану сировинних і біологічних ресурсів та екологічної ситуації в районах промислу з метою довгострокового прогнозування;
- океанографічні дослідження та моніторинг водного середовища;
- фотовідеозйомка, картографування та акустичне профілювання дна;
- оглядово-пошукові роботи на затонулих об'єктах, інспекція підводних

об'єктів, виконання ремонтних, відновлювальних і освітлювальних робіт;

- роботи військового призначення (протилодочна розвідка, патрулювання, забезпечення безпеки об'єктів військової техніки, пошук і знешкодження мін).

Для надійного керування МР його система керування має отримувати сигнали від різних сенсорів, в результаті обробки яких визначаються поточні координати робота, його швидкість і прискорення, а також орієнтація у просторі (кути курсу, тангажу і крену). На даний час основними типами таких сенсорів є інерціальні (акселерометри, гіроскопи, магнітометри), локаційні (ультразвукові, радарні, лідарні) і відео (моно- та стереокамери).

В дисертаційній роботі основна увага приділяється інерціальним технологіям, які використовуються не тільки в традиційній галузі навігації та керування рухом, але й в геодезії, топографії, гравіметрії, метрології, логістиці та ін. Мікромеханічні інерціальні сенсори є основною елементною базою для створення мініатюрних інерціальних навігаційних систем (ІНС).

Дослідження в області розвитку методів і систем навігації та керування МР проводяться в багатьох наукових центрах України – в НТУУ КПІ ім. І. Сікорського, КНУ ім. Т. Шевченка, НАУ, НУ «Львівська політехніка», НАУ ім. М.С. Жуковського «ХАІ», а також в університетах США (Carnegie Mellon University, Stanford University), Великобританії (University of Oxford), Німеччини (University of Bonn), Франції (INRIA), Австралії (The University of Sidney), Росії (МДТУ ім. Баумана, Інститут прикладної математики ім. М.В. Келдиша РАН, ЦНДІ робототехніки, Інститут проблем механіки РАН та МДТУ «Станкін») й інших країн.

Вони базуються на роботах науковців В. П. Кваснікова, А. А. Голована, В. В. Матвєєва, В. Н. Тяпкіна, І. В. Щербаня, О. А. Степанова, П. Д. Грувса, М. С. Грювала, О. Дж. Вудмана, І. Є. Лисенка, Л. К. Самойлова, В. Я. Суп'яна, а також наукових колективів під керівництвом О. М. Безвесільної, Є. І. Юрєвича, Ю. В. Подураєва та А. С. Ющенко.

Актуальність теми

На даний час інерціальні технології використовуються не тільки в традиційній галузі навігації та керування рухом, але й в геодезії, топографії, гравіметрії, метрології, логістиці та ін., а мікромеханічні інерціальні сенсори є основною

елементною базою для створення мініатюрних ІНС. Галузі використання мікро-механічних інерціальних сенсорів постійно розширюються через їх малі габаритні розміри, енергоспоживання та собівартість, формуючи новий сегмент ринку мініатюрних БІНС. Мікромеханічні акселерометри забезпечують широкий діапазон вимірювань та мають точнісні характеристики ІНС середнього класу. Однак вимоги до точності інерціальних сенсорів і систем на їх основі при розв'язанні задач навігації та орієнтації з часом ускладнюються, що приводить до необхідності вдосконалення методів їх випробувань для отримання достовірних математичних моделей показів, які враховують умови подальшої експлуатації.

Розроблені на даний час методи та засоби вимірювання прискорення не є достатньо ефективними для розв'язання задач вимірювання параметрів руху об'єктів в складних кліматичних умовах та при дії різних дестабілізуючих факторів з достатньою точністю. Більшість з них характеризуються складністю, недостатніми швидкодією та точністю, а також недосконалістю математичного та програмного забезпечення. Тому постає питання необхідності вдосконалення приладових систем вимірювання прискорення МР, розробки нових і удосконалення існуючих методів та засобів вимірювання з покращеними метрологічними характеристиками та алгоритмічною обробкою даних про параметри руху на фоні шумів і завад різного роду.

Науково-прикладна проблема полягає у необхідності подальшого розвитку теорії та принципів побудови приладових систем вимірювання прискорення МР, здатних забезпечити високу точність вимірювання та достатню швидкодію при дії на приладову систему шумів і завад різного роду.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційна робота виконувалася на кафедрі комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій, відповідно до Закону України № 3715-VI «Про пріоритетні напрями інноваційної діяльності в Україні», зокрема, за напрямом «Освоєння нових технологій високотехнологічного розвитку транспортної системи, ракетно-космічної галузі, авіа- і суднобудування, озброєння та військової техніки», а також відповідно до держбюджетної тематики Міністерства освіти і науки

України в науково-дослідній роботі № 125-ДБ17 “Методологія побудови сучасних дистанційних інформаційно-вимірювальних систем” (номер держреєстрації 0117U002367).

Мета та задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є вирішення важливої проблеми розробки наукових основ створення приладової системи вимірювання прискорення МР за рахунок розробки нових та удосконалення існуючих методів і засобів вимірювання з покращеними метрологічними характеристиками та алгоритмічною обробкою даних про параметри руху на фоні шумів і завад різного роду.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв’язати такі задачі:

1. Провести аналіз існуючих методів і засобів вимірювання прискорення МР при впливі різних дестабілізуючих факторів та систематизувати відомі теоретичні підходи, що покладено в основу їх побудови.

2. Розвинути теоретичні засади методів вимірювання прискорення МР та проаналізувати способи підвищення їх точності в залежності від впливу робочих умов (середовища).

3. Деталізувати узагальнене рівняння похибок акселерометрів БНС та модель похибок БНС при визначенні швидкості і координат МР, проаналізувати складові випадкової похибки акселерометрів та навести моделі їх формування з білого шуму та білої послідовності.

4. Розробити методику оцінки похибок БНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи.

5. Розробити методику оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення для калібрування інерціальних сенсорів.

6. Розробити вимірювальні перетворювачі та пристрої обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів приладових систем МР та алгоритми їх роботи.

7. Розробити методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв’яз-

ків для отримання оптимальної програми опитування.

8. Розробити схеми електричних фільтрів та алгоритми фільтрації сигналів в приладових системах вимірювання прискорення МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад.

9. Провести експериментальні дослідження розроблених вимірювальних перетворювачів та засобів вимірювання для підтвердження адекватності розроблених теоретичних моделей, ефективності запропонованих методів та створених на цій основі приладових систем вимірювання прискорення МР.

10. Розробити, навчити та проаналізувати ШНМ МР для визначення відстані до перешкоди, яка найкраще враховує характер і складність взаємозв'язку між інформаційними параметрами.

11. Впровадження результатів досліджень.

Об'єктом дослідження є процес вимірювання прискорення МР за допомогою його приладової системи, реалізованої на основі розроблених нових та удосконалених існуючих методів і засобів вимірювання.

Предметом дослідження є методи і засоби вимірювання прискорення МР з покращеними метрологічними характеристиками та алгоритмічною обробкою даних про параметри руху на фоні шумів і завад різного роду.

Методи досліджень

Для досягнення поставленої мети використано такі методи досліджень:

- аналіз теоретичних основ і принципів побудови існуючих методів і засобів вимірювання прискорення та впливу дестабілізуючих факторів (розділ 1);
- методи статистичної обробки даних (визначення параметрів руху об'єкта на інтервалі часу) і результатів експерименту (дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на точність оцінки швидкості ультразвуку в повітрі), а також методи аналізу функцій (розкладання функції в ряд Тейлора при аналізі математичної моделі впливу робочих умов на коефіцієнт чутливості ЗВ) (розділ 2);
- методи теорії випадкових процесів, методи математичного моделювання, частотний (за спектральною густиною потужності) та часовий (за варіаціями Алана) методи аналізу випадкових похибок акселерометрів, методи ідентифікації

структури шумів в каналах засобу вимірювання (розділ 3);

- методи вимірювання ємності МЕМС сенсорів та її відхилення від номінального значення, методи вимірювання амплітуди сигналу та відношення амплітуд, методи оптимізації частоти дискретизації при реалізації оптимальної програми опитування сенсорів (розділ 4);

- методи фільтрації (лінійної, гарантованої, оптимальної) сигналів в приладових системах вимірювання прискорення, спектральний (швидке перетворення Фур'є) і часовий методи аналізу нестабільності вихідного сигналу фільтра та амплітудних і фазових флуктуацій, методи фізичного та математичного моделювання з широким використанням пакетів прикладних програм та інженерно-обчислювальних комплексів *MATLAB* та *NI Multisim* з метою створення віртуальних приладів для перевірки теоретичних рішень (розділ 5);

- методи автоматизованого проектування за допомогою САПР *OrCAD* (для розробки фізичних моделей вимірювальних перетворювачів і ЗВ), методи фізичного і математичного моделювання для аналізу вихідних сигналів сенсорів і якісних характеристик приладових систем, а також методи теорії штучних нейронних мереж для підвищення точності і швидкодії приладової системи МР (розділ 6).

Наукова новизна одержаних результатів

Найбільш суттєві результати отримані автором особисто і визначаються такими положеннями:

- отримав подальший розвиток метод визначення параметрів руху МР, згідно з яким загальна кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділиться на групи з однаковою кількістю координат, а коди координат в групах усереднюються; одержана кількісна оцінка ефективності методу залежно від кількості використуваних для обчислень координат;

- вперше запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості ЗВ; проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора;

- вперше отримано математичну модель залежності швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру; з'ясовано, що на

ультразвуковий сигнал суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість;

- деталізовано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БНС і складено блок-схему формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів; проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів та наведено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності;

- отримала подальший розвиток методика оцінки похибок БНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму ІНС; доведено, що МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху і орієнтації порівняно з акселерометрами такого самого класу точності;

- отримала подальший розвиток методика оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення, що важливо при калібруванні інерціальних сенсорів і дозволяє ефективно ідентифікувати структуру шумів в каналі ЗВ;

- деталізовано модель похибок БНС при визначенні швидкості і координат МР; доведено, що точність визначення лінійних швидкостей і координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БНС залежить від динаміки руху об'єкта;

- вперше запропоновано визначати параметри ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів, за результатами вимірювань кута фазового зсуву між двома напругами на виході перетворювача та відношення амплітуд цих напруг (схеми перетворювачів захищені патентами України на винахід №57135 і №57836);

- отримав подальший розвиток фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги, який в роботі використовується для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг; похибки розроблених ЗВ в основному визначаються точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів;

- удосконалено методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв'язків, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сиг-

налів та отримати оптимальну програму опитування;

- вперше розроблено методику визначення параметрів паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу смугового фільтра за різними законами при його розстроюванні.

Практичне значення одержаних результатів:

- складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості і псевдоприскорення за допомогою СРНС і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²);

- розроблено математичні моделі МЕМС акселерометра в різних формах і експериментально доведено, що використання “індивідуальних” моделей сенсора підвищує точність визначення прискорення у (1.5÷3.5) рази порівняно з паспортними даними;

- розроблено нові пристрої обробки сигналів ємнісних МЕМС сенсорів приладових систем МР на основі генераторного нульового методу, в яких підвищується стійкість до впливу шумів і забезпечується висока чутливість та часткова компенсація температурних змін вихідної частоти;

- вдосконалено схему аналогового СФ для ефективного придушення завади на 40 дБ при розстроюванні фільтра не більше ніж на октаву та проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади фільтра від розкиду параметрів всіх елементів схеми;

- запропоновано використовувати медіанний та діагностичний фільтри на основі алгоритмів гарантованої фільтрації при попередній обробці сигналів сенсорів бортової навігаційної системи МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад;

- визначено умови мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої інерціальної системи орієнтації, отримано варіант чисельної реалізації комплексментарного фільтра ІВМ та синтезовано оптимальний ФНЧ з лінійною ФЧХ на базі КІХ-фільтра другого типу;

- розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі фільтра Калмана (для контуру керування МР і для резервної системи), що мають високі технічні характеристики і показали стійке функціонування при три-

валій експлуатації (5 год. і більше);

- розроблено ультразвуковий далекомір системи технічного зору МР, в якому точність оцінки параметрів руху підвищується за рахунок врахування показань сенсорів кліматичних параметрів;

- розроблено, навчено і проаналізовано оптимальну структуру ШНМ типу *Cascade-forward* з двома прихованими шарами для визначення відстані МР до перешкоди, яка найкраще враховує характер і складність взаємозв'язку між інформаційними параметрами і на тестувальній вибірці показала високу точність (похибки середньоквадратична $MSE=1.412$ мм і середня абсолютна $MAE=1.892$ мм);

- розроблено методику визначення корегувальних коефіцієнтів для ІВМ та магнітометра, що визначаються під час калібрування і використовуються при інтеграції до програмного коду обчислювача для визначення їх вихідних сигналів;

- розроблено ЛНС, забезпечувана точність визначення параметрів руху і кутів орієнтації МР якої дозволяє використовувати її як автономно для контролю маневрів при переміщенні за безпечним маршрутом протягом коротких інтервалів часу, так і в комплексі з іншими навігаційними пристроями (похибка визначення координат об'єкту в автономному режимі 1.2 м за 10 с при прямолінійному переміщенні та 2.2 м за 10 с при маневруванні; похибка відпрацювання кутів орієнтації $(0.1\div 0.3)^\circ$ для кутів крену і тангажу та $(2\div 3)^\circ$ для кута курсу).

Теоретичні і практичні здобутки роботи впроваджено на підприємствах ДП “Завод 410 ЦА”, ПАТ НВО “Київський завод автоматики”, ТзОВ фірма “Вестра” (м. Рівне) та у навчальний процес в Національному авіаційному університеті (м. Київ) при викладанні дисциплін “Фізичні основи сучасної метрології” і “Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка” та в Національному університеті водного господарства та природокористування (м. Рівне) при викладанні дисциплін “Електроніка та мікропроцесорна техніка”, “Проектування пристроїв автоматизації” і “Метрологія, технологічні вимірювання та прилади”, що підтверджено відповідними актами. Наукову новизну та практичне значення результатів роботи підтверджено патентами України на винахід №57135, №57795 та №57836.

Особистий внесок здобувача

Усі наукові положення та результати, що виносяться на захист, отримані

автором самостійно. З наукових праць, опублікованих у співавторстві, в роботі використані ті результати, що є результатом особистої праці здобувача. Достовірність та обґрунтованість результатів дисертаційної роботи підтверджено збіжністю аналітичних розрахунків, експериментально та моделюванням на ЕОМ.

Особистий внесок здобувача у праці, опубліковані у співавторстві, зі списку публікацій за темою дисертації (додаток Ш): [1] – розділи 3 та 4 підготовлені здобувачем, а розділи 1 і 2 – спільно авторами; [8] – розроблено структурну схему амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів високочастотних резонансних контурів; [9] – запропоновано резонансний метод вимірювання добротності варикапів і проведена експериментальна перевірка отриманих результатів; [10] – запропоновано вимірювальні перетворювачі основних параметрів паралельних та послідовних резонансних контурів; [11] – уточнено коефіцієнти передавальної функції і доведено можливість придавлення завади більше 40 дБ; [12] – проаналізовано залежність коефіцієнта придавлення завади фільтра від розкиду параметрів елементів та їх температурних коефіцієнтів; [16] – проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора; [18] – проведено оцінку параметрів “індивідуальної” електричної моделі МЕМС-акселерометра і доведена її адекватність; [19] – проведено числові оцінки похибок каналу БНС, реалізованого на інерціальних МЕМС-сенсорах низького класу точності; [20] – проаналізовано похибки визначення резонансної частоти та смуги пропускання високодобротних ємнісних МЕМС-сенсорів; [21] – запропоновано методику калібрування магнітометра і визначено параметри його моделі з подальшою інтеграцією до програмного коду; [28] – запропоновано реальну передавальну функцію фільтра замінити еквівалентною, яка визначає фазові флуктуації відфільтрованого сигналу; [29] – запропонована методика оцінки точності вимірювань для випадку, коли немає можливості проводити багатократні вимірювання; [32] – запропоновано метод вимірювання шумових параметрів малошумливих операційних підсилювачів з польовими транзисторами на вході; [33] – запропоновано за допомогою фільтра Калмана визначити статистичні характеристики паразитних сигналів, діючих в процесі вимірювання; [34] – проаналізовано

залежність коефіцієнта придавлення завади смугового фільтра від розкиду параметрів елементів схеми; [37] – запропоновано визначати параметри руху об'єкту при розкладанні функції переміщення на заданому часовому інтервалі в ряд Фур'є; [40] – розроблено пристрій обробки сигналів ємнісних мікромеханічних перетворювачів, реалізований за генераторним нульовим методом; [46] – запропоновано методику аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу ЦАП та чисельний аналіз складових таких похибок; [47] – запропоновано варіанти побудови помножувачів частоти, у вихідній напрузі яких відсутні паразитні амплітуда та фазова модуляції; [48] – отримано співвідношення для визначення параметрів паразитної фазової модуляції при амплітудній модуляції вхідного сигналу; [49] – проаналізовано складові додаткової похибки, що виникають при вимірюванні носійної частоти сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією; [50] – запропоновано метод оцінки параметрів стану системи в “офарбованих” шумах практично без збільшення часу обчислень.

Апробація результатів дисертації

Викладені у дисертаційній роботі результати досліджень доповідалися, обговорювалися і одержали схвалення на таких наукових конференціях і семінарах: 4^a НТК «Прогресивні матеріали, технології та обладнання в приладобудуванні» (м. Тернопіль, 2000 р.); 6^a міжнародна НТК «Контроль і управління в складних системах» (м. Вінниця, 2001 р.); 1^a, 6^a міжнародні НТК «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій і приладобудування» (м. Вінниця, 2005 р., 2017 р.); 8^a міжнародна НПК «Наука і освіта» (м. Дніпропетровськ, 2005 р.); 7^a міжнародна НПК «Найновите постиження на європейската наука» (м. Софія, 2011 р.); 5^a, 6^a, 7^a, 9^a, 10^a міжнародні НПК «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси» (м. Київ, 2012 р., 2013 р., 2014 р., 2016 р., 2017 р.); 6^a міжнародна НПК «Авіа-2013» (м. Київ, 2013 р.); 1^a міжнародна НПК «Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка» (м. Рівне, 2016 р.); 7th world congress «Aviation in the XXI-st century. Safety in Aviation and Space Technologies» (Kyiv, Ukraine, 2016); 16^a, 17^a міжнародні НТК «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» (м. Одеса, 2016 р., 2017 р.); 8^a міжнародна

НПК «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» (м. Запоріжжя, 2016 р.); 10^а міжнародна НТК «Метрологія та вимірювальна техніка» (м. Харків, 2016 р.); 6^а міжнародна НПК «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи» (м. Одеса, 2016 р.); 4^а міжнародна НТК «Вимірювання, контроль і діагностика в технічних системах» (м. Вінниця, 2017 р.). Також результати дисертаційної роботи доповідались на наукових семінарах кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем і технологій Національного авіаційного університету та науково-технічних конференціях професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів Національного університету водного господарства та природокористування за участю працівників науково-дослідних організацій та інженерно-технічних працівників підприємств м. Рівне та області.

Публікації

Основні положення дисертаційного дослідження опубліковані дисертантом самостійно та у співавторстві у 55 наукових працях, у тому числі в одній монографії (у співавторстві), 20 статтях у наукових фахових виданнях (з них 10 одноосібних, а 5 статей опубліковано у наукових фахових виданнях України, зареєстрованих у міжнародних наукометричних базах), 3 патентах України на винахід (одноосібно), 21 публікації в інших виданнях (з них 14 одноосібних), таких як матеріали і тези доповідей на конференціях (праці апробаційного характеру), а також 10 статтях у інших виданнях (з них 5 одноосібних, а 4 статті опубліковано у наукових виданнях України, зареєстрованих у міжнародних наукометричних базах).

Структура та загальний обсяг дисертації

Дисертаційна робота складається з вступу, шести розділів, загальних висновків та додатків. Загальний обсяг дисертації складає 460 сторінок. Основний зміст викладено на 357 сторінках, який містить 105 рисунків і 22 таблиці. Список використаних джерел по розділах становить: розділ 1 – 71 джерело, розділ 2 – 57 джерел, розділ 3 – 49 джерел, розділ 4 – 55 джерел, розділ 5 – 54 джерела, розділ 6 – 37 джерел.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ В ГАЛУЗІ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ РУХУ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

На сьогодні в літературі відомі описи різних методів та засобів вимірювання прискорення засобів мобільної робототехніки, однак немає їх комплексного огляду. Тому задачами даного розділу є: аналіз відомих методів та засобів вимірювання прискорення з розробкою відповідних класифікацій; систематизація основних технічних характеристик сенсорів прискорення (акселерометрів), а також якісний аналіз впливу дестабілізуючих факторів на процес проведення вимірювань прискорення розглянутими методами.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [8, 19-23].

1.1. Характеристики прискорення як вимірюваної величини

Прискорення \vec{a} – векторна фізична величина, що визначає швидкість зміни швидкості об'єкта, тобто перша похідна від швидкості \vec{v} за часом (або друга похідна за часом від радіус-вектора положення \vec{r}) [23]:

$$\vec{a} = \frac{\Delta \vec{v}}{\Delta t}, (\Delta t \rightarrow 0); \quad \vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2}.$$

Пов'язаними з прискоренням параметрами руху об'єкту є швидкість (векторна фізична величина, що характеризує зміни положення об'єкту у вибраній системі відліку) та різкість (або ривок) \vec{s} , що є похідною прискорення за часом:

$$\vec{v} = \frac{\Delta \vec{r}}{\Delta t}, (\Delta t \rightarrow 0); \quad \vec{v} = \frac{d\vec{r}}{dt}; \quad \vec{s} = \frac{d\vec{a}}{dt} = \frac{d^2 \vec{v}}{dt^2} = \frac{d^3 \vec{r}}{dt^3}.$$

При вимірюваннях важливим є те, що прискорення є вектором, тобто враховується не тільки зміна величини швидкості (модуля векторної величини), але й зміна її напрямку. Одиницею прискорення в СІ є м/с², а в гравіметрії використовується також внесистемна одиниця гал (*gal*), яка дорівнює 1 см/с².

Якщо динаміка механічної системи описується не в декартових, а в узагальнених координатах q_i (в гамільтоновому або в лагранжовому формулюваннях механіки), то вводять узагальнені прискорення \ddot{q}_i – перші похідні за часом узага-

льнених швидкостей \dot{q}_i або другі похідні за часом узагальнених координат.

Якщо на траєкторії об'єкту відомі координати $\vec{r}(t_0) = \vec{r}_0$ та вектор швидкості $\vec{v}(t_0) = \vec{v}_0$ в деякий момент часу t_0 , а також залежність прискорення від часу $\vec{a}(t)$, то, інтегруючи це рівняння, отримують координати та швидкість об'єкту в будь-який момент часу t (як до, так і після моменту часу t_0):

$$\vec{v}(t) = \vec{v}_0 + \int_{t_0}^t \vec{a}(t) dt; \quad \vec{r}(t) = \vec{r}_0 + (t - t_0)\vec{v}_0 + \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \vec{a}(t) dt^2.$$

При складному русі, коли об'єкт рухається відносно деякої системи відліку, а та, у свою чергу, рухається відносно іншої системи відліку, абсолютне прискорення об'єкту по відношенню до першої системи відліку \vec{a}_a дорівнює сумі відносного \vec{a}^r (по відношенню до другої системи відліку), переносного \vec{a}^e та кориолісова (поворотного) \vec{a}^c прискорень (теорема Кориоліса):

$$\vec{a}_a = \vec{a}^r + \vec{a}^e + \vec{a}^c = \vec{a}^r + \vec{a}^e + 2 \cdot [\vec{\omega} \times \vec{v}_r],$$

де $\vec{\omega}$ – вектор кутової швидкості обертального руху системи; \vec{v}_r – вектор відносної швидкості руху об'єкту.

В задачах навігації кориолісове прискорення викликано переносною кутовою швидкістю обертання Землі та лінійною відносною швидкістю об'єкту і виражається векторним добутком [23]

$$\vec{a}^c = 2 \cdot [\vec{\omega}_3 \times \vec{v}_r] = 2 \cdot \begin{vmatrix} i_g & j_g & k_g \\ \omega_3 \cos \varphi & \omega_3 \sin \varphi & 0 \\ V_{X^g} & V_{Y^g} & V_{Z^g} \end{vmatrix}$$

з відповідними проекціями на осі $OX^gY^gZ^g$ (φ – широта) (рис. 1.1):

$$a_{X^g}^c = 2\omega_3 V_{Z^g} \sin \varphi; \quad a_{Y^g}^c = -2\omega_3 V_{Z^g} \cos \varphi; \quad a_{Z^g}^c = 2\omega_3 (V_{Y^g} \cos \varphi - V_{X^g} \sin \varphi).$$

Відносне прискорення \vec{a}^r викликано зміною відносної лінійної швидкості $\vec{v}_r = iV_{X^g} + jV_{Y^g} + kV_{Z^g}$ та рухом об'єкту вздовж сферичної поверхні Землі з відносною кутовою швидкістю $\vec{\omega}'$:

$$\vec{a}^r = \vec{v}'' + [\vec{\omega}' \times \vec{v}_r] = \vec{v}'' + \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{V_{Z^g}}{R} & \frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi & -\frac{V_{X^g}}{R} \\ V_{X^g} & V_{Y^g} & V_{Z^g} \end{vmatrix},$$

а його проекції на осі географічної системи координат визначаються так [27]:

$$a_{X^g}^r = \dot{V}_{X^g} + \frac{V_{Z^g}^2}{R} \operatorname{tg} \varphi + \frac{V_{X^g} V_{Y^g}}{R}; \quad a_{Y^g}^r = \dot{V}_{Y^g} - \frac{V_{Z^g}^2}{R} - \frac{V_{X^g}^2}{R};$$

$$a_{Z^g}^r = \dot{V}_{Z^g} + \frac{V_{Z^g} V_{Y^g}}{R} - \frac{V_{X^g} V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi.$$

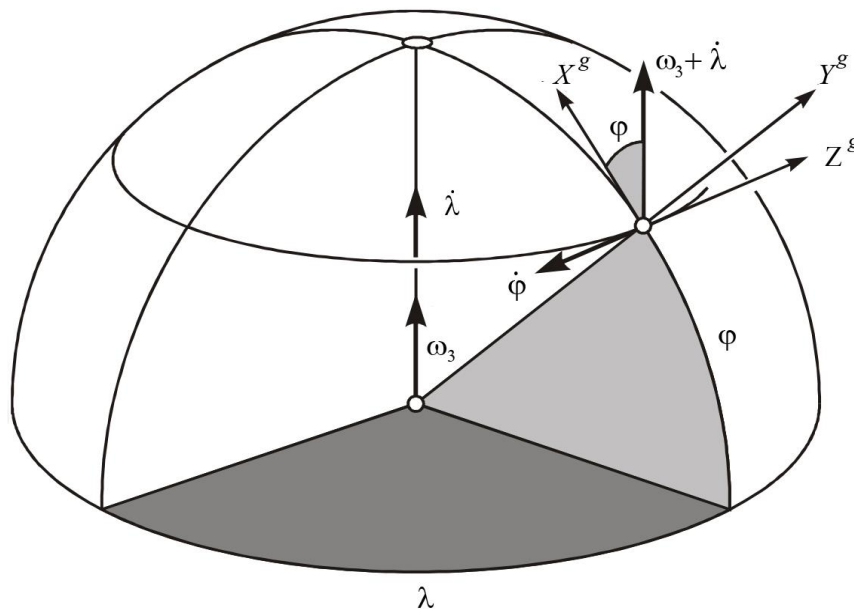


Рис. 1.1. Осі географічної системи координат $OX^gY^gZ^g$

Переносне прискорення \vec{a}^e викликане кутовою швидкістю обертання Землі та визначається як $\vec{a}^e = \vec{\omega}_3 \times [\vec{\omega}_3 \times \vec{R}]$, де \vec{R} – радіус-вектор положення, що з'єднує центр Землі та мобільний об'єкт. Проекції переносного прискорення:

$$a_{X^g}^e = \omega_3^2 R \sin \varphi \cos \varphi; \quad a_{Y^g}^e = -\omega_3^2 R \cos^2 \varphi; \quad a_{Z^g}^e = 0.$$

При складанні вектора переносного прискорення \vec{a}^e з вектором \vec{g}_0 прискорення гравітаційного поля Землі утворюється вектор прискорення сили тяжіння \vec{g} , спрямований по геоцентричній вертикалі, з компонентами $g_X = g_Z = 0$, $g_Y = g$.

Проекції вектора уявного прискорення вершини тригранника $OX^gY^gZ^g$ на його осі отримують при додаванні компонент вектора прискорення сили тяжіння до складових кориолісова та відносного прискорення [15]:

$$n_{X^g} = \dot{V}_{X^g} + \frac{V_{Z^g}^2}{R} \operatorname{tg} \varphi + \frac{V_{X^g} V_{Y^g}}{R} + 2\omega_3 V_{Z^g} \sin \varphi;$$

$$n_{Y^g} = \dot{V}_{Y^g} - \frac{V_{Z^g}^2}{R} - \frac{V_{X^g}^2}{R} - 2\omega_3 V_{Z^g} \cos \varphi + g;$$

$$n_{Z^g} = \dot{V}_{Z^g} + \frac{V_{Z^g} V_{Y^g}}{R} - \frac{V_{X^g} V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi + 2\omega_3 (V_{Y^g} \cos \varphi - V_{X^g} \sin \varphi).$$

В роботі [16] отримана така модель абсолютного прискорення об'єкту $\vec{a}_{a.g}$, що переміщується по поверхні Землі або навколо неї (в супровідному базисі):

$$\vec{a}_{a.g} = \ddot{\vec{h}} + 2\vec{\omega} \times \dot{\vec{h}} + \vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}_g) + 2\vec{\omega}_{3.g} \times \vec{v}_z + \vec{\varepsilon} \times \vec{r}_g, \quad (1.1)$$

де $\vec{\omega} = \vec{\omega}_{3.g} + \vec{\omega}_g^0$ – абсолютна кутова швидкість базису g ; $\vec{v}_z = \vec{\omega}_g^0 \times \vec{r}_g$ – горизонтальна складова відносної лінійної швидкості; $\vec{\omega}_{3.g} = [0, \omega_3 \cos \varphi, \omega_3 \sin \varphi]^T$ – вектор

кутової швидкості обертання Землі; $\vec{\omega}_g^0 = \left[-\frac{V_{X^g}}{R}, \frac{V_{Z^g}}{R}, \frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi \right]^T$ – вектор кутової

швидкості супровідного базису, який виникає при переміщенні відносно Землі;

$\vec{r}_g = [0, 0, R]^T$ – радіус-вектор в супровідному базисі; $\dot{\vec{h}} = \frac{\tilde{d}\vec{r}_g}{dt}$ – локальна похідна

радіус-вектора в супровідному базисі; $\vec{\varepsilon} = \frac{\tilde{d}}{dt} \vec{\omega}_g^0 = \left[-\frac{\dot{V}_{X^g}}{R}, \frac{\dot{V}_{Z^g}}{R}, \left(\frac{V_{Z^g}}{R} \operatorname{tg} \varphi \right)' \right]^T$ – тан-

генціальне прискорення.

Складовими вектора абсолютного прискорення в співвідношенні (1.1) є:

$\ddot{\vec{h}} = \frac{\tilde{d}^2 \vec{r}_g}{dt^2} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\tilde{d}\vec{r}_g}{dt} \right) - (\vec{\omega}_{3.g} + \vec{\omega}_g^0) \times \dot{\vec{h}}$ – друга локальна похідна радіус-вектора в

супровідному базисі; $2\vec{\omega} \times \dot{\vec{h}}$ та $2\vec{\omega}_{3.g} \times \vec{v}_z$ – складові кориолісового прискорення,

що виникають при зміні висоти у супровідному базисі та при горизонтальному

переміщенні; $\vec{\omega} \times (\vec{\omega} \times \vec{r}_g)$ – доцентрове прискорення; $\vec{v}_z = \vec{\varepsilon} \times \vec{r}_g = \vec{i} \dot{V}_{X^g} + \vec{k} \dot{V}_{Z^g}$ –

горизонтальна складова відносного лінійного прискорення [16].

Якщо записати $\vec{g} = \vec{g}' - \vec{\omega}_{3.g} \times (\vec{\omega}_{3.g} \times \vec{r}_g)$, уявне прискорення визначимо так:

$$\vec{n}_g = \vec{a}_{a.g} - \vec{g}' = \dot{\vec{v}} + (2\vec{\omega}_{3.g} + \vec{\omega}_g^0) \times \vec{v} - \vec{g}, \quad (1.2)$$

де $\vec{v} = \dot{\vec{h}} + \vec{\omega}_{3.g} \times \vec{r}_g$ – відносна лінійна швидкість в базисі g відносно Землі; \vec{g}' – вектор прискорення гравітаційної сили тяжіння.

Вектор прискорення можна представити в проєкціях на осі різних систем координат (інерціальної (i), земної (e), географічної (g), зв'язаної (b)) за допомогою відповідних матриць переходу C_m^n , де m та n – символи систем координат.

1.2. Методи вимірювання прискорення

1.2.1. Класичний метод вимірювання прискорення

За класичним методом вимірювання середнє прискорення a_{cep} на короткому інтервалі часу Δt визначається через різницю миттєвих швидкостей наприкінці $V(t_i + \Delta t)$ та посередині $V(t_i + \Delta t/2)$ даного інтервалу часу [14]:

$$a_{cep} = \frac{\Delta V}{\Delta t/2} = \frac{V(t_i + \Delta t) - V(t_i + \Delta t/2)}{\Delta t/2} = \frac{X(t_i + \Delta t) - 2X(t_i + \Delta t/2) + X(t_i)}{(\Delta t/2)^2},$$

де $X(t_i)$, $X(t_i + \Delta t/2)$ та $X(t_i + \Delta t)$ – координати положення об'єкту на початку, посередині та наприкінці часового інтервалу.

При реалізації даного методу величина Δt може бути задана з високою точністю при використанні кварцової стабілізації частоти. Тому похибка визначення a_{cep} залежить від похибки визначення координат положення об'єкту. При представленні координат цифровим кодом величина a_{cep} буде визначатися як

$$a_{cep} = K \frac{N(t_i + \Delta t) - 2N(t_i + \Delta t/2) + N(t_i)}{(\Delta t/2)^2},$$

де $N(t_i + \Delta t)$ – цифровий код координати $X(t_i + \Delta t)$; $N(t_i)$ – цифровий код координати $X(t_i)$; K – коефіцієнт пропорційності.

Відносна похибка $\varepsilon_{a_{cep}}$ величини a_{cep} визначається співвідношенням [23]

$$\varepsilon_{a_{cep}} = \frac{\Delta_{a_{cep}}}{(a_{cep})_{\max}} = \frac{K \left[\Delta_{N(t_i + \Delta t)} - 2\Delta_{N(t_i + \Delta t/2)} + \Delta_{N(t_i)} \right]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t/2)^2},$$

де $\Delta_{a_{cep}}$ – абсолютна похибка величини a_{cep} ; $(a_{cep})_{\max}$ – максимальне значення величини a_{cep} ; $\Delta_{N(t_i + \Delta t)}$, $\Delta_{N(t_i + \Delta t/2)}$ та $\Delta_{N(t_i)}$ – похибки цифрових кодів координат положення наприкінці, посередині та на початку інтервалу Δt .

Зазвичай похибка $\Delta_{N(t_i)}$ є випадковою величиною, розподіленою за норма-

льним законом з середньоквадратичним відхиленням (СКВ) $\sigma[\Delta_{N(t_i)}]$, а відносна похибка $\varepsilon_{a_{cep}}$ визначення величини a_{cep} розглянутим способом має таке СКВ:

$$\sigma[\varepsilon_{a_{cep}}] = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t/2)^2}.$$

Розглянута похибка приводить до зменшення точності визначення координат і, як наслідок, прискорення й інших параметрів руху мобільного робота (МР).

1.2.2. Методи інерціальної навігації

Методи інерціальної навігації діляться на платформні (з стабілізованою платформою), та безплатформні (*Strapdown Inertial Navigation System*). Для розв'язання задачі оцінки параметрів руху використовують інерціальні вимірювальні прилади, до складу яких входять акселерометри, гіроскопи та магнітометри.

В платформних інерціальних навігаційних системах (ІНС) для приведення вимірювальних осей акселерометрів до площини горизонту та орієнтації їх в азимуті використовуються гіростабілізовані платформи, що механічно розв'язують платформу від кутових переміщень об'єкту (для стабілізації платформи використовуються гіроскопи). Інерціальні методи з використанням гіростабілізованої платформи діляться на *метод обчислення географічних координат* (перетворення лінійних прискорень за осями нормальної системи координат в географічні координати місцезнаходження об'єкту), *напіваналітичний метод* (поворот платформи з кутовою швидкістю, що відповідає величині горизонтальної складової швидкості МР, отриманої при інтегруванні прискорення; перехід до нового положення рівноваги відбувається без коливань при періоді власних коливань системи “платформа – акселерометр – зворотний зв'язок” 84.4 хв. (періоді Шулера)) та *геометричний метод* (гіростабілізована платформа нерухома відносно інерціального простору, а акселерометр встановлений на площині визначника вертикалі, який моделює дійсну вертикаль або площину горизонту) [15]. Однак гіростабілізована платформа є прецизійним електромеханічним пристроєм, тому має великі споживану потужність, габарити та масу, складна при монтажі та дорога.

В безплатформних ІНС (БІНС) акселерометри та гіроскопи розміщені без-

посередньо на борту МР, а функції гіростабілізованої платформи виконують бортові обчислювачі. Гіроскопи призначені для визначення кутів орієнтації МР відносно інерціальної системи відліку, а акселерометри вимірюють прискорення об'єкту за осями декартової системи координат. Тому, використовуючи гіроскоп, визначають поворот МР відносно вертикалі, а за результатами інтегрування виміряних значень прискорення визначають швидкість та пройдену дистанцію [23].

Гіроскопи і акселерометри, жорстко встановлені на борту МР, повинні мати задану точність в широкому діапазоні кутових швидкостей і прискорень та функціонувати за умов вібрацій і ударів. Кількість сенсорів має бути достатньою для отримання інформації про вектори уявного прискорення і абсолютної кутової швидкості МР. Залежно від складу інерціальних сенсорів БІНС реалізуються з використанням таких приладів: давачів кутової швидкості (ДКШ) і акселерометрів, тільки акселерометрів, акселерометрів і некерованих гіроскопів [13].

Різновидом методу інерціальної навігації є метод вимірювання параметрів руху за зіткненнями з нерівностями траси, згідно з яким акселерометр визначає інтервали часу між зіткненнями з нерівностями траси передніх і задніх коліс (на ділянках лінійного руху МР) [70]. На локальних ділянках траси або дороги завжди присутні нерівності, які переводяться в удари і поштовхи коліс МР, що детектуються акселерометром. Для МР з фіксованою колісною базою і вимірюваним інтервалом зіткнень з нерівностями дороги прискорення a визначається як

$$a = \frac{L_{KB}}{\Delta t_y^2},$$

де L_{KB} – колісна база; Δt_y – інтервал часу між ударами передньої і задньої осі.

Проблемою при реєстрації даних є необхідність розрізняти пару рознесених в часі піків прискорення від вібрацій осі приводу з урахуванням нерівностей на різних ділянках траси, що вимагає наявності системи фільтрації.

Основними блоками, необхідними для побудови БІНС (рис. 1.2), є [15]:

- блок акселерометрів – для визначення проекцій вектора уявного прискорення n на осі зв'язаного тригранника;
- блок перерахунку – для перетворення проекцій вектора уявного прискорення

рення n на осі навігаційної (нормальної) системи координат (НСК);

- навігаційний алгоритм – для визначення координат МР і швидкостей, а також формування компонент вектора абсолютної кутової швидкості НСК ω_g ;

- блок гіроскопів – для визначення проєкцій вектора абсолютної кутової швидкості ω на ребра зв'язаного тригранника;

- алгоритм орієнтації – для розв'язання задачі орієнтації і формування матриці переходу C для блоку перерахунку (реалізується з використанням таких параметрів, як кути Ейлера-Крилова, напрямні косинуси, кватерніони та ін.).

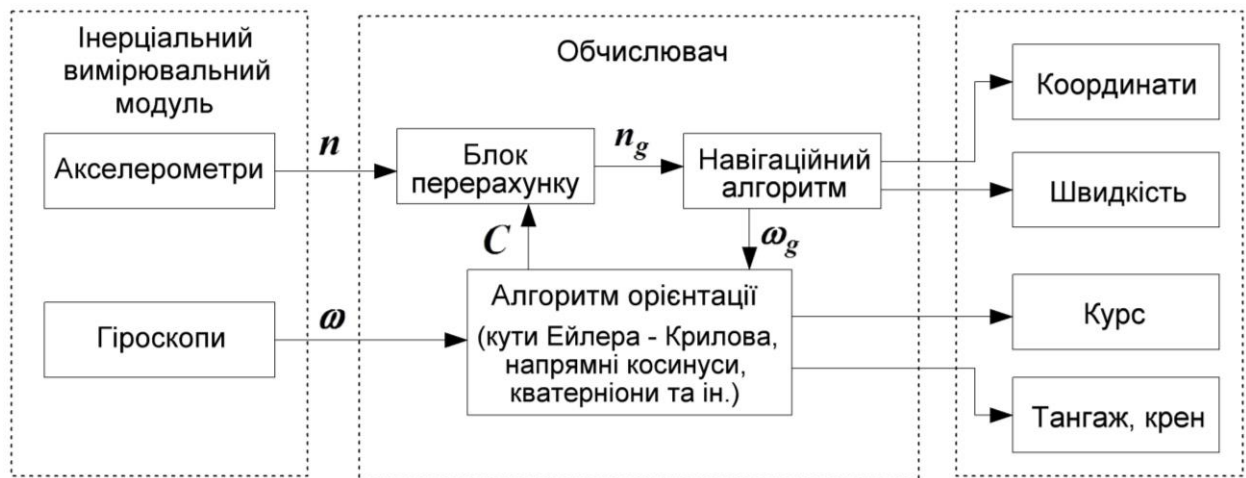


Рис. 1.2. Узагальнена функціональна схема БІНС

Використовуючи систему гіроскопів, теоретично можна отримати всі три кути відхилення (крену, тангажу та курсу). Для наземних МР найбільш цікавим є кут повороту навколо вертикальної осі (курсу або рискання). Однак при практичній реалізації з'ясовуються нюанси використання гіроскопів на МР [23].

1. На МР недоцільно встановлювати механічні гіроскопи через їх великі розміри. Тому використовуються мініатюрні гіроскопи, виконані у вигляді мікроелектромеханічних систем (МЕМС), у яких інформативним параметром є кутова швидкість, при цьому необхідно проводити інтегрування або просте сумування (для аналогового або дискретного вихідного сигналу). Тому оцінка повороту навколо осі є наближеною і залежить від частоти дискретизації сигналу [20]:

$$\alpha(t) = \int_0^t \omega(t) dt; \quad \alpha_{i+1} = \alpha_i + \omega_i \Delta t.$$

2. У гіроскопів наявний дрейф нуля, що приводить до зміни кута навіть в статичному положенні. Величина дрейфу залежить від типу гіроскопа, а діапазо-

ни накопиченої помилки для різних типів сенсорів наведені в [6].

3. Інтегрування і обробка даних сенсора з необхідною для достатньої точності частотою створює високе обчислювальне навантаження, для якого може виникнути потреба у виділенні окремого мікроконтролера.

Наявність в інерціальній системі акселерометрів дозволяє визначати величини лінійних прискорень МР. Чисельне інтегрування прискорення дозволяє перейти до швидкості, а повторне інтегрування – до переміщення протягом будь-якого інтервалу часу. Однак інтегрування приводить до накопичення помилки. Крім того, акселерометри чутливі до інтенсивних високочастотних завад, для боротьби з якими використовуються фільтри різних типів (фільтр Калмана, “альфа-бета” фільтр та ін.). Однак такі фільтри складні в реалізації, потребують підбору або розрахунку коефіцієнтів і ресурсоємні для реалізації на мікроконтролері.

1.2.3. Одометричні методи

Одометрія – використання даних про рух приводів для оцінки переміщення і не є методом визначення положення. Використовується в МР для підрахунку пройденої відстані. В типових схемах одометрії МР використовуються енкодери, які зчитують кут повороту коліс (рис. 1.3, а). При використанні в енкодерах коду Грея можна відслідковувати не тільки кут, але й напрямок обертання.

За результатами вимірювання кількості обертів приводного валу і валу рульового управління навігаційна система оцінює положення, напрямок, швидкість і прискорення МР. На рис. 1.3, б пояснюється вимірювання відстані одометром, згідно з яким кількість обертів перетворюється в лінійну зміну переміщення L :

$$L = \frac{\pi D N_E}{N_C},$$

де D – діаметр колеса робота; N_E – виміряна кількість імпульсів сенсора; N_C – кількість імпульсів сенсора на оберт колеса.

При реалізації мобільної платформи з двома незалежними двигунами (рис. 1.3, в) для оцінки положення використовують такі співвідношення [23]:

$$C(t_1) = C(t_0) + \frac{D_R - D_L}{W} [\text{рад}]; \quad D(t_0, t_1) = \frac{D_R + D_L}{2}, \quad (1.3)$$

де $C(t_0)$ – кутове положення МР в момент часу t_0 ; D_R та D_L – переміщення від-

повідно правого та лівого коліс робота; W – ширина робота; $D(t_0, t_1)$ – переміщення МР за інтервал часу $[t_0, t_1]$; $\theta = (D_R - D_L)/W$ – миттєвий кут повороту МР.

Криволінійну траєкторію руху можна розділити на лінійні ділянки, для яких справедливими є формули (1.3), та визначити декартові координати МР:

$$\begin{aligned} X(t_1) &= X(t_0) + D(t_0, t_1) \cdot \cos(C(t_1)); \\ Y(t_1) &= Y(t_0) + D(t_0, t_1) \cdot \sin(C(t_1)). \end{aligned}$$

Зв'язок між початковою P_0 і кінцевою P_1 позиціями МР задається так [23]:

$$\vec{P}_0 = \begin{bmatrix} X(t_0) \\ Y(t_0) \\ C(t_0) \end{bmatrix}; \quad \vec{P}_1 = \begin{bmatrix} X(t_1) \\ Y(t_1) \\ C(t_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(t_0) \\ Y(t_0) \\ C(t_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D(t_0, t_1) \cdot \cos(C(t_0) + \theta) \\ D(t_0, t_1) \cdot \sin(C(t_0) + \theta) \\ \theta \end{bmatrix}.$$

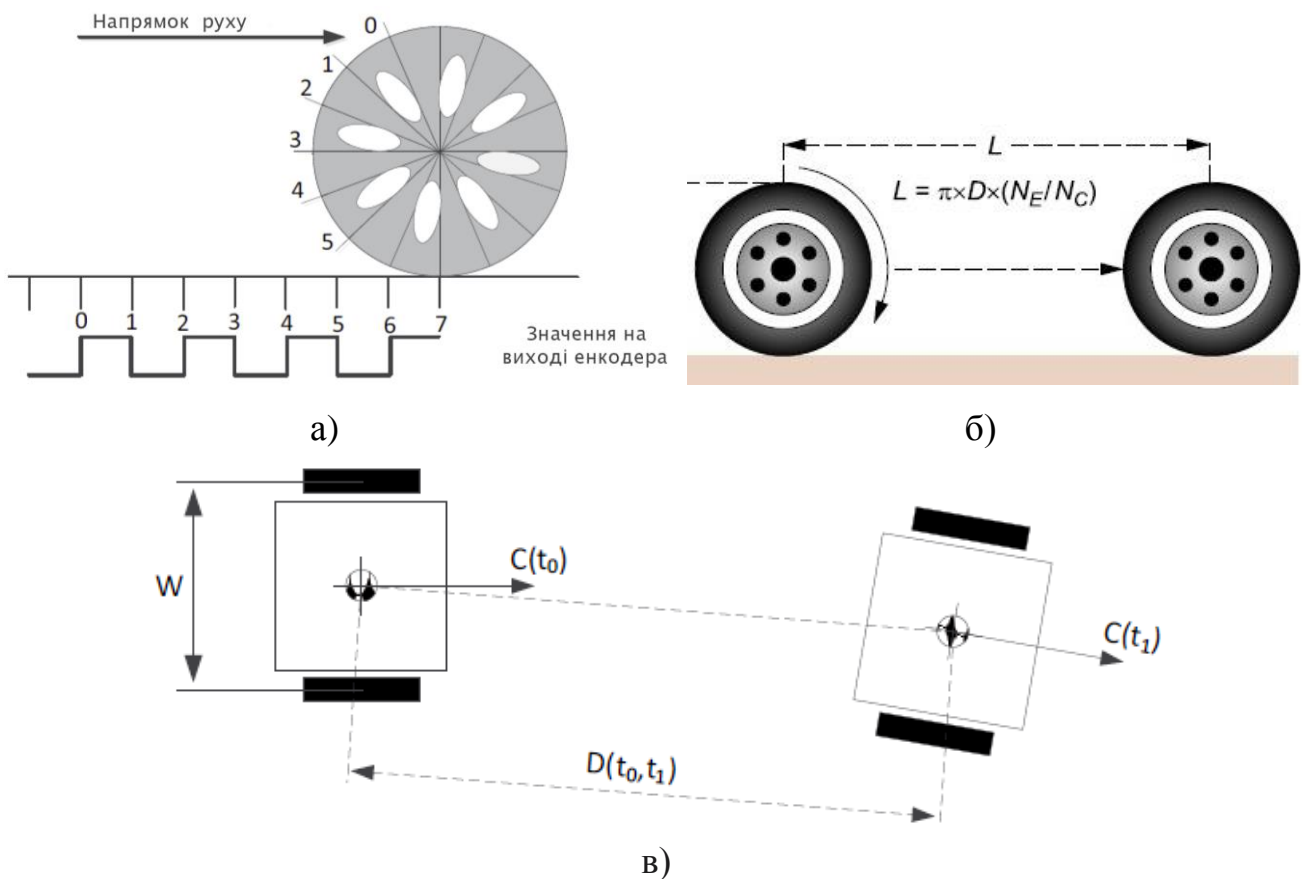


Рис. 1.3 До вимірювання параметрів руху одомером: а) – принцип роботи енкодера; б) – вимірювання відстані одомером; в) – оцінка переміщення платформи з диференціальним приводом

Такий підхід характеризується простотою реалізації (функція вимірювання безпосередньо пов'язана з системами приводу і управління), низькими вимогами до обчислювальних пристроїв та дешевизною, однак має ряд недоліків [20]:

- неможливість врахування “просковзування” або “заклинювання” коліс;
- недостатня точність, пов’язана з похибками вимірювання діаметрів коліс та їх різними розмірами (геометрія шини залежить від стану протектора, тиску в шині, температури і ваги колеса, які можуть змінюватися з часом навіть в номінальних умовах експлуатації), а також низькою роздільною здатністю енкодерів;
- потребує високої частоти обробки даних для відстеження мінімальних відмінностей у переміщенні коліс (особливо важливо при переміщенні МР за S-подібними траєкторіями при об’їзді перешкод);
- може використовуватися для обчислення положення МР відносно початкової точки, однак не дає інформації про положення робота у просторі відносно інших об’єктів (стін, дверей, дерев, парканів, будівель);
- нереалізованість методу для літальних, плаваючих та крокуючих МР.

Зазначені недоліки приводять до вимушеної необхідності вводити для таких вимірювальних систем “опорні точки”, в яких враховують або компенсують накопичені похибки. Однак такий підхід реалізується тільки для позиціонування на заздалегідь відомій території. Тому одометрія є недорогим методом забезпечення достатньої короткотривалої точності при високій частоті дискретизації. Однак необхідно враховувати, що накопичення похибки приводить до збільшення похибки орієнтації, яка збільшується пропорційно переміщенню МР.

При переміщенні МР по нерівній поверхні, особливо для крокуючих роботів, використовується візуальна одометрія – процес отримання одометричної інформації при використанні послідовності зображень з камер МР [20]. Вона дозволяє покращити навігаційну точність незалежно від способу переміщення та для більшості типів поверхні (за виключенням водних), однак має такі недоліки:

- алгоритм практично не працює з однотипними зображеннями;
- необхідність високої швидкості захоплення зображення (при використанні систем з частотою отримання кадрів порядку десятків кГц);
- високе обчислювальне навантаження та висока вартість камер.

1.2.4. Локаційні методи

За діапазоном частот використовуваних зондувальних сигналів діляться на

ультразвукові ((30÷100) кГц), радарні ((18÷110) ГГц) та оптичні ((10^{13} ÷ 10^{14}) Гц).

Ультразвукові методи основанийі на вимірюванні часової затримки відбитих від перешкоди або іншого об'єкту ультразвукових коливань. Основним вимірюваним параметром є дальність до перешкоди, а швидкість та прискорення розраховуються за результатами декількох вимірювань відстані за інтервал часу.

Система ультразвукового зору МР (спрощено – ультразвуковий далекомір) складається з двох частин: сенсорного вузла, який є класичним імпульсним локатором і виконує вимірювання дальності, та приймального вузла, який отримує інформацію від сенсорного вузла і проводить обчислення параметрів руху.

Відстань до об'єкту L визначається за співвідношенням

$$L = 0.5V_3T_{\text{лп}}N, \quad (1.4)$$

де N та $T_{\text{лп}}$ – кількість та період лічильних імпульсів; V_3 – швидкість ультразвуку в повітрі, яка суттєво залежить від температури та меншою мірою від атмосферного тиску, вологості та швидкості вітру на відкритих ділянках траси.

За законами класичної аеродинаміки швидкість звуку в повітрі визначають за формулою $V_3 = 20.046 \cdot \sqrt{T}$, де T – абсолютна температура (К), або за емпіричним співвідношенням $V_3 = 331.4 + 0.6 t^\circ$ [10]. Однак останній вираз використовується в діапазоні температур (-100...+200) °С і не враховує інших кліматичних факторів, крім температури, а діапазон робочих температур навігаційної апаратури МР в більшості практичних випадків не перевищує (-30...+80) °С, що приводить до необхідності уточнення зазначених співвідношень [23].

Оптичні або лідарні методи вимірювання параметрів руху в мобільній робототехніці реалізуються при використанні в навігаційній системі МР лідара.

Лідар (*Light Identification Detection and Ranging* – світлове виявлення та визначення дальності) – технологія отримання та обробки інформації про віддалені об'єкти за допомогою активних оптичних систем, які використовують явища відбиття світла та його розсіювання в прозорих та напівпрозорих середовищах. Лідар (або лазерний радар) як прилад є як мінімум активним далекоміром оптичного діапазону. Скануючі лідари в системах машинного зору формують дво- або тримірну картину навколишнього простору, а “атмосферні” або доплерівські лі-

дари визначають напрямок і швидкість переміщення, а також прискорення. Однак вони мають невисоку надійність при визначенні параметрів руху об'єктів, тому що відбиття від похилих площин складної форми «заплутують» лідар.

Лідар кругового огляду безпілотного транспортного засобу розробки Університету бундесверу в Мюнхені має кутову роздільну здатність $0,01^\circ$ при динамічному діапазоні оптичного приймача $1:10^6$, що відповідає ефективному радіусу огляду 120 м, а для досягнення прийнятної швидкості сканування використовує пучок з 64 розбіжних лазерних променів (один повний «кадр» вимагає одного обороту дзеркала [71]). Використовується разом з спрямованою мультифокальною камерою огляду та БНС. Крім того, лідар є одним з основних компонентів навігаційної системи безпілотних автомобілів *GoogleCar* та *Tesla*.

Системи машинного зору ближнього радіусу дії для роботів, основані на скануючому лідарі IBM, формують циліндричну розгортку з кутом охоплення горизонту 360° і вертикальним кутом зору до $(-30\dots+30)^\circ$. Відстань до цілей (при носійній 10 МГц – не більше 15 м) пропорційна зсуву фаз між опорним генератором, модулюючим джерело світла, та відбитим сигналом. Лідар IBM має високу кутову роздільну здатність, на практиці обмежену тільки швидкістю процесора, що обробляє тривимірну «картинку» лідара, та системи автоматичного регулювання рівня сигналу на виході приймача [35].

Перевагами лідара є малі розміри, великий кут огляду (до 360°), значний радіус дії до 250 м, невисока вартість та безпечність для ока людини, а недоліками – чутливість до зміни рельєфу місцевості та зменшення ефективності при погіршенні погодних умов (дощ, сніг, туман) і при забрудненні сенсора [23].

Радарні методи основані на використанні радара або радіолокаційної станції (від *Radio Detection and Ranging* – радіовиявлення і вимірювання дальності) – системи для виявлення рухомих об'єктів, а також для визначення дальності до них, їх швидкості, прискорення та геометричних параметрів. За принципом дії радари діляться на первинні або пасивні, вторинні або активні та комбіновані.

Пасивний радар використовується для виявлення рухомих об'єктів при опроміненні їх радіосигналом та наступним прийомом відбитого сигналу. Оскільки швидкість радіосигналів (швидкість світла) є сталою, то відстань до об'єкта виз-

начають за результатами вимірювань різних параметрів відбитого сигналу.

Відмінності в принципі дії радарів основані на різних методах формування випроміненого та обробки відбитого сигналу. При частотному методі випромінюється неперервний сигнал, частота якого за період змінюється за лінійним законом від f_1 до f_2 , а час запізнення визначається за різкою зміною частоти різницевого сигналу. Перевагами такого методу є можливість вимірювання малих відстаней і використання малопотужного передавача, а недоліками – необхідність використання двох антен, високі вимоги до лінійності зміни частоти та погіршення чутливості приймача внаслідок потрапляння через антену в приймальний тракт випромінення передавача, інтенсивність якого є випадковою величиною.

Фазовий (когерентний) метод оснований на виділенні та аналізі різниці фаз між випроміненим та відбитим від об'єкта сигналом, яка виникає за рахунок ефекту Доплера при відбитті сигналу від рухомого об'єкта. Передавач може працювати як в неперервному, так і в імпульсному режимі. Даний метод дозволяє виявляти тільки рухомі об'єкти, що виключає завади від нерухомих об'єктів, розташованих між приймачем та об'єктом (або за ним). Недоліками методу є погіршення чутливості приймача та низька роздільна здатність за дальністю [23].

Імпульсний метод використовується в радарях при випроміненні коротких імпульсних сигналів тривалістю $(1\div 10)$ мкс та шпаруватістю $10^3\div 10^4$, величина якої залежить від максимальної дальності виявлення, потужності передавача, коефіцієнта спрямованої дії антени та чутливості приймача. Перевагами такого методу є можливість побудови радара з однією антеною і можливість вимірювання дальності до декількох об'єктів, а недоліками – необхідність генерування великих імпульсних потужностей передавача та порівняно велика мертва зона.

Для виключення пасивних завад в імпульсних радарях використовується селекція рухомих цілей (СРЦ), при якій порівнюються відбиті сигнали як мінімум від двох випромінених імпульсів. Недоліком, який не виключається СРЦ при постійній частоті імпульсів, є неможливість виявлення об'єктів зі специфічними швидкостями, що відповідають зміні фаз на $2\pi n$. Для виключення цього недоліку радар випромінює імпульси з різними частотами повторення.

В імпульсно-доплерівських радарях, на відміну від радарів з СРЦ, прийня-

тий сигнал з інформацією про об'єкти та завади подається на вхід блоку фільтрів Доплера, кожний з яких пропускає сигнал визначеної частоти та обчислює похідну від сигналу. Такі радары можуть знаходити об'єкти із заданими швидкостями та реалізуються як апаратно, так і програмно. Сучасні радары реалізуються в основному програмно, тому що мають ряд переваг: можливість вибору алгоритму, зміни його параметрів, а також додавання алгоритмів при зміні прошивки [23].

Вторинні радары використовуються для впізнання об'єктів, а їх особливістю є використання активного відповідача на об'єкті для визначення його положення і параметрів руху. Їх перевагами є більші точність та дальність виявлення, наявність додаткової інформації про об'єкт і менша потужність випромінювання.

Радары працюють в діапазонах К (18÷27) ГГц та W (75÷110) ГГц (за класифікацією IEEE/ITU). Використання радарних сенсорів в мобільній робототехніці є доцільним при повному тумані, інтенсивному дощу або снігопаді, сильному задимленні атмосфери або при сліпучому світлі. Порівняння ефективності використання різних методів вимірювання за різних погодних умов наведено в таблиці 1.1, що підтверджує всепогодну ефективність радарних методів [23].

Таблиця 1.1

Ефективність локаційних методів за різних погодних умов

Погодні умови	Радарні методи	Візуальна одометрія	Ультразвукові методи	Оптичні методи
Денне світло	+	+	+	+
Сліпуче світло	+	+/-	+	+/-
Темнота	+	-	+	+
Бруд і сльота	+	+/-	-	+/-
Дощ, сніг, мокрий сніг	+	+/-	-	-

1.2.5. Радіонавігаційні методи

Згідно даних методів відстеження переміщення та оцінка параметрів руху об'єктів проводиться супутниковими радіонавігаційними системами (СРНС) типу GPS або GLONASS. GPS – супутникова система навігації, що забезпечує ви-

мірювання відстані, швидкості, часу і визначення місцезнаходження [33, 47]. Дозволяє в будь-якому місці Землі визначати координати та швидкість об'єктів. Система розроблена, реалізована та експлуатується Міністерством оборони США.

Глобальна навігаційна супутникова система (ГЛОНАСС, GLONASS) – радянська та згодом російська супутникова система навігації, розроблена на замовлення Міністерства оборони СРСР і є основною альтернативою GPS [11, 17].

Основним принципом використання СРНС є формування оцінок координат, складових швидкості і прискорення МР та поточного часу в результаті обробки радіосигналів, прийнятих від навігаційних супутників (НС). Відстань (дальність) обчислюється за часовою затримкою поширення сигналу між моментами випромінювання його супутником та приймання антеною GPS-приймача [19].

Найбільш простий **дальномірний метод** при радіонавігаційних вимірюваннях [1, 18] оснований на вимірюванні дальності D_i між i -м НС та МР. Навігаційним параметром є дальність D_i , а поверхнею положення – сфера з радіусом D_i та центром, розташованим в центрі мас i -го НС. Рівняння сфери має вигляд

$$D_{i(1)} = \sqrt{(X_{ef.i} - X)^2 + (Y_{ef.i} - Y)^2 + (Z_{ef.i} - Z)^2}, \quad (1.5)$$

де $X_{ef.i}$, $Y_{ef.i}$, $Z_{ef.i}$ – відомі на час вимірювання координати i -го НС (з врахуванням його переміщення за час поширення сигналу); X , Y , Z – координати МР.

Координати МР визначаються координатами точок перетину трьох поверхонь положення (трьох сфер), тобто для реалізації даного методу необхідно виміряти дальність за (1.5) для трьох НС, а навігаційна функція є системою з трьох рівнянь виду (1.5). Така система рівнянь є нелінійною, тому виникає проблема неоднозначності визначення координат МР, яка виключається за допомогою додаткової інформації (орієнтовні координати МР, його радіальна швидкість та ін.).

В СРНС внаслідок великого розкиду передавальної та приймальної позицій фіксація моментів випромінювання та приймання сигналу не може проводитися в одній шкалі часу, тому що випромінювання сигналу з борту НС визначається за бортовою шкалою часу (БШЧ) $t_{\text{випр}}^{\text{БШЧ}}$, а час приймання сигналу – за шкалою часу мобільного робота ШЧМР) $t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}}$, тобто розв'язується задача визначення трива-

лості між моментами часу, заданими в різних шкалах (псевдозатримки). Якщо $T_{np}(t_{np}^{ШЧМР})$ – значення часу за ШЧМР в момент часу $t_{np}^{ШЧМР}$, а $T_{вunp}(t_{вunp}^{БШЧ})$ – значення часу за БШЧ в момент часу $t_{вunp}^{БШЧ}$, то значення псевдозатримки та відповідної їй псевдодальності [17], зв'язані через швидкість світла c , визначаються як

$$\hat{t}(t_{np}^{ШЧМР}) = T_{np}(t_{np}^{ШЧМР}) - T_{вunp}(t_{вunp}^{БШЧ}), \quad \hat{D}(t_{np}^{ШЧМР}) = c \hat{t}(t_{np}^{ШЧМР}), \quad \hat{D} = c \hat{t}. \quad (1.6)$$

Тому що шкали $t^{БШЧ}$ та $t^{ШЧМР}$ відрізняються, відмінність їх характеристик приводить до виникнення похибки $T'(t_{np}) = T_{ШЧМР}(t_{вunp}) - T_{БШЧ}(t_{вunp})$ [23]:

$$\hat{t}(t_{np}) = T_{ШЧМР}(t_{np}) - T_{ШЧМР}(t_{вunp}) - T'(t_{np}) = \tau_{\partial}(t_{np}) - T'(t_{np}), \quad (1.7)$$

де $\tau_{\partial}(t_{np})$ – дійсне значення оцінки затримки (визначається за одною з шкал часу).

Якщо БШЧ для всіх НС ідентичні (при взаємній синхронізації цих шкал та корекції показів часу за ними), то з врахуванням (1.6) та (1.7) формулу для визначення псевдодальності $\hat{D}(t_{np}^{ШЧМР})$ відносно i -го НС, яка є основою **псевдодальномірного методу** визначення координат МР, записують так [27]:

$$\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) = \hat{D}_{i, \text{дiйсн}}(t_{np}^{ШЧМР}) + D' = D' + \sqrt{\left(X_i(t_{вunp}^{БШЧi}) - X(t_{np}^{ШЧМР})\right)^2 + \left(Y_i(t_{вunp}^{БШЧi}) - Y(t_{np}^{ШЧМР})\right)^2 + \left(Z_i(t_{вunp}^{БШЧi}) - Z(t_{np}^{ШЧМР})\right)^2}, \quad (1.8)$$

де $D' = cT'(t_{np}^{ШЧМР})$, а отримане співвідношення відрізняється від (1.5) наявністю параметра D' і різними моментами часу визначення координат МР та НС.

Навігаційним параметром псевдодальномірного методу є \hat{D}_i . Вимірювання псевдодальностей до трьох НС приводить до системи трьох рівнянь з чотирма невідомими: X, Y, Z, D' , а для виключення невизначеності проводять додаткове вимірювання псевдодальності до четвертого НС. Даний метод не накладає жорстких обмежень на значення $D' = ct'$, пропорційного зміщенню ШЧМР, і дозволяє одночасно з визначенням місцезнаходження обчислювати зсув шкали часу МР.

Необхідність знаходження у зоні видимості чотирьох НС ставить жорсткі вимоги до структури мережі НС, які виконуються тільки для середньоорбітальних СРНС. Для низькоорбітальних СРНС параметри групування НС (кількість супутників та їх розташування) зазвичай забезпечують періодичну видимість в

зоні МР максимум двох НС, тому визначення координат відбувається не в реальному часі, а після проведення послідовних вимірювань за сигналами одного НС.

Різницево-дальномірний і псевдорізницево-дальномірний методи основані на вимірюванні різниці дальності або псевдодальності від МР до декількох НС [17]. При використанні дальностей (1.5) в **різницево-дальномірному методі** формуються три різниці $\Delta D_{ij} = D_i - D_j$ до трьох НС (навігаційні параметри).

За (1.8) (**псевдорізницево-дальномірний метод**) також формуються три різниці $\Delta D_{ij}(t_{np}^{ШЧМР}) = \hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР}) - \hat{D}_j(t_{np}^{ШЧМР})$, для яких псевдодальності $\hat{D}_i(t_{np}^{ШЧМР})$ та $\hat{D}_j(t_{np}^{ШЧМР})$ визначаються в приймачі в один момент часу $t_{np}^{ШЧМР}$, однак моменти випромінювання $t_{\epsilon unp}^{ШЧМРi}$ та $t_{\epsilon unp}^{ШЧМРj}$ сигналів для різних НС не однакові [23].

Точність визначення координат МР псевдорізницево-дальномірним та псевдодальномірним методами однакова. Недоліком псевдорізницево-дальномірного методу є неможливість вимірювання зміщення D' і зміщення шкали часу МР.

Радіально-швидкісний (доплерівський) метод призначений для визначення складових вектора швидкості МР і оснований на вимірюванні доплерівських зсувів частот сигналів від трьох НС: $f_{D.i} = \frac{\dot{D}_i}{\lambda_i}$, $i = \overline{1, 3}$, де λ_i – довжина хвилі носійної i -го радіосигналу; \dot{D}_i – радіальна швидкість зближення МР та i -го НС.

В механіці радіальну швидкість визначають як похідну від (1.5) за часом:

$$\dot{D}_i = \frac{(x_i - x)(\dot{x}_i - \dot{x}) + (y_i - y)(\dot{y}_i - \dot{y}) + (z_i - z)(\dot{z}_i - \dot{z})}{D_i} = C_i^T (V_i - V), \quad (1.9)$$

де $V_i = |\dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i|^T$ – вектор швидкості i -го НС; $V = |\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}|^T$ – вектор швидкості

МР; $C_i = \left| \frac{x_i - x}{D_i}, \frac{y_i - y}{D_i}, \frac{z_i - z}{D_i} \right|^T$ – вектор напрямних косинусів, що характеризує напрямок на i -ий НС з місця розташування МР.

При відомих векторах $C_i, V_i, i = \overline{1, 3}$ і трьох вимірюваннях \dot{D}_i з (1.9) однозначно визначається вектор швидкості МР V . Вектор напрямних косинусів можна визначити за дальномірними вимірюваннями (1.5). Інший підхід оснований на

вимірюванні радіальних швидкостей \dot{D}_i на інтервалі часу Δt та їх інтегруванні:

$$N_i(t) = \int_t^{t+\Delta t} \dot{D}_i(t) dt = D_i(t + \Delta t) - D_i(t). \quad (1.10)$$

В результаті визначаються «нові еквівалентні вимірювання» $N_i(t)$, що відповідають різницево-дальномірному методу, однак при цьому різниці дальностей формуються за вимірюваннями дальностей для одного НС для різних моментів часу. В цьому випадку отримують співвідношення, аналогічне (1.9):

$$\dot{D}_i(t_2) = C_i^T(t_2)[V_i(t_1) - V(t_2)]; \quad (1.11)$$

$$C_i^T(t_2) = \left| \frac{x_i(t_1) - x(t_2)}{D_i(t_2)}, \frac{y_i(t_1) - y(t_2)}{D_i(t_2)}, \frac{z_i(t_1) - z(t_2)}{D_i(t_2)} \right|^T. \quad (1.12)$$

Радіальній швидкості зближення відповідає доплерівський зсув частоти прийнятого сигналу відносно номінального значення f_i частоти носійної [23]:

$$f_{Д.і}(t_2) = -\frac{\dot{D}_i(t_2)}{\lambda_i} = -\frac{C_i^T(t_2)[V_i(t_1) - V(t_2)]}{\lambda_i}. \quad (1.13)$$

Як і в різницево-дальномірному та псевдорізницево-дальномірному методах, в точці випромінювання використовується БШЧ $(t_{\text{випр}}^{\text{БШЧ}i})$ i -го НС, в точці прийому сигналу – ШЧМР $(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})$, псевдодальність $\hat{D}_i(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})$ визначається за (1.8), а співвідношення для псевдошвидкості можна записати як

$$\dot{\hat{D}}_i(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}}) = C_i^T(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})[V_i(t_{\text{випр}}^{\text{БШЧ}i}) - V(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})] + V'(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}}). \quad (1.14)$$

Параметр $\dot{\hat{D}}_i(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}}) = \hat{V}_i(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})$ є псевдошвидкістю, а відповідна їй величина $\hat{f}_{Д.і} = \lambda_i^{-1} \hat{V}_i(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})$ – псевдодоплерівським зсувом частоти, визначення якої приводить до **псевдорадіально-швидкісного (псевдодоплерівського) методу**.

В роботі [27] показано, що

$$\hat{f}_{Д.і}(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}}) = f_i^{\text{БШЧ}} \frac{d \hat{\tau}(t_{\text{пр}}^{\text{ШЧМР}})}{dt^{\text{ШЧМР}}}, \quad (1.15)$$

де $f_i^{\text{БШЧ}}$ – номінальне значення частоти носійної i -го НС в його шкалі часу.

При інтегруванні (1.14) на інтервалі Δt отримуємо різницю псевдодальностей для двох моментів часу. Якщо при цьому знехтувати зміною зміщення D' ,

то отриманий результат буде аналогічним різницево-дальномірному методу.

При **різницево-радіально-швидкісному методі** визначають три різниці $\Delta\dot{D}_{ij} = \dot{D}_i - \dot{D}_j$ двох радіальних швидкостей НС. Враховуючи (1.9), маємо [23]:

$$\Delta\dot{D}_i = C_i^T (V_i - V) - C_j^T (V_j - V). \quad (1.16)$$

Різниці можна обчислювати відносно одного або різних НС, а при обчисленні використовувати псевдошвидкості \dot{D}_i (при відніманні компенсується невідоме зміщення \dot{D}_i' якщо вважати, що воно однакове для різних НС). Точність визначення складових вектора швидкості в різницево-радіально-швидкісному методі буде такою самою, як і в псевдорадіально-швидкісному методі. Перевагою методу є його нечутливість до нестабільності еталонів частоти й інших випадкових зсувів, а недоліком – неможливість оцінки нестабільності еталонів частоти.

Комбіновані методи, крім СРНС, використовують додаткові вимірювачі МР. Так, в дальномірному методі при наявності у МР висотоміра H замість вимірювання трьох дальностей до НС вимірюють дві, а навігаційна функція включає два рівняння типу (1.5) та рівняння вимірювання висоти (R_3 – радіус Землі):

$$(R_3 + H)^2 = x^2 + y^2 + z^2. \quad (1.17)$$

Інший варіант використання комбінованих методів полягає в заміні сукупності одночасних вимірювань на комбінацію одночасних та послідовних вимірювань або на сукупність тільки послідовних вимірювань (для псевдодальномірного методу заміна одночасних вимірювань за чотирма НС на два послідовних вимірювання за двома НС або чотири послідовних вимірювання за одним НС).

1.2.6. Метод парціальних прискорень

Даний метод оснований на динамічному аналізі швидкісних властивостей МР при заміні змішаної векторної суми сил і прискорень в рівняннях динаміки на однорідну векторну суму прискорень, що спрощує як логіку алгоритмізації обробки експериментальних даних, так і її програмно-апаратну реалізацію [2].

Запропонований в [4] метод парціальних прискорень, за аналогією до принципу Даламбера, полягає у приведенні рівнянь динаміки до рівнянь кінема-

тики, а не до рівнянь статички. Тому такий принцип автори називають принципом кінетодинаміки на відміну від традиційного принципу кінетостатички Даламбера.

Рівняння динаміки для матеріальної точки механічної системи має вигляд

$$m_n \dot{v}_n = F_n^e + F_n^i, \quad (1.18)$$

де F_n^e та F_n^i – відповідно сума зовнішніх та внутрішніх сил (до яких входять як активні сили, так і сили реакції), що діє на n -ну точку.

Розділивши обидві частини рівняння (1.18) на масу точки m_n , отримаємо

$$\dot{v}_n = \frac{F_n^e}{m_n} + \frac{F_n^i}{m_n} = \dot{v}_n^e + \dot{v}_n^i. \quad (1.19)$$

Дроби в рівнянні (1.19) є парціальними прискореннями n -ої точки механічної системи у випадку, якщо на точку діяла б тільки одна з розглянутих сил, і є проявом принципу суперпозиції в механіці. Рівняння (1.18) і (1.19) складені для колінеарної системи векторів. Для просторової системи (1.19) набуває вигляду

$$\vec{\dot{v}}_n = \vec{\dot{v}}_n^e + \vec{\dot{v}}_n^i = \vec{i}(x_n^e + x_n^i) + \vec{j}(y_n^e + y_n^i) + \vec{k}(z_n^e + z_n^i), \quad (1.20)$$

де $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – основні вектори або орти; $x_n^e, y_n^e, z_n^e, x_n^i, y_n^i, z_n^i$ – модулі проекцій векторів парціальних прискорень на координатні осі.

Таким чином, знаючи величину сили в (1.19), можна через масу об'єкту m_n визначити невідомі парціальні прискорення (або навпаки) [23].

1.2.7. Інтегровані методи

Задачею комплексної обробки навігаційної інформації є сумісна обробка даних навігаційних вимірювань для визначення основних навігаційних параметрів МР з максимально можливою точністю, яка залежить від якості сенсорів навігаційної інформації та алгоритмів обробки навігаційних сигналів. Відомо багато робіт [3, 6, 7, 28, 30, 40, 41, 53, 58], в яких розв'язуються задачі комплексування різнорідних даних та розглянуто різні системи комплексування, проводиться аналіз похибок навігаційних систем і адекватність реальним фізичним процесам.

Сучасні задачі керування складними навігаційними системами приводять до доцільності розробки та використання різних схем комплексної обробки різнорідних даних. Однак в літературі не в повній мірі розв'язані задачі комплексу-

вання даних, отриманих в різних системах координат (зв'язаній, географічній, полярній або сферичній) в режимі руху об'єктів з малими або нульовими швидкостями (в таких режимах потрібна найбільша точність), при цьому необхідно враховувати обчислювальну складність та надійність синтезованих алгоритмів [23].

Навігаційна система МР може бути реалізована на основі інтеграції ІНС на основі МЕМС інерціальних сенсорів та СРНС GPS або локаційних методів, при цьому реалізується варіант оцінювання похибок ІНС [6, 7, 40, 41, 58]. Тут на основі методів оптимальної лінійної стохастичної фільтрації забезпечується періодичне корегування розв'язку навігаційної задачі та списання похибок ІНС за дискретною інформацією з супутникової бортової апаратури. Однак втрата нелінійних взаємозв'язків внаслідок лінеаризації моделей первинних супутникових вимірювань та похибок більш грубих МЕМС сенсорів приводить до проблем зі збіжністю неперервно-дискретних фільтрів [6, 41]. Крім того, в роботах [3, 7, 28, 42, 44, 57] показано, що за умов погіршення якості супутникових вимірювань час встановлення оцінок може досягати десятків хвилин, що є неприпустимим для навігаційних систем МР, які функціонують в реальному часі.

В роботі [31] запропоновано інтегровану реалізацію з більш точним визначенням навігаційних параметрів наземних МР за умов «затіненого» неба, тривалим автономним (інерціальним) режимом роботи при збоях СРНС та достатньою завадостійкістю при порівняно низькій динамічній рухливості МР.

В будь-якому випадку оптимальне рішення для навігації полягає у використанні інтеграції одразу декількох систем, які доповнюють одна одну. Конкретна комбінація залежить від задач, покладених на МР, і наявних обмежень (точність, габаритні розміри, споживана потужність, вартість та ін.) [23].

На підставі проведеного аналізу на рис. 1.4 наведена класифікація методів вимірювання прискорення [22].

1.3. Акселерометри – принципи роботи, параметри, класифікація

Акселерометр є сенсором, який використовується для вимірювання прискорення або сили, викликаного прискоренням інерційної маси. Фізичною моделлю

акселерометра є сейсмічна (інерційна) маса, підвішена на закріпленій в нерухомому корпусі пружині (елементарною коливальною системою з одним ступенем свободи x в напрямку вимірювальної осі). При дії прискорювальної сили F інерційна маса m набуває прискорення a , тоді за другим законом Ньютона $F = ma$.



Рис. 1.4. Класифікація методів вимірювання прискорення

Сила пружності (жорсткості) пружини в цій моделі зрівноважує (демпфує) переміщення інерційної маси m відносно корпусу, тобто $F = kx$, де k – жорсткість пружини, x – переміщення маси m відносно вихідного положення. З останніх двох формул слідує, що $a = x \cdot \frac{k}{m}$, де $\frac{k}{m}$ – конструктивний параметр сенсора.

Відповідно до даної елементарної моделі однією з основних класифікаційних ознак акселерометрів є відмінність у способах отримання електричного сигналу при детектуванні руху інерційної маси [25].

1.3.1. Основні технічні параметри та характеристики акселерометрів

Акселерометри характеризуються більш ніж 40 параметрами і характеристиками, які використовуються для оцінки їх працездатності, точності та можли-

вості виконання конкретних вимірювальних задач. Технічні параметри та характеристики акселерометрів прийнято ділити на метрологічні і експлуатаційні [32].

Найбільш важливими метрологічними характеристиками акселерометрів є їх точнісні характеристики, коефіцієнти перетворення та впливу, а також частотні та часові характеристики. Основними експлуатаційними характеристиками є маса і габаритні розміри, спосіб кріплення на об'єкті та захищеність від впливу навколишнього середовища і джерел завад. Іноді можуть бути необхідними еквівалентна електрична ємність акселерометра, резонансні частоти незакріпленого акселерометра у повздовжньому і закріпленого у поперечному напрямках та ін.

Одним з основних параметрів, що є вирішальним фактором при виборі акселерометра для конкретної задачі, є діапазон вимірюваного прискорення. За цією ознакою виділяють акселерометри для детектування малих $\pm(1..20)g$ (*Low-g*) та $\pm(20..250)g$ і вище (*High-g*) прискорень. Інші класифікаційні ознаки характеризують кількість вимірювальних осей, тип виходу, частотний діапазон й ін. [23].

Важливим показником роботи акселерометра є часова стабільність його метрологічних характеристик і стабільність до впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів. В екстремальних умовах експлуатації акселерометрів можливі як оборотні, так і незворотні зміни їх коефіцієнтів перетворення та інших характеристик, що обмежує умови їх використання і є одним з найсуттєвішим їх недоліком.

За фізичною моделлю функціональне призначення акселерометра полягає в отриманні лінійної функції перетворення (залежності вихідної напруги U від прискорення a) переважно в аналоговому або ШІМ-форматі (рис. 1.5).

На рис. 1.5 введено такі позначення: a_{\min} , a_{\max} – границі діапазону зміни прискорення; $G_{\max} = a_{\min} + a_{\max}$ – максимальний діапазон; U_{High} , U_{Low} – обмежувальні рівні; U_{0q} – середньоквадратична напруга; уніполярна (1) та інвертована уніполярна (2) характеристики; t_{\min} , $t_{50\%}$, t_{\max} – тривалості імпульсів (t_{\min} – мінімальна тривалість при a_{\min} (мінімальний робочий цикл), $t_{50\%}$ – тривалість імпульсу, що відповідає 50%-му робочому циклу при $a = 0$, $t_{\max} = T_{ШИМ} - t_{\min}$ – максимальна тривалість при a_{\max} (максимальний робочий цикл)); $T_{ШИМ}$ та $f_{ШИМ}$ – сталі значення періоду і частоти ШІМ-сигналу.

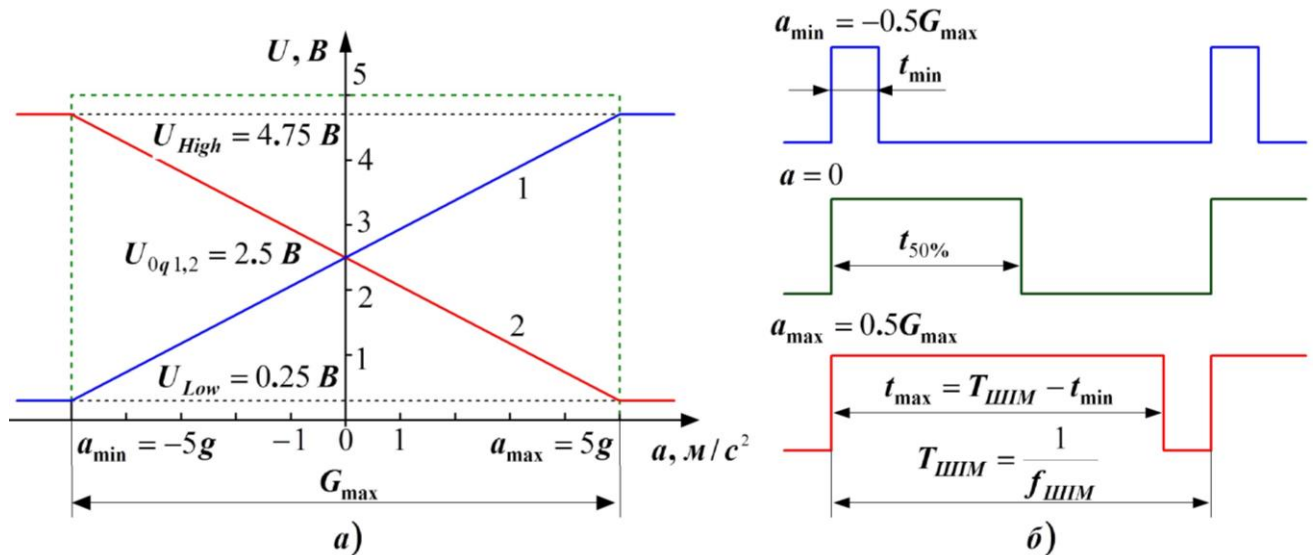


Рис. 1.5. Типові функції перетворення акселерометра:
аналогова або лінійна (а) та ШІМ (б)

Основні робочі характеристики акселерометра наведені в додатку В [23].

1.3.2. Огляд сучасного стану та класифікація акселерометрів

Відомі різні фізичні принципи та схеми детектування, які успішно використовуються для створення акселерометрів – п'єзоелектричні, п'єзорезистивні, ємнісні, електромагнітні, магнітні (ефект Холла, магніторезистори), резонансні та конвекційні (теплові акселерометри *Memsic*). Розроблено багато альтернативних технологій акселерометрів – індуктивні, магнітострикційні, пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), оптичні та тунельні [54, 64, 66, 68].

Традиційно системи керування МР діляться на одноточкові (*single-point system*), з розташуванням акселерометрів та інших сенсорів в одному місці всередині діагностичного модуля, та багатоточкові або мультисенсорні (*multi-point system*), тобто системи з дистанційним розташуванням декількох сенсорів. Сучасні системи керування МР переважно реалізуються за одноточковим виконанням, яке характеризується низькою ціною і високоточним детектуванням прискорень.

На даний час технологічний рівень МЕМС-акселерометрів значно виріс – нові компоненти вартістю (1...10)\$ при масовому виробництві характеризуються високим рівнем інтеграції, покращенням характеристик і додаванням нових функцій. Такі інтегральні акселерометри реалізуються при розташуванні на одному

кристалі триосьового сенсорного елементу та пристроїв обробки, що забезпечує виконання однією ІС з декількома зовнішніми дискретними компонентами функцій сенсора, електричної обробки сигналу, самотестування, калібрування і програмування (кошують такі ІС на порядок менше, ніж спеціалізовані пристрої).

Оптичні акселерометри є інтерферометричними МЕМС-сенсорами, принцип дії яких оснований на освітленні когерентними світловими хвилями від промислових лазерних діодів поверхневої кремнієвої структури та отриманні групи дифрагованих оптичних променів, що реєструються промисловими фотодетекторами [67]. Їх перевагою є розділова здатність порядку одиниць *мкг*.

Тунельні акселерометри є мініатюрними та високочутливими сенсорами з високою роздільною здатністю порядку 1 \AA , принцип дії яких оснований на електронному тунелюванні, розробленому для використання у тунельних мікроскопах. У таких сенсорах гострий металевий накінецьник розташований приблизно на 10 \AA вище металевої поверхні. При наявності постійної напруги зміщення між накінецьником та поверхнею протікає тунельний струм приблизно 1 нА . Невеликі зміни відстані між накінецьником і поверхнею порядку 1 \AA приводять до значних змін тунельного струму порядку $(10...50)\%$. Типовий тунельний акселерометр поєднує інерційну масу, консоль і схему зворотного зв'язку (сервоакселерометр).

В історії розвитку акселерометрів значну роль відіграли електромеханічні сенсори лінійного прискорення з металевою кулею в якості інерційної маси, що переміщується в трубчастій порожнині (*ball-in-tube sensor*) [45, 50, 61].

Найбільш поширеними є електромеханічні акселерометри двох типів:

– з кулею та магнітом зміщення: при значному уповільненні куля котиться вперед, долаючи утримуюче її магнітне поле, і замикає електричні контакти на другому кінці порожнини, активуючи електронну схему сенсора [39, 61];

– з кулею та пружинним контактним елементом для зміщення, який при значному уповільненні замикає другий контакт, який штовхається кулею, що за інерцією продовжує рухатися вперед, долаючи зміщення [60, 61].

Недоліком електромеханічних сенсорів є значні геометричні розміри, невисока технологічність складних конструкцій і відносно висока ціна. Однак електронні сенсори типу *ball-in-tube* характеризуються відносно низькочастотною ро-

бочою характеристикою (на відміну від п'єзоелектричних, п'єзорезистивних та ємнісних акселерометрів), тобто не потребують фільтрації вихідного сигналу.

На даний час провідні розробники сенсорів для мобільної робототехніки та машинобудування проектують сенсори на основі мікропереміщення мініатюрної кульки інерційної маси всередині інтегральної схеми, тому для даної галузі найбільш актуальними є п'єзоелектричні, п'єзорезистивні та ємнісні акселерометри.

Принцип дії *п'єзоелектричних* (ПЕ) акселерометрів оснований на прямому п'єзоелектричному ефекті. Залежно від конструкції та призначення сенсора для отримання при даній детектованій дії максимального заряду (рівня вихідного сигналу) сила F виконує стискання (розтягування), зсув або вигин п'єзоелементу [36, 69]. Типова чутливість ПЕ-акселерометра складає $(0.5 \div 1000) \text{ нКл/г}$.

Одними з найкращих матеріалів для ПЕ-сенсорних елементів є кристали кварцу, тому що працюють при температурах до 300°C , мають однорідну чутливість в широкому температурному діапазоні, високу міцність, лінійність ПЕ-ефекту, відсутність гістерезису при зовнішніх діях різного роду та високий вихідний опір порядку 10^{14} Ом , що дозволяє працювати на частотах менше 1 Гц [69].

ПЕ-акселерометр є активним пристроєм, для отримання вихідного електричного сигналу якого необхідна наявність значної зміни навантаження (змінного прискорення), що відповідає динамічному режиму роботи. Це означає, що ПЕ-акселерометри не можуть вимірювати статичне (DC) прискорення та прискорення, що виникають при дії гравітаційних сил, однак разом з формувачами сигналу можуть виконувати квазістатичні вимірювання за час порядку декількох хвилин або годин [68]. Типовий діапазон робочих частот ПЕ-акселерометра складає від $(1 \dots 2) \text{ Гц}$ до $(1 \div 50) \text{ кГц}$. ПЕ-акселерометри використовуються в системах з максимальними детектованими рівнями прискорень в діапазоні $(10^{-4} \dots 10^4) \text{ г}$ [23].

За діапазоном робочих частот ПЕ-акселерометри діляться на два типи:

- нерезонансного типу (функціонують в межах плоскої ділянки АЧХ);
- резонансного типу (робоча ділянка АЧХ знаходиться в діапазоні частот, близьких до резонансної частоти, а при дії прискорення детектується її зміна).

За схемотехнікою ПЕ-акселерометри діляться на два види [67]:

– з низьким імпедансом – сенсори з вбудованим підсилювачем заряду або перетворювачем типу «заряд – напруга» та схемою обробки (*IEPE – integral electronic piezoelectric*) з функціями підсилення, фільтрації та самодіагностування;

– пристрої з високоімпедансним зарядовим вихідним сигналом (*Charge-output devices*) на основі тільки одного п'єзоелементу.

Провідними виробниками сучасних ПЕ-акселерометрів є компанії *Kistler, Endevco, Bruel & Kjaer, Bosch, PCB Piezotronics, Honeywell* та *Siemens VDO*.

Перспективи ПЕ-акселерометрів пов'язані зі спрощенням та оптимізацією існуючих конструкцій з метою підвищення їх технологічності та зменшення ціни. Компанія *Matsushita* запатентувала ПЕ-акселерометри нерезонансного і резонансного типів зі спеціальними коливальними режимами, що забезпечують високі робочі характеристики та мають низьку ціну [37, 38], а розміщення вбудованої електроніки для обробки сигналів забезпечує малі габаритні розміри.

Таким чином, перевагами п'єзосенсорів є: можливість детектування великих рівнів g (до $10^4 g$), широкі динамічний діапазон сигналів сенсора (до 60 дБ) і діапазон робочих частот ($1 \div 50000$) Гц, однорідна чутливість в діапазоні робочих частот, порівняно високі механічна міцність та точність, малі габарити та вага.

Недоліки п'єзосенсорів: не можуть вимірювати статичне прискорення, потребують калібрування (мікроконтролерної обробки), схемотехніка і конструкції відносно складні, вбудована електроніка не інтегрована з чутливим елементом.

Подальший розвиток ПЕ-акселерометрів пов'язаний з розробкою на їх основі перспективних технологічних МЕМС-сенсорів та модулів [51].

В *п'єзорезистивному* (ПР) акселерометрі для детектування прискорення використовують гнучкі дифузійні кремнієві резистори (вимірювачі механічної напруги, *strain gages*), приєднані до мікромеханічних кремнієвих консольних балок, які підтримують інерційну масу. Прискорення інерційної маси приводить до вигину балок та змінює опір резисторів, утворюючи розбалансування моста Уітстона, що забезпечує реагування сенсора на статичне прискорення [36, 59].

Процес виготовлення ПР-структури ґрунтується на технологіях об'ємної кремнієвої мікромеханіки. За аналогією до ПЕ-сенсорів ПР-структури можуть мати мультиосьове виконання при ортогональному розташуванні коливальних

площин або МЕМС-комірок (триосьовий акселерометр *Entran* типу *EGE3 Triax*) [49, 62]. На відміну від ПЕ-сенсорів ПР-акселерометри реагують також і на *DC* прискорення, тому що є пасивними пристроями, однак є термочутливими та чутливими до ударів і механічних дій (руйнуються при механічних перевантаженнях). Діапазон робочих температур таких перетворювачів складає (-55...+120)°C.

Оскільки технології виробництва даних структур не повністю сумісні з типовими поверхневими інтегральними технологіями, то схеми обробки сигналу ПР-моста зазвичай не є інтегрованими з вимірювальним кремнієвим кристалом [34, 52]. До складу ПР-сенсорів можуть входити вбудовані схеми, такі як товстоплівкові компоненти для лазерної підгонки чутливості, температурної компенсації пристрою та програмування в EEPROM [48]. Тому на даний час ПР-акселерометри використовуються в основному для екстремальних вимірювань [23].

Провідними виробниками сучасних ПР МЕМС-акселерометрів є компанії *Endevco*, *Entran*, *Measurement Specialities (ICSensors)*, *Sensor One Technologies*, *Fujicura* та *Lucas NovaSensor*. Таким чином, ПР-сенсори є актуальним на даний час типом МЕМС-акселерометрів, оскільки забезпечують високі робочі характеристики. Нові розробки в даній області орієнтовані на підвищення інтеграції чутливого елемента з електронними схемами оцінювання та самодіагностування, розробку мультиосьових модулів та зменшення їх вартості [49].

Найбільш поширеними є **ємнісні** МЕМС-акселерометри (*variable capacitance*) – сенсори прискорення, принцип дії яких оснований на ємнісному перетворенні мікропереміщень інерційної маси при дії прискорення. Аналогічно функціонують потенціометричні або індуктивні сенсори прискорення, які переміщення інерційної маси (рухомих резистивного контакту, осердя або обмотки індуктивного елемента) перетворюють в зміну опору або індуктивності.

Більшість МЕМС-акселерометрів використовують принцип зміни відстані d між обкладками при дії прискорення та перетворення її у зміну ємності акселерометра та у вихідний електричний сигнал – заряд, напругу або струм. Типовий ємнісний сенсорний елемент складається з двох фіксованих електродів, між якими підвішена обкладка (спільний електрод ємнісного півмоста), навантажена інерційною масою. Диференціальна схема з'єднання двох конденсаторів C_1 та C_2

дозволяє збільшити амплітуду і покращити лінійність функції перетворення, тому що залежність ємності від переміщення є нелінійною. До складу більшості диференціальних ємнісних акселерометрів входить міст Уїтстона (аналогічно ПР-сенсорам), що виробляє сигнал, пропорційний $\frac{C_1}{C_2}$ або $\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$.

Можливість конструювання ємнісного сенсора забезпечується не тільки МЕМС-рішеннями. Попередні технології використовували ємнісний елемент з металічною сенсорною діафрагмою та фіксованими обкладками конденсатора з оксиду алюмінію або металізованої кераміки [55, 56]. Сенсори такого типу ще випускають компанії *Texas Instruments* [55] та *PCB Piezotronics* [36].

На сучасному ринку провідні позиції займають ємнісні МЕМС-акселерометри компаній *Analog Devices*, *Bosch*, *Delphi*, *Denso*, *Freescale*, *Kionix*, *Silicon Designs*, *STMicroelectronics*, *VTI Technologies* та теплові акселерометри *Memsic*.

Ємнісні акселерометри використовуються через їх високу чутливість, стабільність при детектуванні статичного прискорення, малий дрейф, низьку температурну чутливість порівняно з ПР-акселерометрами (температурний коефіцієнт опору кремнію на два порядки вищий, ніж температурний коефіцієнт ємності навіть при зміні геометрії ємнісного акселерометра при температурному розширенні), малу споживану потужність, високу надійність, покращені шумові характеристики, роздільну здатність і точність, відсутність необхідності в спеціалізованих матеріалах, мале енергоспоживання та низьку ціну.

У порівнянні з ПЕ-сенсорами (додаток Б), які для роботи потребують динамічного входу та виконуються тільки зі спеціальних матеріалів, ємнісні акселерометри виконуються з кремнію і детектують *DC*-прискорення без послаблення сигналу та необхідності початкового зміщення, що є важливим в ІНС.

Ємнісні МЕМС-акселерометри вимірюють прискорення в діапазоні від статичного до декількох сотень *g* на частотах до одиниць кГц, тому для описання такого сенсора використовується динамічна модель, яка поширюється на всі типи сенсорів. Однак більшість з них є пристроями нерезонансного типу з високою резонансною частотою, тому для їх описання достатньо статичної моделі. В ди-

наміці за умов відсутності демпфування на частотах, значно нижче резонансної, чутливість акселерометра не залежить від частоти збудження. Однак збудження системи на частотах, близьких до резонансної, утворює великі амплітуди коливань, для зменшення чого в систему вводиться демпфування [23].

Чутливість акселерометра визначається як $S = x/a = m/k = 1/\omega^2$, тобто існує компроміс між шириною смуги пропускання (динамічним діапазоном) та чутливістю. В залежності від коефіцієнта демпфування верхня частота смуги пропускання акселерометра зазвичай $f_B \approx (0.2 \div 0.5)f_p$. Демпфування регулюється тиском газу в корпусі пристрою та геометрією сейсмічної маси [63]. Важливою властивістю ємнісних сенсорів є витримування ударів рівня порядку 5000 g/c.

Крім нелінійності статичної характеристики ємнісні акселерометри чутливі до забруднень, вологості та присутності поблизу обкладок різних матеріалів, що змінюють властивості діелектрика та ємнісний зв'язок. Тому електронне виконання акселерометрів має спеціалізований дизайн та надійну інкапсуляцію.

Ємнісні акселерометри потребують наявності вбудованої схеми формування сигналу, яка виконує функції перетворення змін ємності в пропорційний аналоговий сигнал або струмовий вихід ШІМ. Зазвичай вимірюють імпеданс ємності на змінному струмі при підключенні до електродів гармонічного сигналу або прямокутних імпульсів напруги (рис. 1.5). Вихідний опір ємнісного сенсора є високим порядку (1...100) МОм, для зменшення якого подають вхідний сигнал (живлення) високої частоти більше 50 кГц (що допомагає знизити рівень шумів).

Диференціальні акселерометри (наприклад, представники сімейства *ADXL Analog Devices* з нелінійністю до 0.2%) використовують для живлення нерухомих обкладок однакові за рівнем протифазні напруги з частотою порядку 1 МГц, при цьому в нульовому положенні рухомої обклашки напруга на вході демодулятора відсутня. Інший поширений метод вимірювання ємності полягає у використанні підсилювача заряду, який перетворює співвідношення вимірюваної та опорної ємностей в сигнал у формі напруги з нелінійністю порядку 1%. Використання підсилювача напруги дозволяє отримати більш лінійну залежність напруги на рухомій обкладці як функцію зміни відстані з нелінійністю до 0.5% [23].

Серед ємнісних акселерометрів найбільш поширеними є так звані *closed loop* або *force balanced* (балансовані силою) або *servo* (слідкувальні) акселерометри, які використовують сигнал зміни ємності як напругу зворотного зв'язку, що протидіє переміщенню маси та утримує її в центральному положенні (примусовий зворотний зв'язок). Для ємнісних сервопристроїв різниці потенціалів між нерухомими електродами та рухомою масою контролюються так, що електростатична сила компенсує переміщення, викликане прискоренням. Утримання маси в збалансованому режимі покращує чутливість, практично виключає похибки нелінійності, зменшує вплив зміни температури та часових змін параметрів.

Сервоакселерометри забезпечують високу точність, яка є важливою для прецизійних інклінометрів систем контролю параметрів та навігації (блоків *IMU* з шістьма степенями свободи, що комбінуються з гіроскопами), однак їх ціна може на порядок перевищувати вартість пристроїв незамкненого циклу. Оскільки відхилення інерційної маси зменшується (в акселерометрах *Analog Devices* менше 0.01 мкм), то детектований діапазон прискорень складає зазвичай до 50g.

Еквівалентна лінійна фізична модель, що ілюструє принцип роботи сервоакселерометра у напрямку одної степені свободи, розглянута в [26]. Відомі також маятникові моделі сервоакселерометрів: один з варіантів описаний в [25], а другий – в бібліотеці для розробників на сайті *National Instruments* [65].

В додатку Б (таблиця Б.2) представлений порівняльний аналіз різних технологій акселерометрів. Для задач мобільної робототехніки найкращими на даний час за характеристиками є поверхневі ємнісні акселерометри (однак навіть прецизійні пристрої, хоча й забезпечують високу лінійність, в результаті можуть забезпечити меншу точність, ніж прецизійні ПЕ-сенсори).

На основі проведеного огляду сучасного стану та технологій виробництва акселерометрів на рис. 1.6 наведена їх класифікація [23].

1.4. Вплив дестабілізуючих факторів

Такими факторами при проведенні вимірювань розглянутими методами є кліматичні фактори (температура, тиск, вологість), шуми, завади та вібрації.

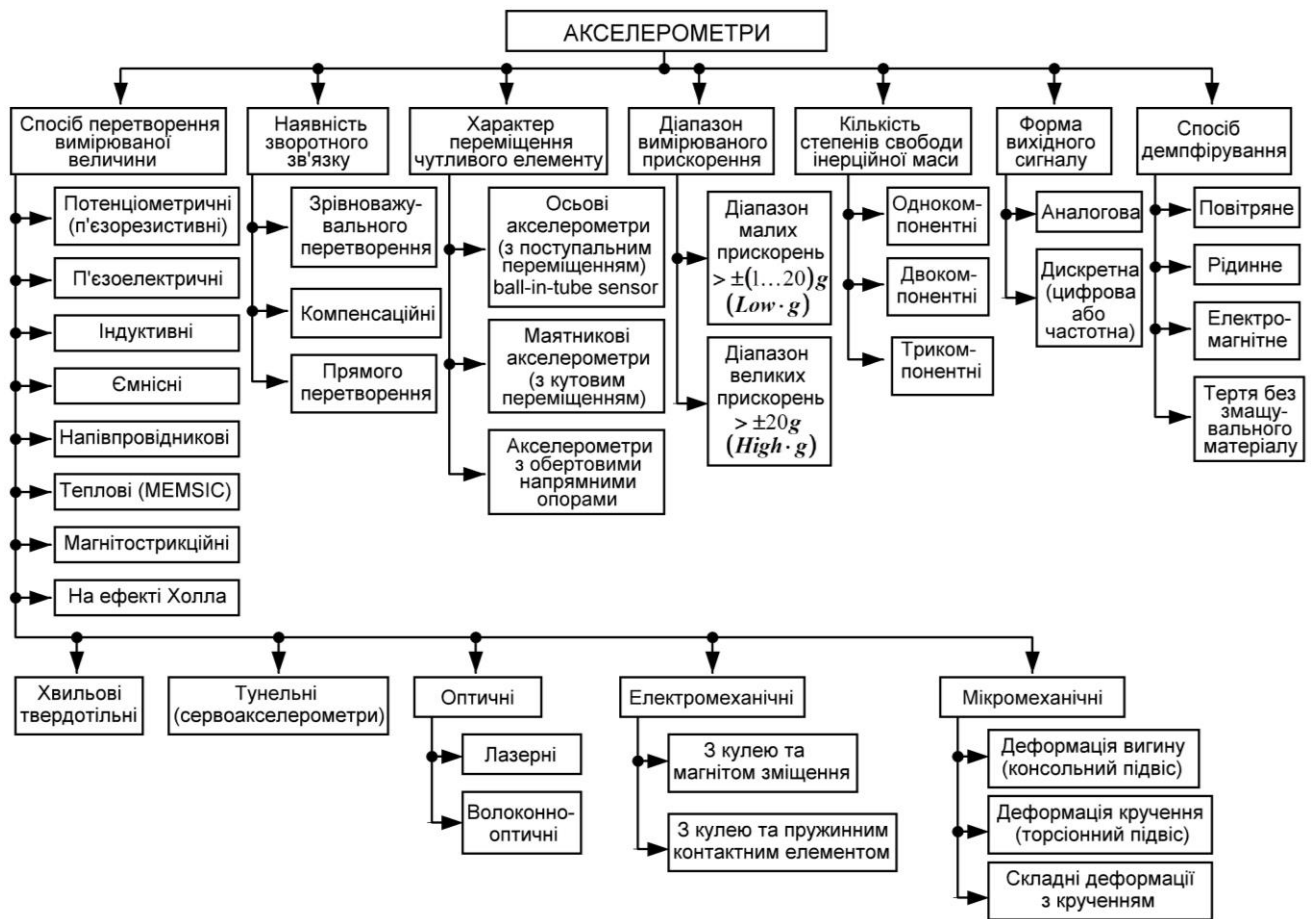


Рис. 1.6. Класифікаційні ознаки акселерометрів

1.4.1. Дестабілізуючі фактори локаційних методів

При використанні ультразвукових локаційних методів вимірювання параметрів руху в розрахункових співвідношеннях присутня швидкість ультразвуку в середовищі (п. 1.2.4). Як відомо [10], фактичне значення швидкості ультразвуку в реальних умовах змінюється в залежності від температури повітря, тиску та вологості, досягаючи максимального відхилення до $\pm 5\%$ (відповідно і похибка вимірювання параметрів руху доходить до 5%). Якщо не враховувати температурну залежність швидкості звуку в повітрі, то при відхиленні температури навколишнього середовища на 1°C виникає похибка $\Delta V_3(1^\circ\text{C}) \cong 0.6 \text{ м/с}$, яка приводить до відносної похибки вимірювання відстані

$$\frac{\Delta V_3(1^\circ\text{C})}{V_3(20^\circ\text{C})} \cdot 100\% = \frac{0.6 \cdot 100\%}{343.1} = 0.175\%.$$

Неврахований вплив вологості повітря при нормальному атмосферному тиску приводить до виникнення похибки визначення швидкості ультразвуку, яка не перевищує 0.5 м/с [21]. На відкритих ділянках траси на швидкість ультразвуку

впливає вітер: швидкість ультразвуку в напрямку руху вітру збільшується, а проти вітру – зменшується. Швидкість ультразвуку при цьому визначається як $V_{3.B} = V_3 + V_B \cos \alpha$, де V_B – швидкість вітру; α – кут між напрямком вітру в точці спостереження та спостережуваним напрямком приходу ультразвуку.

Тому що точність оцінки визначення швидкості ультразвуку в повітрі суттєво впливає на точність навігаційних визначень, то в навігаційних системах МР мають використовуватися спеціальні корегувальні пристрої для розрахунку дійсної швидкості ультразвуку за спеціальними емпіричними формулами з врахуванням інформації з сенсорів температури, тиску, вологості та швидкості й напрямку вітру (при цьому похибка корегування складає приблизно 0,1%) [23].

При визначенні прискорення оптичними і радарними методами проводять оцінку фазового зсуву прийнятого коливання відносно опорного:

$$\Delta\varphi = \varphi_{np} - \varphi_{on} = \omega_m t_3 + \Delta\varphi_D + \Delta\varphi_{BO},$$

де φ_{np} та φ_{on} – повні фази прийнятого і опорного коливань; ω_m – циклічна частота модулюючого (масштабного) коливання; t_3 – час затримки сигналу; $\Delta\varphi_D$ – набіг фази у вимірювачі; $\Delta\varphi_{BO}$ – набіг фази при відбитті сигналу від об'єкта.

Оцінка прискорення об'єкту визначається співвідношенням [23]

$$\hat{a} = \frac{c}{2t_B^2} \left(\Delta t_3 + \frac{(\Delta\varphi_D + \Delta\varphi_{BO})\Delta\omega_m}{\omega_m^2} \right), \quad (1.21)$$

де c – швидкість поширення сигналу (світла); t_B – час вимірювання (оцінки прискорення); Δt_3 – зміна часової затримки сигналу за час вимірювання.

Точність оцінки прискорення залежить від співвідношення сигнал/ шум q :

$$\sigma_a = \frac{c}{mq\omega_m\sigma_t^2},$$

де m – коефіцієнт модуляції сигналу; σ_t – СКВ оцінки часу вимірювання.

Для зменшення СКВ σ_a необхідно збільшувати частоту модуляції, однак її величина має враховувати принцип однозначності визначення параметрів руху:

$$\frac{2\hat{a}_{\max}}{c} \omega_m t_B^2 \leq 2\pi \Rightarrow \omega_m \leq \frac{\pi c}{\hat{a}_{\max} t_B^2}.$$

Для боротьби з завадами використовуються такі методи селекції [5]:

- обмеження мінімальної вимірюваної відстані (стробування);
- вибір об'єкту за його порядковим положенням (перший, другий, останній);
- селекція сигналів за їх формою (ефективна для боротьби з завадою зворотного розсіювання тривалістю $(1 \div 2)$ мкс зі спектром в діапазоні $(0 \div 300)$ кГц);
- амплітудна порогова селекція (часове автоматичне регулювання підсилення або порогу спрацьовування);
- амплітудна селекція об'єкту за максимальним відбитим сигналом (з поправкою на залежність амплітуди від дальності);
- амплітудно-часова напівавтоматична селекція з врахуванням апріорної інформації про дальність до вибраного об'єкту.

При великих відстанях до об'єкту відбитий від нього сигнал зменшується до рівня шумів, а визначальним стає енергетичний потенціал вимірювача, що характеризується енергією та розходженням зондувального променя, діаметром і коефіцієнтом спрямованої дії антени, чутливістю приймально-підсилювального тракту, а також ефективністю засобів селекції об'єкту (просторової та амплітудно-часової) на фоні місцевих завад, ефективна відбивальна поверхня яких може бути більшою, ніж у малорозмірних на таких відстанях об'єктів [23].

Діапазон середніх відстаней починається з відстані, для якої завада зворотного розсіювання не впливає на приймальний тракт, і закінчується відстанню, для якої кутові розміри основного об'єкту стають сумірними з робочим полем вимірювача. Є найбільш зручним для проведення вимірювань через достатню спостережуваність об'єкту і можливість його селекції на фоні завад, а також внаслідок сприятливих енергетичних умов приймання і обробки відбитого сигналу.

При вимірюванні малих відстаней робота вимірювача ускладнена близько розташованими об'єктами з високим рівнем відбитого сигналу, що перевантажує приймальний тракт і приводить до погіршення точності та розділової здатності вимірювача. Частково цей недолік компенсується неповним перекриттям полів приймального та передавального каналів на малих відстанях, що характеризується коефіцієнтом перекриття цих полів (залежність коефіцієнта перекриття від відстані є апаратною функцією вимірювача або геометричним фактором [43]).

1.4.2. Дестабілізуючі фактори методів інерціальної навігації

При описанні математичної моделі інерціальної системи навігації зазвичай враховуються зсув нульового сигналу та похибки масштабного коефіцієнта акселерометра і кутова швидкість дрейфу та похибки масштабного коефіцієнта гіроскопа. Значно рідше враховуються нелінійності їх статичних характеристик, а ще рідше – їх асиметрія. Найменше розкриті питання врахування шумових компонентів вихідного сигналу сенсора, в яких, як правило, використовуються “білий” шум чи корельований марковський процес, які не завжди можуть відобразити реальну картину наявного у вихідному сигналі сенсора шуму.

Для описання параметрів вихідного сигналу сенсора часто використовується статистична оцінка, така як СКВ, що і дозволяє оцінити шумові компоненти вихідного сигналу (у вигляді “білого” шуму чи корельованого марковського процесу). Останнім часом для визначення складових шуму часто використовується метод варіацій (дисперсій) Алана, подібний до класичної вибіркової дисперсії, відмінність якого полягає в обчисленні не дисперсій відхилень центрованого випадкового процесу, а різниці сусідніх відхилень. Метод варіацій Алана спочатку був розроблений для оцінки похибок еталонів частоти, а пізніше почав застосовуватися для оцінки параметрів інерціальних чутливих елементів [46].

Причиною виникнення зміщення вихідного сигналу в інерціальних сенсорах є дія паразитних моментів на рухомі частини сенсора та розбаланс електронних вузлів систем знімання і обробки інформації [23].

Шуми впливають на всю без виключення електронну апаратуру навігаційних систем і залежно від спектральних характеристик та типу породжуючих їх флуктуаційних процесів діляться на теплові, дробові та фліккер-шуми [24]. Для інерціальних сенсорів (акселерометрів, гіроскопів) наявністю шумів і шумовими процесами різного роду визначаються складові їх випадкової похибки.

Додатковими похибками інерціальних сенсорів, що викликані їх чутливістю до зміни зовнішніх факторів, є чутливість акселерометра до кутових швидкостей, чутливість гіроскопа до прискорень, а також чутливості інерціальних сенсорів до зміни температури та до вібрацій. Детально вплив дестабілізуючих факторів на МЕМС-акселерометри розглянуто в підрозділі 3.2.

1.4.3. Дестабілізуючі фактори радіонавігаційних методів

В СРНС псевдошвидкість \hat{V} визначається за доплерівським зсувом частоти f_D прийнятого сигналу f_{II} відносно частоти випроміненого сигналу f_0 :

$$f_{II} = f_0 \left(1 + \frac{V_P}{c} \right)^{-1} \approx f_0 \left(1 - \frac{V_P}{c} \right); \quad (1.22)$$

$$f_D = f_{II} - f_0 \approx -f_0 \frac{V_P}{c} = -\frac{V_P}{\lambda} = -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{dD}{dt}, \quad (1.23)$$

де V_P – швидкість відносного переміщення вздовж лінії “НС – МР”, позитивне значення якої відповідає збільшенню відстані D між об’єктами.

Повна фаза прийнятого сигналу з початковою фазою φ_0 при $V_P = const$

$$\Phi_{II}(t) = \varphi_0 + \int_0^t 2\pi f_{II} dt = \varphi_0 + 2\pi f_0 t + 2\pi f_D t. \quad (1.24)$$

При відомій частоті f_0 оцінку доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу в приймачі отримують при формуванні опорного сигналу $\cos(\Phi_{on}(t)) = \cos(\varphi_{0.on} + 2\pi f_0 t)$, вимірюванні різниці фаз і обчисленні похідної за часом:

$$\hat{f}_D = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Delta\Phi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d[\Phi_{II}(t) - \Phi_{on}(t)]}{dt}. \quad (1.25)$$

З (1.25) оцінки швидкості та прискорення, що формуються у приймачі [23]:

$$\begin{aligned} \hat{V}_P &= -\lambda \hat{f}_D = -\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \left(\frac{d\Phi_{II}(t)}{dt} - \frac{d\Phi_{on}(t)}{dt} \right); \\ \hat{a}_P &= -\lambda \dot{\hat{f}}_D = -\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \left(\frac{d^2\Phi_{II}(t)}{dt^2} - \frac{d^2\Phi_{on}(t)}{dt^2} \right). \end{aligned} \quad (1.26)$$

Похідні $\frac{d\Phi_{II}(t)}{dt}$ та $\frac{d\Phi_{on}(t)}{dt}$ з (1.26) визначають миттєві частоти $2\pi f_{НС}(t)$ і $2\pi f_{on}(t)$ бортового передавача та опорного генератора приймача. Тому що кожний генератор має власну нестабільність частоти, то $f_{НС}(t) = f_0 + f'_{НС}$ та $f_{on}(t) = f_0 + f'_{on}$, де $f'_{НС}$ та f'_{on} – абсолютні відхилення частот випромінюваного сигналу і опорного коливання приймача від номінальних значень.

Тому при визначенні радіальної швидкості за (1.26) виникає зміщення в оцінці швидкості $V' = \lambda(f'_{on} - f'_{НС})$, обумовлене розходженням частот опорних

генераторів НС і МР, тобто фактично визначається не швидкість, а псевдошвидкість $\hat{V} = V_P + V'$. В роботі [27] показано, що $\hat{V} = \frac{dD'}{dt} = c \frac{dt'}{dt}$, де t' – розходження між БШЧ та ШЧМР. Тому псевдоприскорення можна визначити за формулою

$$\hat{a} = \frac{d^2 D'}{dt^2} = c \frac{d^2 t'}{dt^2} = -\lambda \dot{f}_D = -\lambda \frac{df_D(t)}{dt} + \lambda \frac{d[f'_{on}(t) - f'_{НС}(t)]}{dt} = a_P + a'. \quad (1.27)$$

Проведений аналіз відповідає поширенню сигналу у вільному просторі. Однак випромінений з НС сигнал проходить шари іоносфери і тропосфери, тому необхідно враховувати умови поширення сигналу в реальних середовищах.

Іоносфера впливає на затримки оригінального сигналу і його фази. Додаткова затримка фази, обумовлена впливом іоносфери, в першому наближенні збігається з затримкою оригінального δt_{ion} і має протилежний знак. Однак оскільки зміна затримки $\delta t_{ion}(t)$ з часом дуже повільна, похідна $\frac{d^2 \delta t_{ion}(t)}{dt^2}$ незначна, а вплив іоносфери на визначення псевдоприскорення слабкий. Аналогічно на визначення псевдоприскорення впливає і тропосфера, тому цим впливом також нехтують.

Вплив на точність визначення псевдоприскорення релятивістських і гравітаційних ефектів враховується відповідною складовою похибки δa_{PGE} .

В приймальному пристрої оцінка доплерівського зсуву частоти прийнятого сигналу формується слідкувальною системою за фазою (або частотою), що приводить до виникнення складової похибки $\delta f_{\text{допл.нр}}$. В результаті оцінки псевдоприскорення (виміряне псевдоприскорення) з врахуванням інших складових похибки δa_{in} , що не входять в розглянуті вище, можна записати таким чином [23]:

$$\hat{a} = a_P + a' + \delta a_{PGE} + \lambda \frac{d \delta f_{\text{допл.нр}}}{dt} + \delta a_{in}. \quad (1.28)$$

Таким чином, в підрозділі коротко розглянуто основні дестабілізуючі фактори локаційних і радіонавігаційних методів та методів інерціальної навігації.

1.5. Постановка наукової проблеми

Автор вбачає наукову проблему у подальшому вдосконаленні приладових систем вимірювання прискорення МР, в розробці нових засобів і методів вимі-

рювання параметрів переміщення та орієнтації МР, які б забезпечили:

- підвищення точності, розділової здатності та лінійності перетворення, що зумовлено широким динамічним діапазоном вхідних сигналів (величин), широким діапазоном зміни дестабілізуючих факторів (кліматичні, шуми, завади, вібрації та ін.), а також можливістю роботи в польових і складних умовах;

- покращення чутливості вимірювальних перетворювачів і засобів вимірювання, підвищення їх стійкості до впливу шумів та розширення діапазону робочих температур, що можна забезпечити при використанні різницевого принципу формування вихідного сигналу;

- реалізацію оптимальної програми опитування сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР при врахуванні їх структурних зав'язків, що може привести до збільшення частоти дискретизації сигналу сенсора відносно необхідної з точки зору його частотних властивостей і умов відновлення інформації;

- підвищення точності визначення параметрів руху МР в результаті усереднення кодів координат в групах при визначенні середніх значень параметрів руху об'єкта на заданому часовому інтервалі;

- ефективно придушення завади в діапазоні низьких частот при відхиленні її частоти від частоти корисного сигналу не більше ніж на октаву, отримання оцінок навігаційних параметрів, "очищених" від завад, а також мінімізацію випадкової похибки на виході комплексованої ІНС.

Це може бути досягнуто шляхом розробки та впровадження:

- нових математичних моделей залежності швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів і швидкості вітру та впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання;

- "індивідуальних" математичних моделей МЕМС-акселерометра в різних формах (механічна, електрична і схемотехнічна), використання яких приводить до підвищення точності визначення прискорення;

- методик оцінки похибок БІНС на короткому інтервалі часу за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання її алгоритму та оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної скла-

дової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення;

- нових моделей похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР та формування складових випадкової похибки акселерометра з білого шуму і білої послідовності;

- нових пристроїв обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів на основі генераторного нульового методу, в яких підвищується стійкість до впливу шумів і забезпечується висока чутливість та часткова температурна компенсація;

- нових вимірювальних перетворювачів для визначення еквівалентних електричних параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів;

- нового модифікованого сигма-дельта модулятора з прямим підключенням ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, нечутливого до величини ємності між выводами сенсора та спільним проводом або до струму витоку на спільний провід;

- нових засобів вимірювання відхилення електричної ємності МЕМС-сенсора від номінального значення на основі інтегральних мікросхем та прецизійного аналогового контролера;

- нових засобів фільтрації сигналів, призначених для ефективного придушення завади в діапазоні низьких частот при відхиленні частоти не більше ніж на октаву, отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад, та мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої ІНС;

- нового ультразвукового далекоміра, в якому підвищення точності забезпечується завдяки врахуванню впливу кліматичних факторів.

Висновки до розділу 1

1. Проведений аналіз відомих методів вимірювання прискорення, серед яких виділено класичний, інерціальної навігації (платформні та безплатформні), одометричні (на енкодерах та візуальні), локаційні (ультразвукові, радарні та лідарні), радіонавігаційні (варіанти дальномірного та доплерівського методів), а також інтегровані. На основі проведеного аналізу розроблено класифікацію методів вимірювання прискорення.

2. Розглянуто основні технічні параметри і характеристики акселерометрів

та представлено порівняльний аналіз різних технологій акселерометрів. Для задач мобільної робототехніки найкращими на даний час за характеристиками є поверхневі ємнісні акселерометри. На основі проведеного огляду сучасного стану і технологій виробництва акселерометрів представлена їх класифікація.

3. На даний час підвищується як попит на сенсори для систем навігації, так і характеристики нових пристроїв – точність, надійність, компактність, економічність, інтелектуальність, зменшення ціни компонентів (при зменшенні загальної ціни сучасної системи на їх основі та кількості зовнішніх дискретних елементів).

4. В розвитку МЕМС актуалізується тенденція розміщення в одному інтегральному корпусі і, за можливістю, на одному кристалі, мікромеханічних та мікроелектронних пристроїв, сенсорів температури, схем обробки та пристроїв, що виконують мікрооптичні функції. Подальша еволюція МЕМС буде полягати в інтеграції виконавчих елементів, сенсорів тиску, магнітного поля та ін.

5. При вірному врахуванні властивостей та особливостей акселерометра, характерних для даної технології, можна значно підвищити технічні параметри навігаційної системи МР, що характеризують його здатність детектувати нахил, рух, положення, вібрацію та удар.

6. Проаналізовано вплив дестабілізуючих факторів, таких як кліматичні (температура, тиск, вологість), шуми, завади і вібрації, на процес вимірювання прискорення локаційними, радіонавігаційними та інерціальними методами.

7. Проблема є актуальною для різних галузей промисловості та господарства України, включаючи такі провідні, як приладобудування, машинобудування і транспорт, нафтогазовидобування, сільське господарство та ін., де на практиці використовуються засоби для вимірювання прискорення та інших параметрів переміщення і орієнтації у просторі. Тому її розв'язання дасть можливість скоротити часові та фінансові витрати при створенні та експлуатації нових більш ефективних приладів, механізмів, машин та технологій.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Александров, Е. Е. Определение ориентации наземного подвижного объекта при помощи навигационных спутников / Е. Е. Александров, Ю. А. Кузнецов

// Радиоэлектроника. Автоматика. Управление. – 2002. – №2. – С. 65-69.

2. Алексеев, В. О. Мониторинг динамических характеристик колесных машин / М. А. Подригало, В. П. Волков, В. О. Алексеев // Устойчивость колесных машин против заноса в процессе торможения и пути ее повышения. – Харьков : ХНАДУ, 2006. – С. 288-342.

3. Аникин, А. А. Разработка и моделирование систем комплексирования разнородных наблюдений: дисс. на соиск. степ. к.т.н. / А. А. Аникин. – Ульяновск : Ульяновский государственный технический университет, 2006. – 144 с.

4. Артемов, М. П. Метод парциальных ускорений и его применение при исследовании динамики мобильных машин / М. П. Артемов, А. Т. Лебедев, О. П. Алексеев, В. П. Волков, М. А. Подригало, А. С. Полянский // Міжвузівський збірник "НАУКОВІ НОТАТКИ". – Луцьк, 2010. – Випуск №28. – С. 32-36.

5. Вильнер, В. Достоверность измерений импульсного лазерного дальномера / В. Вильнер, В. Волобуев, А. Ларюшин, А. Рябокуль // Фотоника. – 2013. – № 3. – С. 42-60.

6. Голован, А. А. Математические основы навигационных систем. Ч. 1. Математические модели инерциальной навигации / А. А. Голован, Н. А. Парусников. – М. : МГУ, 2011. – 136 с.

7. Демидов, О. В. Задача тесной интеграции систем ГЛОНАСС и GPS с ИНС разных классов точности: дисс. на соиск. степ. к.ф.-м.н. / О. В. Демидов. – М. : МГУ, 2009. – 139 с.

8. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

9. Клюев, В. В. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. Кн. 1 / В. В. Клюев. – М. : Машиностроение, 1978. – 448 с.

10. Колесников, А. Е. Ультразвуковые измерения / А. Е. Колесников. – М. : Издательство стандартов. – 1982. – 248 с.

11. Конин, В. В. Системы спутниковой радионавигации / В. В. Конин, В. П. Харченко; Национальный авиационный университет. – Киев : Холтех, 2010. –

520 с.

12. Коптев, Ю. Н. Датчики теплофизических и механических параметров: Справочник. В трёх томах. Том 2 / Ю. Н. Коптев, Е. Е. Багдатыев, А. В. Гориш, Я. В. Малков. – М. : ИПРЖР, 1999. – 688 с.

13. Лукьянов, Д. П. Инерциальные навигационные системы морских объектов / Д. П. Лукьянов, А. В. Молчанов, А. А. Одинцов, И. Б. Вайсгант. – Л. : Судостроение, 1989. – 184 с.

14. Маркеев, А. П. Теоретическая механика / А. П. Маркеев. – Ижевск : РХД, 2007. – 592 с.

15. Матвеев, В. В. Инерциальные навигационные системы : учебное пособие / В. В. Матвеев. – Тула : Издательство ТулГУ, 2012. – 199 с.

16. Мелешко, В. В. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы / В. В. Мелешко, О. И. Нестеренко. – Кировоград: ПОЛИМЕД – Сервис, 2011. – 171 с.

17. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

18. Резинченко, В. И. Фазовый метод определения ориентации по сигналам спутниковой навигационной системы / В. И. Резинченко, А. А. Шашков // Навигация и гидрография. – 1996. – № 2. – С. 115-119.

19. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параметрів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – № 4. – С. 51-56.

20. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

21. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

22. Рудик, А. В. Методи вимірювання швидкості та прискорення / А. В. Ру-

дик // Интегрированные интеллектуальные робото-технические комплексы (ИРТК-2017). Материалы 10-ой международной НПК. – Киев : НАУ, 2017. – С. 25÷27.

23. Рудик, А. В. Научные основы та принципы построения приборной системы измерения ускорения мобильного робота. Монография / А. В. Рудик, В. П. Квасников. – Харьков : Мачулин, 2018. – 272 с.

24. Суходоев, И. В. Шумы электрических цепей / И. В. Суходоев. – М. : Связь, 1975. – 351 с.

25. Сысоева, С. Автомобильные акселерометры. Часть 3. Классификация и анализ базовых рабочих принципов / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2006. – № 2. – С. 42-49.

26. Сысоева, С. Автомобильные акселерометры. Часть 4. Развитие технологий и элементной базы емкостных акселерометров / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2006. – № 3. – С. 10-17.

27. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2012. – 260 с.

28. Фомичев, А. А. Комбинирование информации в интегрированной навигационной системе при неполном рабочем созвездии спутников / А. А. Фомичев, А. Б. Колчев, П. В. Ларионов, Р. В. Пугачев, Б. В. Успенский // Гироскопия и навигация. – 2007. – № 1 (56). – С. 3-15.

29. Шарапов, В. М. Пьезоэлектрические датчики / В. М. Шарапов, М. П. Мусяенко, Е. В. Шарапова. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.

30. Щербань, И. В. Обобщенная модель подвижного объекта для реализации тесной интеграции разнородных навигационных систем / И. В. Щербань, О. Г. Щербань, Д. С. Конев // Автоматизация и современные технологии. – 2013. – № 2. – С. 24-29.

31. Щербань, И. В. Комбинирование грубых инерциальных датчиков и мобильного GPS навигатора транспортного средства / И. В. Щербань, Д. С. Конев, С. А. Толмачев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 3 (164). –

C. 211-221.

32. Янчич, В. В. Пьезоэлектрические датчики вибрационного и ударного ускорения / В. В. Янчич. – Ростов-на-Дону : Южный федеральный университет, 2008. – 77 с.

33. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации: системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с.

34. Allen, Henry V. Self-testable micro-accelerometer and method / Henry V. Allen, Stephen C. Terry, Diederik W. De Bruin (IC Sensors, Inc.). – US Patent №5445006, G01P21/00, 29.08.1995. – 8 p.

35. Argall, P. S. Lidar measurements taken with a large-aperture liquid mirror. 2. Sodium resonance-fluorescence system / P. S. Argall, O. N. Vassiliev, R. J. Sica // Applied Optics. – 2000. – Vol. 39, No. 15. – P. 2393-2400.

36. Aszkler, C. The Principles of Acceleration, Shock and Vibration Sensors / C. Aszkler // Sensors Magazine. – 2005. – № 5. – P. 137-154.

37. Baba, Hiroyuki. Acceleration sensor / Hiroyuki Baba, Hideki Matsumoto (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.). – US Patent №6779403, G01P 1/02, 24.08.2004. – 18 p.

38. Baba, Hiroyuki. Acceleration sensor / Hiroyuki Baba, Noriyuki Murata (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.). – US Patent №6817245, G01P 15/09, 16.11.2004. – 17 p.

39. Breed, D. S. Magnetically biased velocity change sensor / David S. Breed, N. J. Boonton (Breed Corporation). – US Patent №4329549, H01H 35/14, 11.05.1982. – 8 p.

40. Cannon, M. Low Cost INS/GPS Integration: Concepts and Testing / M. Cannon, G. Lachapelle, R. Nayak, O. Salychev, V. Voronov // The Journal of Navigation (Royal Institute of Navigation). – 2001. – № 1 (54). – P. 9-13.

41. Godha, S. Performance evaluation of low cost MEMS-based IMU integrated with GPS for land vehicle navigation / S. Godha. – Department of Geomatics Engineering, Calgary, Canada. – 2006. – 210 p.

42. Grewal, M. Application of Kalman Filtering to GPS, INS and Navigation:

Notes / M. Grewal, A. Andrews // Kalman Filtering Consulting Associates. – Anaheim, CA. – 2000. – 123 p.

43. Halldrsson, T. Geometrical form factors for the Lidar function / T. Halldrsson, J. Langerhoic // Applied Optics. – 1978. – V. 17. – № 2. – P. 21-35.

44. Hide, C. Adaptive Kalman filtering for low-cost INS/GPS / C. Hide, T. Moore, M. Smith // Journal of Navigation. – 2003. – № 1. – P. 143-152.

45. Husby, Harald S. Crash sensor with magnetic field sensor / Harald S. Husby (Breed Automotive Technology, Inc.). – US Patent №6282942, G01P 15/105, 04.09.2001. – 8 p.

46. IEEE 647-2006. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Laser Gyros. – 2006. – 28 p.

47. Kaplan, E. Understanding GPS: Principles and Applications / E. Kaplan, C. Hegarty. – Artech House, 1996. – 707 p.

48. Kawate, Keith W. Sensor with programmable temperature compensation / Keith W. Kawate (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5241850, G01P 21/00, 07.09.1993. – 6 p.

49. Kolb, Stefan. Acceleration sensor and method for manufacturing an acceleration sensor / Stefan Kolb, Wolfgang Werner (Infineon Technologies AG). – US Patent №6883381, G01P 15/12, 26.04.2005. – 11 p.

50. Meister, Jack B. Vehicle safety restraint system with linear output impact sensor / Jack B. Meister (Breed Automotive Technology, Inc.). – US Patent №5608270, H01H 35/14, 04.03.1997. – 11 p.

51. Mlcak, Richard. Micromechanical piezoelectric device / Richard Mlcak, Dharanipal Doppalapudi, Harry L. Tuller (Boston MicroSystems Inc.). – US Patent №6953977, H01L 41/22, 11.10.2005. – 11 p.

52. Mozgowiec, Mark D. Sensor with strain isolated sensor / Mark D. Mozgowiec, Kai L. Keasey, Steven Beringhouse (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5343748, G01P 21/00, 06.09.1994. – 5 p.

53. Nassar, S. Improving the Inertial Navigation System (INS) Error Model for INS and INS/DGPS Applications: Diss. Subm. PHD / S. Nassar. – Calgary : Alberta. –

2003. – 178 p.

54. Rathore, Amer. Magnetostrictive device / Amer Rathore, Teruo Mori, Kiyoshi Uchida, Hiroshi Eda, Yoshio Yamamoto (TDK Corporation). – US Patent №5982054, H04R 15/00, 09.11.1999. – 15 p.

55. Reidemeister, Eric P. Accelerometer / Eric P. Reidemeister (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5345823, G01P 1/02, 13.09.1994. – 9 p.

56. Reidemeister, Eric P. Compact capacitive acceleration sensor / Eric P. Reidemeister (Texas Instruments Inc.). – US Patent №5542296, G01P 1/02, 06.08.1996. – 10 p.

57. Salytcheva, A. Medium accuracy INS/GPS integration in various GPS environments / A. Salytcheva. – Department of Geomatics Engineering Calgary, Canada. – 2004. – 230 p.

58. Stentz, T. Integrated Air/Ground Vehicle System for Semi-Autonomous Off-Road Navigation / T. Stentz, A. Kelly, H. Herman, P. Rander, O. Amidi // AUVSI Symposium (Carnegie Mellon University). – July 10, 2002. – P. 1-17.

59. Swanson, Gregory D. Piezoresistive force rebalance accelerometer / Gregory D. Swanson (Delco Electronics Corporation). – US Patent №5596144, G01P 15/13, 21.01.1997. – 8 p.

60. Thuen, Torbjorn. Velocity change sensor with spring bias / Torbjorn Thuen, Morris Plains, Harald S. Husby, Budd Lake, Allen K. Breed (Breed Automotive Corporation). – US Patent №5031931, B60R 21/32, 16.07.1991. – 7 p.

61. Thuen, Torbjorn. Gas damped crash sensor / Torbjorn Thuen, Morris Plains, Harald S. Husby, Budd Lake, Allen K. Breed (Breed Automotive Technology, Inc.). – US Patent №5237134, H01H 35/14, 17.08.1993. – 8 p.

62. Werner, Wolfgang. Integrated micromechanical sensor device / Wolfgang Werner (Siemens Aktiengesellschaft). – US Patent №5744719, G01P 15/125, 28.04.1998. – 8 p.

63. Acar, C. Experimental evaluation and comparative analysis of commercial variable-capacitance MEMS accelerometers: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.repositories.cdlib.org/cgi/viewcontent.cgi?article=1674&.../viewcontent.pdf.

(Дата звернення: 16.12.2015).

64. Bernstein, J. An Overview of MEMS Inertial Sensing Technology: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensorsmag.com/articles/0203/14/main.shtml>. (Дата звернення: 18.12.2015).

65. Common Sensors and Actuators for Mechatronics Projects: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/ru/nid/211722>. (Дата звернення: 22.01.2016).

66. Cooper, E. V. High-resolution micromachined interferometric accelerometer: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [www.media.mit.edu/nanoscale/courses/readings/APL ID accel.pdf](http://www.media.mit.edu/nanoscale/courses/readings/APL_ID_accel.pdf). (Дата звернення: 03.02.2016).

67. Introduction to piezoelectric accelerometers. Sensor Net-Work: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensornet-work.com/id28.html>. (Дата звернення: 28.12.2015).

68. Khammash, M. Robust Feedback Control Design of an UltraSensitive, High Bandwidth Tunneling Accelerometer: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.engineering.ucsb.edu/~tmems/Robust Feedback Control Design of an UI.../Robust Feedback Control Design of an UltraSensitive, High Bandwidth.pdf](http://www.engineering.ucsb.edu/~tmems/Robust%20Feedback%20Control%20Design%20of%20an%20UltraSensitive,%20High%20Bandwidth.pdf). (Дата звернення: 03.03.2016).

69. Kulwanoski, G. The Principles of Piezoelectric Accelerometers: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.sensorsmag.com/articles/0204/27/main.html>. (Дата звернення: 26.02.2016).

70. Shih, P. Useful Role For The ADXL202 Dual-Axis Accelerometer In Speedometer-Independent Car-Navigation Systems: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.analog.com/library/analogDialogue/archives/35-04/ADXL202. (Дата звернення: 30.01.2016).

71. The Cognitive Autonomous Vehicles of UniBwM: VaMors, VaMP, MuCAR-3: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.munichnetwork.com/fileadmin/user_upload/konferenzen/mobilitaetsforum-3/080924WuenscheProfDrHansJoachim_RobotCar. (Дата звернення: 11.02.2016).

РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ТОЧНОСТІ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ ТА СПОСОБИ ЇЇ ПІДВИЩЕННЯ

Об'єкти вимірювань, середовище та засоби вимірювань є матеріальними об'єктами, які деяким чином взаємозв'язані між собою. Тому їх математичні моделі мають відображати зв'язки між ними. Однак величини, які характеризують об'єкт вимірювання та середовище, в загальному випадку не є сталими, що має відобразитися в їх математичних моделях. Процес вимірювання завжди реалізується в конкретних умовах (середовищі), тому результат вимірювання залежить від робочих умов вимірювання. В робочих умовах вимірювання наявні різні детерміновані та стохастичні збурення, які накладаються на вимірювану величину та результат вимірювання і впливають на засіб вимірювання, вимірювану величину, об'єкт вимірювання і безпосередньо на результат вимірювання [29].

Задачами даного розділу є: подальший розвиток класичного методу визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу (з аналізом точності й ефективності); врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання; оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС; дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення; аналіз використання в МР багатofункціональних сенсорів та мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів; а також використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [17, 31-37, 46].

2.1. Визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу

Запропонований в даному підрозділі спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу є розвитком класичного методу вимірювання

прискорення, розглянутого в п. 1.2.1. Для підвищення точності вимірювань пропонується інтервал часу вимірювання Δt розбити на $m - 1$ рівних інтервалів часу тривалістю T , визначити координати об'єкта на границях цих дискретних інтервалів часу, а параметри руху об'єкта розраховувати за визначеними кодами координат $N(t_i)$. На рис. 2.1 наведена часова діаграма приймання сигналів координат переміщення на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt [37].

2.1.1. Методика визначення параметрів руху об'єкта

Розглянемо методику визначення параметрів руху об'єкта за рис. 2.1.

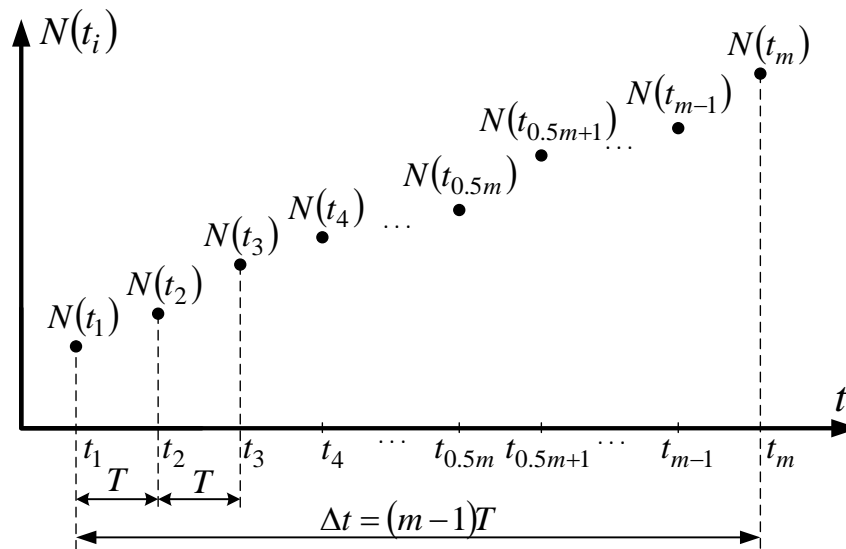


Рис. 2.1. Часова діаграма приймання сигналів координат переміщення на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt

Миттєву швидкість $V(t_i)$ можна визначити для всіх моментів часу від t_2 і до t_m (миттєвою вона є тому, що інтервал часу $T = t_i - t_{i-1}$ вибирається якомога меншим, однак достатнім для визначення координат з необхідною точністю), тобто для її визначення необхідно визначити поточну і попередню координати об'єкта, а значення миттєвої швидкості визначається на інтервалі часу тривалістю T :

$$V(t_2) = K \frac{N(t_2) - N(t_1)}{T}; \quad V(t_i) = K \frac{N(t_i) - N(t_{i-1})}{T}.$$

Миттєве прискорення $a(t_i)$ можна визначити для всіх моментів часу, починаючи від t_3 і до t_m [36], тобто для визначення миттєвого прискорення необхідно визначити поточну та дві попередні координати об'єкта, а значення миттєвого прискорення визначається на інтервалі часу тривалістю $2T$:

$$a(t_i) = \frac{V(t_i) - V(t_{i-1})}{T} = K \frac{N(t_i) - N(t_{i-1}) - [N(t_{i-1}) - N(t_{i-2})]}{T^2} = K \frac{N(t_i) - 2N(t_{i-1}) + N(t_{i-2})}{T^2}.$$

Миттєва різкість $r(t_i)$ може бути визначена для всіх моментів часу, починаючи від t_4 і до t_m [46], за значеннями поточної і трьох попередніх координат об'єкту на інтервалі часу тривалістю $3T$:

$$r(t_i) = \frac{a(t_i) - a(t_{i-1})}{T} = \frac{V(t_i) - 2V(t_{i-1}) + V(t_{i-2})}{T^2} = K \frac{N(t_i) - 3N(t_{i-1}) + 3N(t_{i-2}) - N(t_{i-3})}{T^3}.$$

При усередненні результатів за кінцевим інтервалом часу Δt отримаємо:

$$V_{cep}(\Delta t) = \frac{\sum_{i=2}^m V(t_i)}{m-1} = K \frac{N(t_m) - N(t_1)}{(m-1)T} = K \frac{N(t_m) - N(t_1)}{\Delta t}; \quad (2.1)$$

$$a_{cep}(\Delta t) = \frac{\sum_{i=3}^m a(t_i)}{m-2} = \frac{V(t_m) - V(t_2)}{(m-2)T} = K \frac{N(t_m) - N(t_{m-1}) - N(t_2) + N(t_1)}{(m-2)T^2}; \quad (2.2)$$

$$r_{cep}(\Delta t) = \frac{\sum_{i=4}^m r(t_i)}{m-3} = K \frac{N(t_m) - 2N(t_{m-1}) + N(t_{m-2}) - N(t_3) + 2N(t_2) - N(t_1)}{(m-3)T^3}. \quad (2.3)$$

Отримані середні значення параметрів руху об'єкта враховують тільки частину координат переміщення. Для підвищення точності вимірювань пропонується визначати різницю середніх арифметичних кодів координат на обох половинах інтервалу Δt , а отриманий результат є достатнім для визначення швидкості на інтервалі Δt з меншою похибкою, ніж у відомих рішеннях [19, 23]:

$$V_{cep\Sigma}(\Delta t) = \frac{K}{\Delta t/2} \cdot \left(\frac{2}{m} \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right) = \frac{4K}{m\Delta t} \cdot \left(\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right), \quad (2.4)$$

де $V_{cep\Sigma}(\Delta t)$ – середня швидкість на інтервалі часу Δt , визначена за даним спосо-

бом; $\frac{2}{m} \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i)$ та $\frac{2}{m} \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i)$ – середні значення кодів координат переміщення

відповідно на першій і другій половинах інтервалу Δt ; m – ціле парне число, що дорівнює кількості кодів координат $N(t_i)$.

Аналогічно пропонується визначати середні значення прискорення і різко-

сті на інтервалі Δt , однак при визначенні прискорення інтервал Δt потрібно розділити на три однакові частини, а при визначенні різкості – на чотири (при визначенні прискорення m має бути кратне 3, а при визначенні різкості – кратне 4):

$$a_{cep\Sigma}(\Delta t) = \frac{27K}{m(\Delta t)^2} \cdot \left(\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i) \right); \quad (2.5)$$

$$r_{cep\Sigma}(\Delta t) = \frac{256K}{m(\Delta t)^3} \cdot \left(\sum_{i=\frac{3m}{4}+1}^m N(t_i) - 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^{\frac{3m}{4}} N(t_i) + 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{4}+1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{4}} N(t_i) \right). \quad (2.6)$$

2.1.2. Аналіз точності способу визначення параметрів руху об'єкта

Запропонований спосіб визначення параметрів руху об'єкта має похибку, обумовлену похибками $\Delta_{N(t_i)}$ кодів координат $N(t_i)$ (похибка квантування, інструментальна похибка та ін.), тому в загальному випадку можна вважати $\Delta_{N(t_i)}$ випадковою величиною, розподіленою за нормальним законом з СКВ $\sigma[\Delta_{N(t_i)}]$.

Відносні похибки визначення середніх значень швидкості $\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}$, прискорення $\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}$ і різкості $\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}$ запропонованим способом та відповідних їм СКВ $\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}]$, $\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}]$ та $\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}]$ визначаються такими співвідношеннями [37]:

$$\varepsilon_{V_{cep\Sigma}} = \frac{\Delta_{V_{cep\Sigma}}}{(V_{cep\Sigma})_{\max}} = \frac{4K \cdot \Delta \left(\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) \right)}{(V_{cep})_{\max} m \Delta t} = \frac{4K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{(V_{cep})_{\max} m(m-1)T}; \quad (2.7)$$

$$\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}] = \frac{4K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(V_{cep})_{\max} m \Delta t} = \frac{4K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} (m-1) T (V_{cep})_{\max}}; \quad (2.8)$$

$$\varepsilon_{a_{cep\Sigma}} = \frac{27K \cdot \Delta \left(\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i) \right)}{(a_{cep})_{\max} m(\Delta t)^2} = \frac{108K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m^2 (m-1)^2 T^2 (a_{cep})_{\max}}; \quad (2.9)$$

$$\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}] = \frac{108K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{m^2 (\Delta t)^2 (a_{cep})_{\max}} = \frac{108K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} m (m-1)^2 T^2 (a_{cep})_{\max}}; \quad (2.10)$$

$$\varepsilon_{r_{cep\Sigma}} = \frac{\Delta_{r_{cep\Sigma}}}{(r_{cep\Sigma})_{\max}} = \frac{256K \cdot \frac{9}{m^2} \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m(\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}} = \frac{2304K \cdot \sum_{i=1}^m \Delta_{N(t_i)}}{m^3(m-1)^3 T^3 (r_{cep})_{\max}}; \quad (2.11)$$

$$\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}] = \frac{2304K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{m^3(\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}} = \frac{2304K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{\sqrt{m} m^2 (m-1)^3 T^3 (r_{cep})_{\max}}. \quad (2.12)$$

де $\Delta_{V_{cep\Sigma}}$, $\Delta_{a_{cep\Sigma}}$, $\Delta_{r_{cep\Sigma}}$ – абсолютні похибки визначення швидкості, прискорення та різкості; $(V_{cep\Sigma})_{\max} = (V_{cep})_{\max}$, $(a_{cep\Sigma})_{\max} = (a_{cep})_{\max}$, $(r_{cep\Sigma})_{\max} = (r_{cep})_{\max}$ – максимальні значення швидкості, прискорення та різкості.

2.1.3. Аналіз ефективності способу визначення параметрів руху об'єкта

Для того, щоб з'ясувати, чи забезпечує запропонований спосіб більшу точність при визначенні параметрів руху у порівнянні з класичним способом, порівняємо СКВ відносних похибок визначення швидкості, прискорення та різкості запропонованого та класичного способів за їх відношенням [37]:

$$k_V = \frac{\sigma[\varepsilon_{V_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{V_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(V_{cep})_{\max} \Delta t} \cdot \frac{(V_{cep})_{\max} m \Delta t}{4K \sqrt{m} \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \sqrt{\frac{m}{8}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}; \quad (2.13)$$

$$k_a = \frac{\sigma[\varepsilon_{a_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{a_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(a_{cep})_{\max} (\Delta t)^2} \cdot \frac{\sqrt{m} m (\Delta t)^2 (a_{cep})_{\max}}{108K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \frac{m}{54} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}; \quad (2.14)$$

$$k_r = \frac{\sigma[\varepsilon_{r_{cep}}]}{\sigma[\varepsilon_{r_{cep\Sigma}}]} = \frac{\sqrt{2} K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]}{(r_{cep})_{\max} (\Delta t)^3} \cdot \frac{\sqrt{m} m^2 (\Delta t)^3 (r_{cep})_{\max}}{2304K \sigma[\Delta_{N(t_i)}]} = \frac{m^2}{1152} \cdot \sqrt{\frac{m}{2}}. \quad (2.15)$$

В результаті аналізу ефективності запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта за (2.13)÷(2.15) отримано такі результати [36].

1. При визначенні швидкості руху об'єкта кількість координат m має бути парною, при визначенні прискорення – кратною 3, а при визначенні різкості – кратною 4. При одночасному визначенні швидкості та прискорення кількість координат m має бути кратною 6, а при визначенні ще й різкості – кратною 12.

2. Збільшення точності визначення швидкості даним способом відносно класичного відбувається при $m > 8$, прискорення – при $m > 18$, різкості – при $m \geq 20$. Для досягнення ефективного зменшення похибки визначення параметрів

руху кількість використовуваних координат має бути: при визначенні швидкості $m \geq 2k, k \geq 5$, прискорення – $m \geq 3k, k \geq 7$, різкості – $m \geq 4k, k \geq 5$, швидкості і прискорення – $m \geq 6k, k \geq 4$, швидкості й різкості – $m \geq 4k, k \geq 5$, прискорення та різкості – $m \geq 12k, k \geq 2$, швидкості, прискорення та різкості – $m \geq 12k, k \geq 2$.

Тому що вибір величини m в загальному випадку знаходиться у компетенції розробника, то отримувана ефективність запропонованого способу реалізується з врахуванням значення m . Для ілюстрації ефективності запропонованого способу на рис. 2.2 наведені залежності коефіцієнтів k_V , k_a та k_r за (2.13)–(2.15) від m (при розрахунках значення m вибиралося кратним 12 для одночасного визначення параметрів руху об'єкта; пунктирними показані лінії тренду).

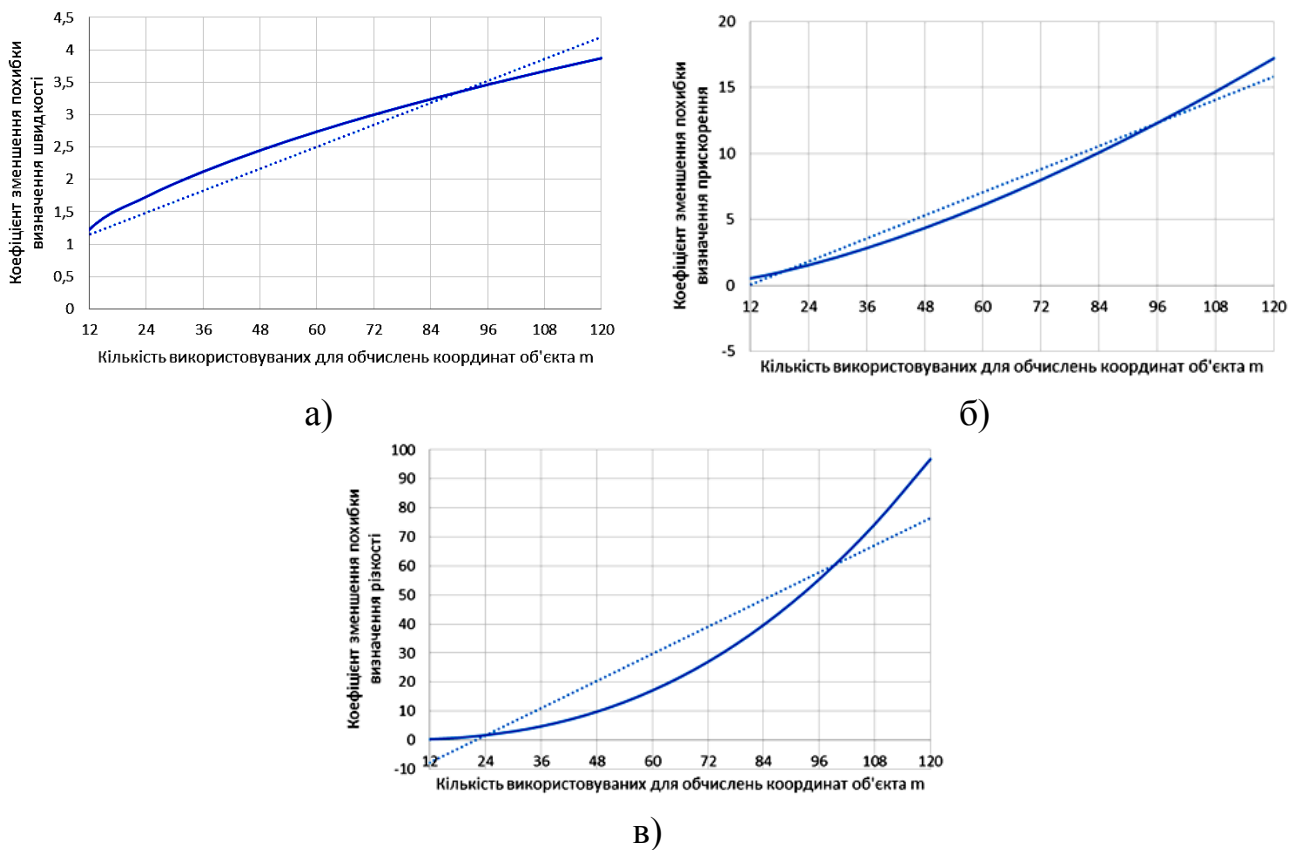


Рис. 2.2. Залежності коефіцієнтів зменшення похибок визначення швидкості k_V (а), прискорення k_a (б) та різкості k_r (в) від кількості використовуваних для обчислень координат об'єкта m на кінцевому інтервалі часу вимірювання Δt

Необхідно зазначити, що отримані дискретності кодів швидкості перемі-

щення $\sum_{i=\frac{m}{2}+1}^m N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} N(t_i)$, прискорення $\sum_{i=\frac{2m}{3}+1}^m N(t_i) - 2 \cdot \sum_{i=\frac{m}{3}+1}^{\frac{2m}{3}} N(t_i) + \sum_{i=1}^{\frac{m}{3}} N(t_i)$ та різкості

$$\sum_{i=\frac{3m}{4}+1}^m N(t_i) - 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{2}+1}^{\frac{3m}{4}} N(t_i) + 3 \cdot \sum_{i=\frac{m}{4}+1}^{\frac{m}{2}} N(t_i) - \sum_{i=1}^{\frac{m}{4}} N(t_i)$$

більші дискретностей відповідних кодів класичного способу, що також є перевагою даного способу [37].

2.2. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання

2.2.1. Нормування робочих умов при вимірюванні параметрів руху об'єктів

Величини, що характеризують робочі умови вимірювання, діляться на чотири групи [25]:

- кліматичні величини (температура, тиск, вологість та ін.);
- електричні й магнітні величини (електричні струми, напруги і магнітні поля різного роду);
- величини, що характеризують механічну дію на об'єкт вимірювання (вібрації, ударні навантаження та ін.);
- величини, що характеризують атмосферу (радіаційні й іонізуючі випромінювання, газовий склад атмосфери, запилення, задимлення та ін.).

Забезпечити єдність вимірювань відносно усіх можливих робочих умов вимірювання неможливо, тому для конкретних видів вимірюваних величин встановлюються єдині умови вимірювання (нормальні умови), для яких мають виконуватися умови єдності вимірювань. Такими умовами є перелік нормованих величин, що впливають на результат вимірювання, та вимоги до значень цих величин, які задаються або у формі допустимих меж зміни, або як номінальне значення.

При вимірюванні параметрів руху об'єктів номінальні значення нормованих величин, що впливають на результат вимірювання, є такими [10, 26]:

- температура – 20 °C (293 K);
- тиск навколишнього повітря – 99.992 кПа (750 мм. рт. ст.);
- відносна вологість повітря – 65% (парціальний тиск водяної пари 1351 Па);
- густина повітря – 1.2 кг/м³;

- прискорення вільного падіння (прискорення сили тяжіння) – 9.8 м/с^2 ;
- магнітна індукція та напруженість електростатичного поля – 0.

Однак при тривалих вимірюваннях забезпечити номінальні значення впливових величин неможливо, тому встановлюються їх допустимі межі зміни з врахуванням діапазону зміни вимірюваної величини і допустимих меж похибки результату вимірювання. Так, поширеною є вимога, що результати вимірювань для порівнянності мають приводитися до нормальних значень впливових величин з похибкою, що не перевищує 35% допустимої похибки вимірювання [10]. В обґрунтованих випадках допускається приведення результатів вимірювань до інших номінальних значень впливових величин, які встановлюються у кожному окремому випадку у відповідних державних стандартах.

2.2.2. Математична модель впливу робочих умов на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання

В процесі вимірювання робочі умови найбільше впливають на об'єкт вимірювання, що характеризується величиною x , та засіб вимірювання (ЗВ).

Якщо математична модель ЗВ представлена в формі вагової функції $kw_0(t)$ [26], то коефіцієнт чутливості k залежить від розміру одиниці величини, яка відтворюється ЗВ, а нормована вагова функція $w_0(t)$ відображає інерційні, дисипативні й інші властивості ЗВ. В статичному режимі вимірювання впливом інерційних властивостей ЗВ нехтують, а суттєвим є вплив робочих умов на коефіцієнт чутливості ЗВ. В динамічному режимі вплив на результат вимірювання нормованої вагової функції значно збільшується. Однак при малих відхиленнях від номінальних значень величин, що характеризують робочі умови, їх вплив на значення параметрів $w_0(t)$ є незначним, тому цим впливом часто нехтують.

При розгляді математичної моделі впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості ЗВ приймемо, що він є функцією коефіцієнтів чутливості перетворювачів, що входять до складу ЗВ і формують результат вимірювання, а тип функції залежить від способу з'єднання перетворювачів в ЗВ [25]:

$$k = f(k_1, k_2, \dots, k_m) = f(k_i), \quad (2.16)$$

де k_i ($i = \overline{1, m}$) – коефіцієнт чутливості i -го перетворювача.

Якщо покласти, що $k_i = k_{i0} + \Delta k_i = k_{i0}(1 + \varepsilon_{k_i})$, де k_{i0} – номінальне значення, Δk_i – абсолютне та $\varepsilon_{k_i} = \frac{\Delta k_i}{k_{i0}}$ – відносне відхилення від номінального значення коефіцієнта чутливості i -го перетворювача, то отримуємо:

$$k = f(k_{10} + \Delta k_1, k_{20} + \Delta k_2, \dots, k_{m0} + \Delta k_m) = k_0 + \Delta k = k_0(1 + \varepsilon_k), \quad (2.17)$$

де $k_0 = f(k_{10}, k_{20}, \dots, k_{m0})$ – номінальне значення коефіцієнта чутливості ЗВ; Δk – абсолютне та $\varepsilon_k = \frac{\Delta k}{k_0}$ – відносне відхилення величини k від номінального значення, обумовлене відхиленнями Δk_i .

Визначимо відхилення в співвідношенні (2.17), для чого представимо дану функцію рядом Тейлора відносно номінальних значень аргументів [21]:

$$\Delta k = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \cdot (\Delta k_i)^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} (\Delta k_i)^j, \quad (2.18)$$

де $\gamma_i^{(j)} = \left. \frac{\partial^j f(k_1, k_2, \dots, k_m)}{\partial k_i^j} \right|_{\substack{k_i=k_{i0} \\ i=1, m}}$ – частинні похідні функції (2.17).

Відхилення Δk_i обумовлені двома групами факторів [37]: виробничо-технологічними факторами, тобто похибками технології виготовлення перетворювачів $\Delta k_{i.см}$, та відхиленнями від номінальних значень величин, що характеризують робочі умови вимірювання, тобто $\Delta k_{i.пу}$:

$$\Delta k_i = \Delta k_{i.см} + \Delta k_{i.пу}. \quad (2.19)$$

Складову $\Delta k_{i.пу}$ представимо через відхилення від номінальних значень величин другої групи факторів за допомогою рівняння зв'язку:

$$k_i = \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_p) = \psi(\xi_l), \quad (2.20)$$

де $\xi_{l=1, p}$ – величини, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів.

Розкладемо аналогічно функцію ξ_l в ряд Тейлора відносно номінальних значень аргументів:

$$\Delta k_{i.пу} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \frac{\partial^j k_i}{\partial \xi_l^j} \cdot (\Delta \xi_l)^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j, \quad (2.21)$$

де $\chi_{il}^{(j)} = \frac{\partial^j \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m)}{\partial \xi_l^j} \Big|_{\substack{\xi_l = \xi_{l0} \\ l=1, p}}$ – частинні похідні функції (2.20).

Якщо підставити (2.19) та (2.21) в рівняння (2.18) і розкласти степеневу функцію в дужках в ряд Маклорена [29], отримаємо [17]:

$$\begin{aligned} \Delta k &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \cdot \left(\Delta k_{i.em} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^j = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i.em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!} = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \Delta k_{i.em}^j + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \\ &\times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i.em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!} = \Delta k_{em} + \Delta k_{py}, \quad (2.22) \end{aligned}$$

де $\Delta k_{py} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{j(j-1)\dots(j-n+1) \Delta k_{i.em}^{j-n} \cdot \left(\sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^n}{n!}$ – відхи-

лення коефіцієнта чутливості ЗВ за рахунок відхилень від номінальних значень величин, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів ЗВ;

$\Delta k_{em} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \Delta k_{i.em}^j = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} \Delta k_{i.em}^j$ – відхилення коефіцієнта чутливості

ЗВ від впливу виробничо-технологічних факторів; $\alpha_l^{(j)} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(j)} \chi_{il}^{(j)}$ – коефіцієнти,

що визначають вплив відхилень $\Delta \xi_l$ на відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ.

В загальному вигляді при врахуванні великої кількості членів розкладу функцій k_i та ξ_l в ряд Тейлора ($j \rightarrow \infty$) формула (2.22) є складною і не дозволяє визначити окремі складові відхилень коефіцієнтів чутливості ЗВ від номінального значення. Тому розглянемо варіанти обмеження кількості членів розкладу.

При врахуванні тільки лінійного члену розкладу ($j = 1$) отримаємо [37]:

$$\Delta k_{j=1} = \sum_{i=1}^m \frac{\partial f(k_1, k_2, \dots, k_m)}{\partial k_i} \Big|_{\substack{k_i=k_{i0} \\ i=1, m}} \times \left(\Delta k_{i,em} + \sum_{l=1}^p \frac{\partial \psi(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m)}{\partial \xi_l} \Big|_{\substack{\xi_l=\xi_{l0} \\ l=1, p}} \cdot \Delta \xi_l \right) =$$

$$= \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \cdot \left(\Delta k_{i,em} + \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(1)} \cdot \Delta \xi_l \right) = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,em} + \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right) = \Delta k_{em1} + \Delta k_{py1},$$

де $\Delta k_{em1} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,em}$ та $\Delta k_{py1} = \sum_{l=1}^p \alpha_l^{(1)} \Delta \xi_l = \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right)$ – відповідні відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні тільки лінійного члену розкладу; $\alpha_l^{(1)} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)}$ – коефіцієнти впливу відхилень $\Delta \xi_l$ на відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні тільки лінійного члену розкладу.

При $j = 2$ (при врахуванні квадратичного члену розкладу) отримаємо [17]:

$$\Delta k_{j=2} = \sum_{j=1}^2 \frac{1}{j!} \sum_{i=1}^m \frac{\partial^j k}{\partial k_i^j} \cdot \left(\Delta k_{i,em} + \sum_{j=1}^2 \frac{1}{j!} \sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(j)} (\Delta \xi_l)^j \right)^j =$$

$$= \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(1)} \Delta k_{i,em} + \sum_{i=1}^m \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(1)} \chi_{il}^{(1)} \Delta \xi_l \right) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \Delta k_{i,em}^2 +$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,em} \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right) + \frac{1}{8} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \cdot \left(\sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right)^2 =$$

$$= \Delta k_{em1} + \Delta k_{py1} + \Delta k_{em12} + \Delta k_{py12.1} + \Delta k_{py12.2} = \Delta k_{em2} + \Delta k_{py2},$$

де $\Delta k_{em12} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \Delta k_{i,em}^2$ – відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ за рахунок

впливу виробничо-технологічних факторів при врахуванні тільки квадратичного

члена розкладу; $\Delta k_{py12.1} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,em} \left(\sum_{l=1}^p \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \Delta k_{i,em} \left(\sum_{l=1}^p \alpha_l^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right)$ та

$\Delta k_{py12.2} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \cdot \left(\sum_{l=1}^p \chi_{il}^{(2)} \Delta \xi_l^2 \right)^2$ – відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ за рахунок

відхилень від номінальних значень величин, що впливають на коефіцієнти чутливості перетворювачів ЗВ при врахуванні тільки квадратичного члена роз-

кладу; $\alpha_l^{(2)} = \sum_{i=1}^m \gamma_i^{(2)} \chi_{il}^{(2)}$ – коефіцієнти, що визначають вплив відхилень $\Delta \xi_l$ на від-

дхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні тільки квадратичного члена

розкладу; $\Delta k_{em2} = \Delta k_{em1} + \Delta k_{em2}$ та $\Delta k_{py2} = \Delta k_{py1} + \Delta k_{py12.1} + \Delta k_{py12.2}$ – відхилення коефіцієнта чутливості ЗВ при врахуванні двох перших членів розкладу [37].

Якщо у виразі (2.17) прийняти $k_0 = 1$, то

$$k = 1 + \Delta k = 1 + \Delta k_{em} + \Delta k_{py} = 1 + \varepsilon_{k_{em}} + \varepsilon_{k_{py}}, \quad (2.24)$$

а вплив робочих умов вимірювання визначається складовою Δk_{py} .

Вплив робочих умов на об'єкт вимірювання необхідно враховувати тому, що він приводить до змін вимірюваної величини, яка характеризує об'єкт вимірювання, а впливовими можуть бути всі чотири групи величин, якими характеризуються робочі умови вимірювання. В підсумку вплив робочих умов на об'єкт вимірювання зводиться до адитивного збурення, прикладеного до входу ЗВ.

2.3. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в СРНС

Навігаційно-часовими визначеннями (НЧВ) є формування оцінок координат, складових швидкості і прискорення МР та поточного часу в результаті обробки радіосигналів, прийнятих від НС. Зазвичай точність НЧВ визначається двома типами похибок: похибками, що виникають на етапі первинної обробки, і похибками, що відповідають етапу вторинної обробки. Тому що при первинній обробці формуються оцінки дальностей (псевдодальностей), швидкостей (псевдошвидкостей) та прискорень (псевдоприскорень), то похибками для даного етапу є похибки визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення. Складові похибки, що виникають на етапі первинної обробки, при визначенні псевдодальності дальномірним методом розглянуті в [41], а складові похибки етапу первинної обробки визначення псевдошвидкості – в роботах [31, 41]. На етапі вторинної обробки оцінки псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення перераховуються в оцінки координат МР, тому похибки цього етапу визначаються факторами, які впливають на ефективність перерахунку.

Похибку етапу вторинної обробки можна розділити на такі складові [37]:

- похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль (вплив тропосфери та іоносфери на запізнення сигналу, релятивістських та гравітаційних ефектів, а також багатопроменевого поширення сигналу);

- похибки бортової апаратури та апаратури МР;
- похибки, що вносяться на етапі розв'язання навігаційної задачі;
- похибки ефемеридного забезпечення.

Тому в даному підрозділі проводиться аналіз та оцінка складових похибки, що виникає на етапі вторинної обробки НЧВ.

2.3.1. Похибки, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль

Похибки, що виникають на трасі поширення сигналу, є найменш передбачуваними і тому можуть суттєво впливати на точність визначення координат. Атмосфера Землі здатна впливати на поширення радіохвиль, при цьому цей вплив не завжди підлягає прогнозуванню. Рефракція радіохвиль, яка проявляється у викривленні шляху поширення, також вносить додаткові затримки сигналу. На поширення радіохвиль впливають тропосфера, розташована біля поверхні Землі та до висоти (12...18) км, й іоносфера, яка є шаром атмосфери від 60 км до 1000 км.

Тропосферна складова похибки вимірювань обумовлена наявністю тропосферної рефракції. Затримка сигналу в тропосфері може складати величину (8...80) нс, що відповідає похибці вимірювання псевдодальності (2,4...24) м.

Для зменшення впливу атмосферних похибок рекомендується виключати з розрахунків результати вимірювань за сигналами НС, кут місця яких менший 10° . Однак такий підхід приводить до зменшення кількості НС, доступних для проведення вимірювань. Тому що для діапазону робочих частот навігаційних систем типу *GPS* та *GLONASS* тропосферна рефракція не залежить від частоти сигналу, виключити цю затримку двочастотним способом неможливо. Однак значення тропосферної похибки залежить від факторів, які можна досить точно визначити: кліматичних факторів та кута місця НС (кута підняття над горизонтом).

Аналіз похибок, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль, наведений в додатку Г.

2.3.2. Похибки бортової апаратури

Похибки частотно-часового забезпечення виникають при звірці та зберіганні бортової шкали часу (БШЧ) НС. Ці похибки безпосередньо і досить суттєво

впливають на визначення відстані до супутника. Наприклад, зсув випромінюваних дальномірних кодів та міток часу на 10 мкс відповідає похибці вимірювання дальності у 3 км. Стабільність БШЧ залежить від стабільності бортового еталону частоти (“атомний годинник”). СКВ зсуву БШЧ за добу після корекції складає 25.4 нс для цезієвих та 108 нс для рубідієвих еталонів частоти. Однак вимоги до СРНС такі, що СКВ зсуву БШЧ має бути не більше 10 нс [37].

Крім апаратних методів підвищення стабільності шкали використовують алгоритмічні методи, основані на відомих математичних моделях поведінки бортових еталонів, що дозволяє прогнозувати відхилення. Непрогнозовані відхилення БШЧ можуть складати 1 нс на інтервалі в 1 год. В сучасних СРНС проводиться постійне спостереження за бортовими еталонами кожного НС і для кожного з них розраховується індивідуальний алгоритм корекції (в якості моделі зазвичай використовується поліном другого степеню) [41].

До дальномірних також відносяться похибки, що вносяться груповою затримкою навігаційного сигналу в апаратурі супутника, яка є інтервалом часу між вихідним навігаційним сигналом в фазовому центрі передавальної антени і вихідним сигналом бортового еталону частоти і часу. Систематична складова групової затримки вимірюється при зборці та калібруванні апаратури супутника, вона індивідуальна для кожного НС і передається у складі його службового повідомлення. Випадкова складова входить до складу дальномірної похибки і зазвичай не перевищує 3 нс. Достовірність частотно-часових поправок залежить від часу, що минув з моменту завантаження до пам’яті бортового обчислювача. При затищенні супутника корекція ефемерид (таблиць небесних координат Сонця, Місяця та інших астрономічних об’єктів, обчислених через рівні інтервали часу, наприклад, один раз на добу) супутника тривалий час неможлива. Для зменшення залежності від інтервалу між оновленнями даних використовується режим міжсупутникових вимірювань, реалізований в *GPS* на супутниках типу *BlockIIIR*.

2.3.3. Похибки апаратури мобільного робота

Основним джерелом похибок прийомоіндикатора є схеми стеження за затримкою оригінальної та носійної сигналу, при цьому розрізняють шумові й дина-

мічні похибки. Оригінальною сигналу НС є двійкові параметри системи передавання (ПСП). Шумова похибка некогерентної схеми стеження за затримкою ПСП має СКВ, що визначається формулою [28]:

$$\sigma = \tau_s \sqrt{\frac{B_t}{P/N_0} + \frac{B_t B_r}{(P/N_0)^2}}, \quad (2.25)$$

де τ_s – тривалість елементарного символу ПСП; B_t і B_r – ширина однобічних смуг пропускання схем стеження за затримкою і тракту проміжної частоти; P/N_0 – відношення потужності сигналу до спектральної густини шуму на вході приймача.

Динамічну складову похибки прийомоіндикатора оцінюють за виразом

$$\varepsilon_d = \frac{0.28 \tau}{B_t^2}, \quad (2.26)$$

де τ – затримка сигналу.

Діапазон похибок оцінювання псевдодальності складає (0,5...30) м, псевдошвидкості – (0,1...10) м/с, а псевдоприскорення – (0,02...2.5) м/с². Ці похибки обумовлені внутрішніми шумами приймача і динамікою руху МР. Ще одним джерелом похибок оцінювання псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення є опорний генератор, при цьому на характеристики слідкувальних систем приймача впливає короткочасна нестабільність частоти, що приводить до нестабільності шкали часу приймача і флуктуацій фази опорного генератора [37].

2.3.4. Похибки, що вносяться на етапі розв’язання навігаційної задачі

Оцінки псевдодальностей, псевдошвидкостей і псевдоприскорень, отримані на етапі первинної обробки за чотирма або більше видимими НС, використовуються для розрахунку оцінок координат та векторів швидкості і прискорення МР, що є сутністю вторинної обробки інформації в приймальному пристрої (або розв’язання навігаційної задачі). При проведенні необхідних розрахунків використовується інформація про координати і складові вектора швидкості (ефемериди) кожного НС, яка виділяється з навігаційного повідомлення. Точність цієї ефемеридної інформації безпосередньо впливає на точність НЧВ. Крім того, при перерахунку оцінок псевдодальностей в координати МР відбувається перетворення похибок визначення псевдодальностей в похибки визначення координат

МР. При цьому відбувається погіршення точності визначення координат МР у порівнянні з точністю визначення псевдодальностей, що залежить від геометрії розташування МР та НС, сигнали яких приймаються до обробки. Для кількісної оцінки даного ефекту використовується поняття геометричного фактору [27].

2.3.5. Похибки ефемеридного забезпечення

Однією з основних задач наземного контролю та керування є формування передбачених на задані моменти часу значень ефемерид усіх НС та передача їх на НС, де вони закладаються в навігаційне повідомлення. При проведенні експериментальних досліджень ефемеридними є такі похибки: σ_l – трансверсальна (за дотичною до траєкторії); σ_r – радіальна; σ_n – нормальна (за нормаллю до площини, утвореної векторами σ_l та σ_r).

В роботі [28] наведені результати експериментальних досліджень ефемеридних похибок для НС *GPS*, тобто похибок передбачених значень ефемерид (закладених в навігаційне повідомлення) відносно точно вимірених значень: $\sigma_l = 6.3 \text{ м}$, $\sigma_n = 3.0 \text{ м}$, $\sigma_r = 0.8 \text{ м}$. Визначені ефемеридні похибки перераховують в еквівалентну похибку визначення псевдодальності, яка складає величину 1.27 м. Однак це значення відрізняється, наприклад, від аналогічного значення $\sigma_{\hat{D}_{ep}} = 4.0 \text{ м}$, наведеного в роботі [11]. Тому для аналізу прийнято середнє з двох попередніх значень 2.6 м, що і враховано в бюджеті похибок (табл. 2.1).

2.3.6. Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення

Підводячи підсумок аналізу похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення, наведемо підсумкову таблицю окремих складових загальної похибки, яку називають бюджетом похибок [34]. В табл. 2.1 покладено, що всі складові похибки є некорельованими між собою випадковими величинами з нормальним законом розподілу. Іоносферна та тропосферна похибки мають систематичну і випадкову складові (МС та СКВ). МС ігнорувати не можна, однак воно не додається, як дисперсії. Тому дисперсія загальної похибки визначається як сума дисперсій окремих складових.

Наведені в табл. 2.1 значення окремих складових відповідають залишковим значенням похибок, тобто передбачається, що в приймальному пристрої прийняті міри щодо зменшення похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення.

Таблиця 2.1

Бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення

Джерело похибки	$\sigma_{\hat{D}}$, м	$\sigma_{\hat{v}}$, м/с	$\sigma_{\hat{a}}$, м/с ²
Годинник супутника	2,0	–	–
Іоносфера	4,0	–	–
Тропосфера	0,5	–	–
Багатопроменеве поширення	2,5	0,01	0,0025
Приймальний пристрій	1,5	0,08	0,022
Бортовий опорний генератор	–	0,04	0,008
Релятивістський ефект	–	0,001	0,0003
Ефемеридне забезпечення	2,6	–	–
Інші	2,0	0,01	0,003
Сумарна похибка	6,3	0,09	0,0238

Похибка, що вноситься приймальним пристроєм, наводиться для автономного одночастотного стаціонарного пристрою з двоетапною обробкою сигналів при прийманні сигналу від НС, що знаходиться в зеніті. Враховуючи це, величина сумарної (підсумкової) похибки в табл. 2.1 має зміст потенційної, тобто гранично досяжної для реальної апаратури [37].

2.4. Дослідження впливу кліматичних факторів на оцінку точності ультразвукового локаційного методу вимірювання прискорення

Тому що сенсорний вузол системи ультразвукового зору МР є імпульсним локатором, то при вимірюванні дальності ультразвуковим далекоміром потрібно враховувати температуру навколишнього середовища. Якщо не враховувати тем-

пературну залежність швидкості ультразвуку в повітрі, то при відхиленні температури навколишнього середовища на 1 °С виникає абсолютна похибка 0.6 м/с, яка приводить до відносної похибки вимірювання дальності порядку 0.175%.

2.4.1. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі

Відповідно до законів класичної аеродинаміки швидкість ультразвуку в повітрі визначається співвідношенням $V_3 = 20.046 \cdot \sqrt{T}$, де T – абсолютна температура (К), або за емпіричною формулою $V_3 = 331.4 + 0.6t^o$ [18]. Однак останній вираз використовується для широкого діапазону температур (-100...+200) °С, що приводить до збільшення похибки обчислення швидкості ультразвуку на границях діапазону до 2.9% при температурі -100 °С та 3.5% при температурі +200 °С.

Для основних типів ультразвукових п'єзоперетворювачів, наприклад, фірми *MuRata*, діапазон робочих температур складає (-30...+80) °С [16]. Тому в [35] температурну залежність швидкості ультразвуку в повітрі в даному діапазоні запропоновано апроксимувати лінійною залежністю виду $\hat{V}_3 = 330.95 + 0.584t^o$ з середньою та максимальною відносними похибками апроксимації $\bar{\varepsilon}_{V_3} = 0.138\%$ і $\varepsilon_{V_{3,\max}} = 0.266\%$ та коефіцієнтом парної кореляції $r_{V_3t} = 0.99933$, що говорить про достатньо високу точність отриманої лінійної регресійної залежності.

Підвищити точність апроксимації можна, звузивши температурний діапазон до (-10...+30) °С, що відповідає помірному кліматичному поясу, при цьому $\hat{V}_3 = 331.26 + 0.592t^o$ з середньою та максимальною відносними похибками апроксимації відповідно 432 ppm та 738 ppm при коефіцієнті парної кореляції 0.999769, що ще більше підвищує точність апроксимації [37].

Для врахування впливу вологості повітря W і атмосферного тиску P (кПа) вводять поняття акустичної віртуальної температури [3]:

$$t_{AB}^o = t^o + \frac{0.275(t^o + 273)W}{P}.$$

Неврахований вплив вологості повітря при нормальному атмосферному тиску приводить до виникнення абсолютної похибки визначення швидкості ультразвуку менше 0.5 м/с.

Якщо врахувати, що при вимірюванні параметрів руху об'єктів номінальні значення найбільш важливих нормованих величин, які впливають на результат вимірювання, є такими, як наведено в п. 2.2.1 [17], то акустична віртуальна температура буде мати значення $t_{AB.HV}^o = 20 + \frac{0.275 \cdot (20 + 273) \cdot 0.65}{99.992} = 20.5238^o$, тобто неврахований вплив відносної вологості повітря і атмосферного тиску навіть при номінальних значеннях нормованих впливових величин приводить до відхилення температури на 2.62% від номінального значення, що відповідає відносній похибці 0.1% визначення швидкості ультразвуку в повітрі.

На відкритих ділянках траси на швидкість ультразвуку впливає вітер: швидкість ультразвуку в напрямку руху вітру збільшується, а проти вітру – зменшується. Наявність вітру приводить до дрейфу ультразвукової хвилі, що створює ефект зміщення джерела ультразвуку. Швидкість ультразвуку при цьому визначається як $V_{3.B} = V_3 + V_B \cos \alpha$, де V_B – швидкість вітру; α – кут між напрямком вітру в точці спостереження і напрямком надходження ультразвуку.

З врахуванням впливу вологості повітря, атмосферного тиску і вітру оцінки визначення швидкості ультразвуку в повітрі в різних діапазонах температур:

$$\hat{V}_3(t^o, W, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-10 \div 30)^o C} = 331.26 + 0.592t^o + \frac{0.1628(t^o + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha; \quad (2.27)$$

$$\hat{V}_3(t^o, W, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-30 \div 80)^o C} = 330.95 + 0.584t^o + \frac{0.1606(t^o + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha.$$

Поверхні, що описують залежності швидкості ультразвуку в повітрі від температури і атмосферного тиску при номінальній відносній вологості повітря 65%, представлені на рис. 2.3 [37]. Таким чином, робимо до висновків, що при реалізації ультразвукового далекоміра найбільш важливим фактором, який впливає на точність визначення швидкості ультразвуку, є точне вимірювання температури в зоні проведення вимірювань, а дальність до об'єкту визначається за виразом

$$L = \frac{\hat{V}_3 N T_{III}}{2} = \left(165.63 + 0.296t^o + \frac{0.0814(t^o + 273)W}{P} + V_B \cos \alpha \right) \cdot N \cdot T_{III} \cong (2.28)$$

$$\cong (165.63 + 0.296t^o) \cdot N \cdot T_{III},$$

де N – кількість лічильних імпульсів, підрахована таймером-лічильником мікро-

контролера далекоміра; $T_{\text{Л}}$ – період лічильних імпульсів.

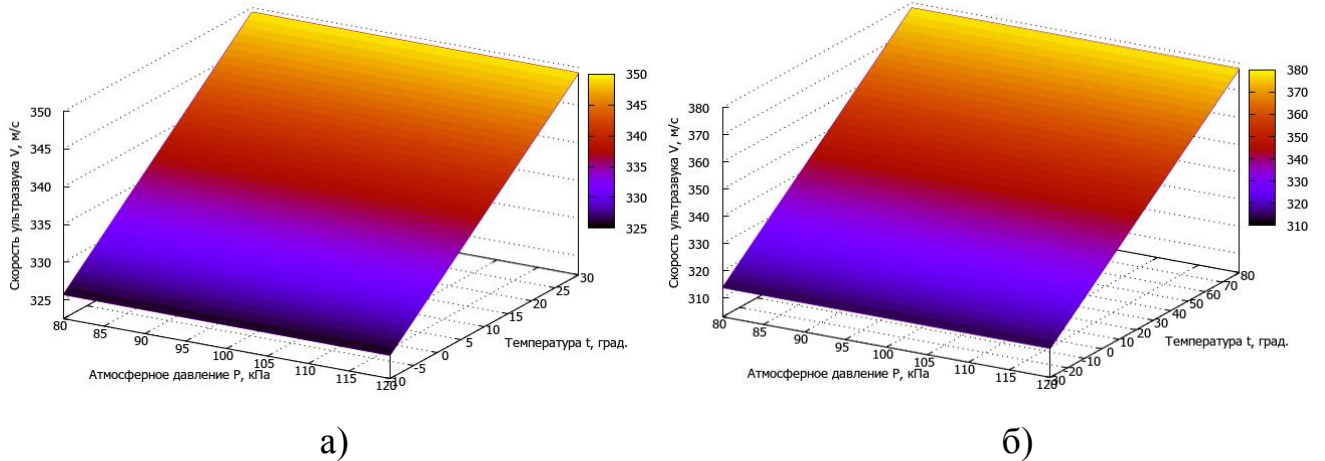


Рис. 2.3. Залежності швидкості ультразвуку в повітрі від температури в діапазонах $(-10...+30)$ °С (а) та $(-30...+80)$ °С (б), зміні атмосферного тиску від 80 кПа до 120 кПа та при відносній вологості повітря 65%

У другій, наближеній частині співвідношення (2.28) не враховано вплив відносної вологості повітря і атмосферного тиску, тому що при достатньо великих відхиленнях даних кліматичних факторів від їх номінальних значень (65% та 100 кПа) на 35% до 100% (відносна вологість повітря) та 10 кПа до 90 кПа (атмосферний тиск) при температурі 20 °С швидкість ультразвуку зміниться на 0.523 м/с, що приведе до появи відносної похибки визначення дальності 0.15%.

Поверхня, що описує залежність дальності від температури та кількості імпульсів, підрахованих лічильником при $T_{\text{Л}} = 1 \text{ мкс}$, наведена на рис. 2.4.

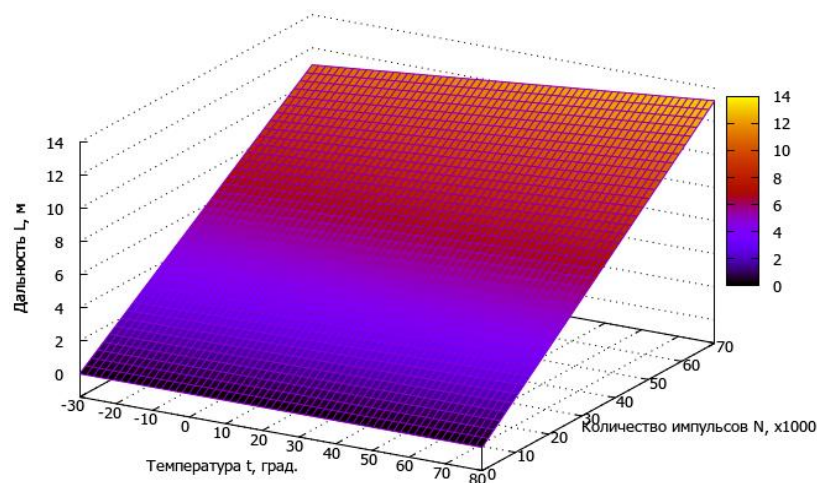


Рис. 2.6. Залежність дальності від температури навколишнього середовища і кількості імпульсів, підрахованих лічильником мікроконтролера
Розділова здатність системи, якою проводиться визначення дальності, при

температурі 20 °C складає величину $\Delta L = 0.5 \cdot (343.1 \cdot 1 \cdot 10^{-6}) = 0.1716$ (мм).

Максимальна вимірювана дальність в основному обмежується потужністю п'єзовипромінювача і складає величину 6 м. Якщо 16-розрядний лічильник підраховує максимальну кількість 2^{16} імпульсів, він зупиняється і формує сигнал закінчення підрахунку, тому максимальний час вимірювання дальності складає $t_{\max} = 2^{16} \cdot 10^{-6} = 0.0655$ (с) (для дальності 6 м максимальний час вимірювання $t_{6,м} \cong 0.035$ (с)), а максимальна вимірювана дальність $L_{\max} = 2^{16} \cdot \Delta L = 11.25$ (м).

2.4.2. Дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача при оцінці швидкості ультразвуку в повітрі

Тому що визначення швидкості ультразвуку для розв'язання навігаційних задач мобільної робототехніки проводиться в різних кліматичних умовах, було проведено дослідження степеню впливу групи кліматичних факторів на вихідний сигнал S_U ультразвукового випромінювача для двох випадків – при оцінці швидкості ультразвуку на відкритому просторі і в приміщенні. Досліджуваними кліматичними факторами було вибрано температуру повітря t^o , атмосферний тиск P і відносну вологість повітря W . Такий вибір обумовлений тим, що ці величини можна виміряти за допомогою мікроелектронних компонентів і використовувати для підвищення точності приладової системи МР. За результатами $n = 256$ вимірювань, виконаних за три місяці, проведений кореляційний аналіз і розраховано частинні коефіцієнти кореляції, які визначають степінь впливу на вихідний сигнал ультразвукового випромінювача S_U кожного кліматичного фактора окремо. Оцінка значущості проводилась за співвідношенням розрахункового значення критерія Стюдента, обчисленого за формулою $t_i = \frac{r_i \sqrt{n-1}}{1-r_i^2}$, та табличного значення критерія Стюдента для $n \geq 200$ та рівня значущості $\alpha = 0.01$.

Результати досліджень, наведені в табл. 2.2, показують тісний зв'язок між досліджуваними кліматичними факторами і вихідним сигналом п'єзовипромінювача. Температура повітря t^o максимально впливає на вихідний сигнал S_U як в

першому, так і в другому випадках, однак при дослідженнях на відкритому просторі вплив більш значущий. Атмосферний тиск P здійснює на вихідний сигнал слабкий зворотний вплив на відкритому просторі, а в приміщенні його вплив є статистично незначущим. Вплив відносної вологості повітря W як на відкритому просторі, так і в приміщенні є статистично незначущим.

Таблиця 2.2

Частинні коефіцієнти кореляції та оцінка їх значущості

Частинний коефіцієнт кореляції	Значення частинного коефіцієнта кореляції	Розрахункове значення критерія Стюдента	Табличне значення критерія Стюдента	Оцінка статистичної значущості
<i>Оцінка швидкості ультразвуку на відкритому просторі</i>				
$r_{S,t^{\circ}}(WP)$	0.8945	71.4666	2.345	Статистично значущий
$r_{S,P}(t^{\circ}W)$	-0.1614	2.6463	2.345	Статистично значущий
$r_{S,W}(t^{\circ}P)$	0.1283	2.0831	2.345	Статистично незначущий
<i>Оцінка швидкості ультразвуку в приміщенні</i>				
$r_{S,t^{\circ}}(WP)$	0.8569	51.4958	2.345	Статистично значущий
$r_{S,P}(t^{\circ}W)$	-0.1311	2.1301	2.345	Статистично незначущий
$r_{S,W}(t^{\circ}P)$	-0.0983	1.5851	2.345	Статистично незначущий

На основі проведених експериментальних досліджень при визначенні швидкості ультразвуку на відкритому просторі можна вважати сталою відносно вологість повітря, а в приміщенні – ще й атмосферний тиск. Тоді співвідношення (2.27) в різних діапазонах температур запишуться так [37]:

- оцінка швидкості ультразвуку на відкритому просторі:

$$\hat{V}_3(t^{\circ}, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-10 \div 30)^{\circ}C} = 331.26 + 0.592 t^{\circ} \cdot \left(1 + \frac{0.1788}{P}\right) + \frac{28.889}{P} + V_B \cos \alpha; \quad (2.29)$$

$$\hat{V}_3(t^{\circ}, P, V_B, \alpha) \Big|_{(-30 \div 80)^{\circ}C} = 330.95 + 0.584 t^{\circ} \cdot \left(1 + \frac{0.1788}{P}\right) + \frac{28.498}{P} + V_B \cos \alpha;$$

- оцінка швидкості ультразвуку в приміщенні:

$$\hat{V}_3(t^o)|_{(-10:30)^{\circ}C} = 331.549 + 0.5931t^o; \quad \hat{V}_3(t^o)|_{(-30:80)^{\circ}C} = 331.235 + 0.5851t^o. \quad (2.30)$$

Таким чином, необхідно враховувати, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря та менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість повітря, тому до складу такої приладової системи мають входити сенсори кліматичних параметрів з подальшим використанням їх показів для підвищення точності НЧВ.

2.5. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки

В сучасних електронних системах МР використовуються спеціалізовані та оптимізовані для конкретного використання сенсори, які в реальному часі визначають поточний статус або динаміку МР і його систем (підсистем). Відповідно до розвитку сучасної сенсорної технології інтелектуальні сенсори в свою чергу є підсистемами по відношенню до систем, для яких вони виконують свої вимірювання. Деякі з цих інтелектуальних сенсорів є складними мультисенсорними блоками, що об'єднують декілька сенсорів з декількома вхідними і вихідними інтерфейсами [39]. Це означає, що при введенні нових функцій та технологій на рівні всього МР сенсори також можуть вводитися збитково, а на перший план виходить оптимізація сенсорної архітектури. Однак сенсори, приводи і електроніка приводять до більш високої системної ціни МР та додаткового навантаження на джерела енергії (живлення), механічні структури та обчислювальні блоки (мікроконтролери і програмне забезпечення). Розв'язання цієї проблеми полягає у створенні мережевої архітектури, в якій сигнали надходять від сенсорних вузлів до різних доменів у вже обробленому (підготовленому вбудованою схемою сенсора) вигляді. Практично більшість сучасних сенсорів вже є мікроконтролерами, доповненими сенсорними функціями. По мірі підвищення вимог до електронних систем і відповідного розвитку сенсорних технологій для обробки (корекції) основних показань системи керування задіюються додаткові сенсори [37].

Проаналізуємо використання в мобільній робототехніці мультиосьових сенсорів, мультисенсорних модулів та різних типів сенсорних технологій [32].

2.5.1. Використання мультисенсорних модулів

Використання мультисенсорних модулів замість одного сенсорного пристрою є актуальним напрямком в розвитку сучасних сенсорних мобільних технологій. Першими практичними реалізаціями комбісенсорів стали сенсорні кластери для навігаційних систем і систем *ESC (Electronic Stability Control)*. На даний час більшість виробників комбісенсорів реалізували програмне злиття даних про прискорення з даними гіроскопів і магнітометрів, що широко використовується в навігації та системах *ESC*. Такий принцип можна використовувати для створення інших сенсорних вузлів, для чого необхідні лише відповідні апаратно-програмні компоненти (у вигляді сенсорного вузла) або сенсорні елементи блоку керування.

Тому в сучасних умовах мета оптимізації сенсорної архітектури може бути визначена як створення цілісної вимірювальної архітектури, яка забезпечує інформацією з високою точністю і надійністю за допомогою апаратно-програмного вузла, що отримує первинні або оброблені сенсорні сигнали та передає різним доменам оброблені сенсорні сигнали в тому вигляді, в якому це необхідно для реалізації основних функцій МР. Злиття і узгодження сигналів дозволяє не тільки розв'язувати вимірювальну задачу, але й підвищувати точність детектування, “впевненість” інтелектуальної системи у вірності активованих нею дій та точності їх виконання. Деякі сигнали можна використовувати для обчислення змінних різними способами або за допомогою віртуальних сенсорів, що підвищує взаємозамінність сигналів і надійність вимірювань при втраті одного з сигналів.

Наступним етапом розвитку систем керування МР є використання для обробки зовнішніх сенсорних сигналів (сигналів *GPS* або наземних сенсорів, а також сигналів інших мобільних роботів з групи). Така комплексна обробка (злиття інформації) зазвичай приводить до збільшення ефективності керування [37].

Ще більш точно мету оптимізації сенсорної архітектури можна визначити як розробку матриці відповідності сенсорів (внутрішніх і зовнішніх) функціям МР, що дозволяє визначити, які сенсорні сигнали потрібні для вимірювань, та підключати їх у масштабуючі програмні модулі, що реалізують ці функції. Це допускає не тільки виключення надлишкових сенсорів, але й можливість організо-

увати їх таким чином, щоб додавання нових функцій, виконуваних МР, відбувалося швидко і не приводило до суттєвого збільшення його вартості.

2.5.2. Використання мультиосьових сенсорів

Одним з потенційно важливих є використання мультиосьових сенсорів для визначення крену МР. При використанні даних про вертикальне прискорення (по Z-осі), отримуваних за допомогою і в комбінації з даними бокових ударів (по Y-осі), можна передбачувати настання крену без гіроскопу. Для реалізації цієї функції компанією *TRW* розроблені двоосьові та мультиосьові сенсорні технології, доступні для використання з 2012 р.

Мультиосьові сенсорні рішення підвищують функціональність системи, в якій вони працюють, а також зменшують ціну і фут-принт (опорна поверхня або зона обслуговування). Сенсорне злиття допускає нову функціональність, а еволюція мультиосьових модулів рухається в напрямку комплексного сенсорного рішення, що включає замість звичайної *ASIC* (*application-specific integrated circuit*, «інтегральна схема спеціального призначення») мікроконтролерний блок на основі *MCU* і програмного забезпечення. За даними *Yole Development* [56] у 2015 р. порядку 40% від споживацького ринку у \$2,7 млрд. та біля 12% від автомобільного ринку інерціальних сенсорів у \$1,1 млрд. склали комбісенсори. Основним використанням для мобільної робототехніки є системи навігації та системи *ESC*.

2.5.3. Підсистеми керування на основі локаторів

Ключовими технологіями покращення керованості мобільними роботами є підсистеми керування на основі радарів і камер. Хоча ультразвукові сенсори є недорогими, однак система керування рухом МР може не зреагувати на об'єкти (камені, пні дерев), які потрапили у мертву зону сенсорів. Система також не буде реагувати на м'які предмети, що поглинають ультразвук (наприклад, вата), та на об'єкти, що відбивають звук у бік від сенсорів (гладкі круглі об'єкти та рівний схил). Також система може помилково попереджати про наближення до перешкоди у дощ або снігопад і не зможе виявити ями, провали у асфальті, відкриті каналізаційні люки та розкидані невеликі гострі предмети.

Використання радарних сенсорів в МР є доцільним за умов їх використання при повному тумані, інтенсивному дощу або снігопаді, сильному задимленні атмосфери або при сліпучому світлі. Радар разом з системою керування рухом МР дозволяє обчислювати відстань до навколишніх перешкод і підтримувати таку швидкість, щоб знаходитися від них на безпечній відстані. Ефективним використанням радарного сенсора є у таких випадках [37]:

- фіксація зближення з перешкодами на небезпечну відстань та попередження зіткнень при прямолінійному русі та поворотах; типова ближня зона, контрольована радаром, – $(0,5 \div 5)$ м;

- при переміщенні МР у групі або поряд з іншими рухомими об'єктами радар дозволяє системі керування зафіксувати факт гальмування рухомого об'єкту в напрямку переміщення за час порядку 0.1 с від початку гальмування; типова середня зона, що контролюється радаром, – $(5 \div 30)$ м;

- попередження про швидкісні рухомі об'єкти; типова дальня зона, що контролюється радаром, до 150 м;

- попередження про небезпеку наїзду на перешкоду при переміщенні заднім ходом; типова контрольована зона $(0 \div 10)$ м.

Система керування рухом МР, яка зазвичай є адаптивною, підтримує його швидкість на заздалегідь визначеному для даного типу місцевості і покриття рівні доти, поки ніщо не перешкоджає руху. Модуль контролю використовує інформацію, отриману від радарного сенсора та сенсорів швидкості і прискорення. Якщо перед МР з'являється об'єкт, система автоматично регулює швидкість для підтримання або неперевищення заздалегідь визначеної безпечної відстані між об'єктами. Радар може бути як самостійним пристроєм, так й інтегрованою частиною модуля системного контролю МР. Для забезпечення ефективної роботи основний радарний сенсор має знаходитися в передній частині МР і бути орієнтований у напрямку його переміщення.

Результатом впровадження сучасних радарних технологій є мультирежимний електронно-скануючий радар *ESR (Electronically Scanning Radar)* від *Delphi Automotive* з використанням новітніх розробок фірми *TriQuint*. Крім загальних переваг електронного сканування у порівнянні з механічним, *Delphi ESR* має ши-

року область огляду і в середньому, і в дальньому діапазонах та забезпечує два вимірювальних режими одночасно. У середньому діапазоні (до 60 м) *ESR* ідентифікує рухомі об'єкти та перешкоди, а в дальньому (до 174 м) забезпечує точне детектування діапазону і даних швидкості та прискорення з дискримінацією до 64 цілей на шляху МР. Рішення *TriQuint* на основі *GaAs*-технології в частотному діапазоні (76.55÷76.78) ГГц забезпечують високі робочі характеристики та надійність, масштабований гнучкий системний підхід, а також вартісну ефективність при споживаній потужності 0.955 Вт [51]. Починаючи з 2011 р. технологія *GaAs* почала витіснятися технологією виробництва радарних кристалів на основі *SiGe*, яка забезпечує більш високий рівень інтеграції і нижчу ціну виробництва.

Радарні ІС серії *RASIC (Radar System IC)* забезпечують функції трансиверів, осциляторів (*VCO*), діелектричних резонансних осциляторів (*Dielectric Resonator Oscillators, DRO*) та інші для всіх типів мобільних і промислових радарних застосувань в діапазоні (76-77) ГГц. Рішення від *Infineon* поставляються як некорпусовані кристали *bare-die*, стійкі в робочому температурному діапазоні (-40...+125) °С при забезпеченні самотестування та діагностичних опцій для вихідних даних і температури. Кристал *Infineon RASIC* використовується в нових радарних системах третього покоління *Bosch LRR3* (рис. 2.5). *LRR3* працює в діапазоні до 250 м і реалізує основні радарні функції безпеки [54].

Наступним радарним рішенням діапазону 77 ГГц, що забезпечує функціональність моніторингу оточення навколо МР в дальньому і середньому діапазонах, є чіпсет від *Freescale* з матеріалу *SiGe* (рис. 2.6) [37].

Радарна система *Freescale* оснований на мультіканальних ресиверах і трансмітерах з високим рівнем інтеграції. В системі попередження про зіткнення контрольований *MCU* трансмітер на 77 ГГц випромінює сигнали, які, відбиті від об'єктів, що знаходяться попереду, збоку, ззаду, захоплюються за допомогою множинних ресиверів, інтегрованих в МР. Сенсорний модуль являє собою: повністю інтегрований трансмітер *SiGe*; мультіканальний *SiGe RF* ресивер з високою ізоляцією між каналами і низькими шумами; повністю інтегрований *RF* трансивер *SiGe*. Радари від *Freescale* дозволяють отримати ефективне рішення за співвідношенням ціна/якість [7]. Високошвидкісне поширення сигналів, скомбіноване з

алгоритмом $2D-FFT$, допускає незалежні вимірювання діапазону і швидкості (*range rate*) та забезпечує виявлення кластерних стаціонарних об'єктів. За допомогою 32-бітного МК з одним або двома ядрами *Qorivva MCU* з вбудованою флеш-пам'яттю та *RAM* радарна система може виявляти і відстежувати об'єкти, ініціюючи попередження системі керування про зіткнення і втручання гальмування.

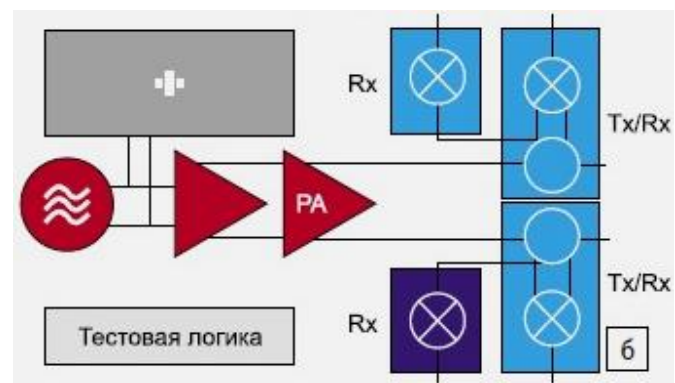
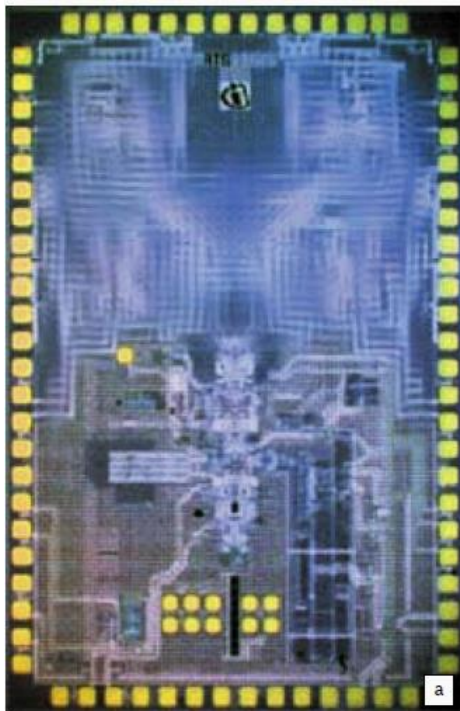


Рис. 2.5. Радарні IC серії *RASIC* від *Infineon* в радарній системі *LRR3 Bosch*: радарні кристали *RASIC* в *LRR3* (а); структурна схема радарних кристалів (б)

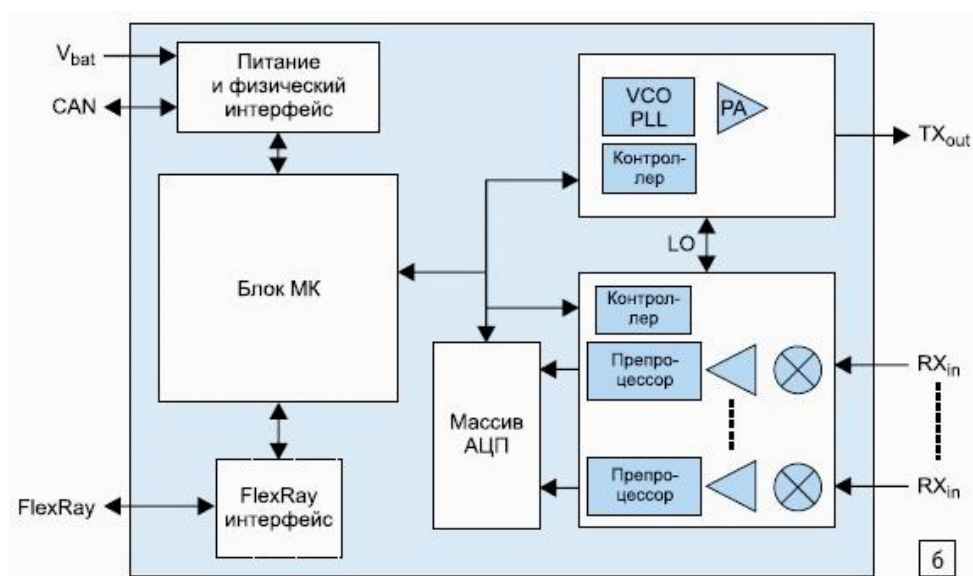


Рис. 2.6. Блок-схема радарного чіпсета від *Freescale* на діапазон (76...81) ГГц

Інші виробники розробляють аналогічні рішення для здійснення широкого

набору функцій моніторингу в діапазоні 360° на основі комбінування вхідних даних від нечисленних і недорогих незалежно працюючих або інтегрованих сенсорів/модулів. Одним з прикладів є нова радарна концепція від *TRW*, яка представлена лінійкою короткодіапазонних масштабованих радарів, що допускають детектування в діапазоні 360° навколо МР. Інтелектуальні та когнітивні (пізнавальні) системи безпеки від *TRW* роблять останні інновації в області безпеки доступними для всіх сегментів ринку мобільної електроніки.

Відповідно до цього нова радарна концепція *TRW* розробляється як масштабоване рішення на основі обмеженого набору сенсорів для груп застосувань. Це рішення підходить для планування на старті тільки базових функцій з наступним апгрейдом. Наприклад, система низького рівня складається з одного сенсора переднього огляду для низькошвидкісного попередження про зіткнення, система середнього рівня може додатково включати пару радарів заднього огляду, а система високого рівня може бути додатково оснащена сенсорами для огляду бічних зон. Така радарна технологія від *TRW* стала доступною з 2015 року.

Умовою ефективної роботи всієї системи керування рухом МР є точне настроювання та установка сенсорів. За статистикою фірми *Bosch* [52, 53], горизонтальне зміщення сенсора на величину $(0,5 \dots 1)^\circ$ приводить до зменшення ефективності системи на $(25 \dots 40)\%$, а відхилення більше ніж на 1° приводить до фактичного невиконання функцій радарним сенсором. Для настроювання радарного сенсора необхідне скануюче обладнання з лазерним діагностуванням. Деякі моделі радарних сенсорів мають опцію самонастроювання. В цьому випадку МР в тестовому режимі має здійснити переміщення відносно декількох стаціонарних об'єктів, при цьому чим більшою буде кількість стаціонарних об'єктів, тим швидше відбудеться внутрішнє настроювання системи керування. При переміщенні МР по вузьким проїздам (рух по вузьким вулицям міста або у приміщенні) радарні сенсори полегшують реалізацію складних маневрів. Залежно від вимог до якості руху МР до складу системи керування може входити від 2 до 8 радарних сенсорів. Більшість радарних сенсорів працюють на частотах порядку 24 ГГц (ближня і середня зони) або 77 ГГц (дальня зона) [37].

Для попередження зіткнень радарні сенсори мають визначати азимутальні

координати об'єктів. Для цього виробники радарних сенсорів використовують багатопроменеву перемикальну антену або механічно скануючу антену (*Bosch* – три промені, що перемикаються; *Fujitsu Ten Delphy* – один механічно скануючий промінь; *Autocruise* – один промінь підсвітки та два (сумарний і різницевий) для прийому). Загальним рішенням для всіх ситуацій є антена з електронним скануванням, у якої кут огляду змінюється в залежності від ситуації на місцевості (дальності й типу нерухомих перешкод або рухомих об'єктів). Аналіз вимог до радарних сенсорів показує, що оптимальні параметри щодо виявлення типових перешкод при відстані до них (0,5...20) м можуть бути реалізовані тільки за допомогою електронної скануючої антени зі змінним кутом огляду від 10° до 45°.

Більш високий рівень інтеграції і зниження ціни сприяють масштабуванню радарної технології, а також дозволяють інтегрувати її з іншими сенсорними технологіями (в основному відеокамерами) для розширення набору застосувань та переходу до комплексного інтегрування технологій і застосувань.

2.5.4. Інтегровані радарно-камерні технології

Останні технологічні розробки дозволяють об'єднати декілька систем безпеки в один інтегральний модуль зі злиттям даних і при цьому зменшити його системну ціну. Для мобільної робототехніки актуальною є інтегрована система на основі радара і камери, розроблена *Delphi* в продукті під назвою *RACam*, що працює на частоті 76.7 ГГц і має споживану потужність 0.892 Вт. Ядром *RACam* є електронно-скануючий радар *Delphi ESR* середнього і дальнього діапазонів. *RACam* інтегрує функції радарного детектування та відеовиявлення з обчислювальним блоком в одному компактному модулі з розмірами 123x68x38 мм [55].

Сенсорна система від *TRW* здійснює злиття сенсорних даних від масштабованої відеокамери з даними радара на 24 ГГц. Якщо деякий об'єкт виявлений перед МР за допомогою камери і це підтверджується даними радара, то використовуються відповідні алгоритми розрахунку ймовірності зіткнення, а при високій ймовірності зіткнення автоматично генерується гальмівний маневр.

Інженерами *Continental* розроблено стереокамеру – інтегрований сенсорний блок на основі двох *CMOS*-монокамер, рознесених приблизно на 20 см, які

забезпечують повний аналіз зображення в одному блоці [32]. Оскільки стереокамера має два “ока”, вона здатна визначати відмінності в зображеннях в межах одного кадру, а також стаціонарні та рухомі перешкоди (стаціонарні об’єкти, людей, тварин). Така камера дозволяє використовувати вхідні дані для визначення розміру перешкоди і відстані до неї, чого не можна досягти з такою самою високою надійністю при використанні монокамери.

Вимірювання відстані до об’єкта та його висоти можливо при оцінці різниці в перспективі між лівим і правим оптичними шляхами. На середніх відстанях (20÷30) м стереокамера може визначати діапазон до об’єкта з відносною похибкою порядку 1%. Перевагою стереокамери у порівнянні з іншими технологіями є можливість виявляти близькі об’єкти, що мають низький контраст з фоном, а дві камери покращують здатність визначення об’єктів в умовах низької видимості.

Окрім просторового (*3D*) визначення положення будь-якого детектованого об’єкту стереокамера дає можливість виявлення напрямку, в якому переміщується кожен піксель ідентифікованого об’єкту вздовж кожної осі *3D*-простору. Це дає замість *3D* 6-мірний (*6D*) простір ідентифікації та дозволяє з більшою ймовірністю передбачувати можливе зіткнення, ініціювати надзвичайне гальмування до 1g, а також виявляти маршрут для маневрів з метою запобігання зіткненню. Стереокамера функціонує в діапазоні швидкостей до 50 м/с і може бути основою для інших систем активної безпеки. В майбутньому розробники планують “навчити” стереокамеру визначати дітей, велосипедистів та інвалідів у колясках. А в найсучасніших відеокамерах з’являється “третє око” – інфрачервоний детектор для нічного моніторингу людей і тварин [37].

Також необхідно зазначити, що у 2012 р. в США у штаті Невада набрав чинності закон про авторизацію автономних автомобілів, оснащених інтелектуальними системами, сенсорами і *GPS*, здатних переміщуватися без активного втручання оператора (тобто за цією ознакою відбувається зближення функціоналу автомобілів і МР). Ключем до підвищення рівня інтелектуальності засобів мобільної робототехніки є підвищення рівня інтелектуальності систем та вузлів, інтеграція функцій і технологій, а також оптимізація сенсорної архітектури.

2.6. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів

2.6.1. Основні напрямки використання та проектування засобів малої помітності

Стелс-технології є комплексом технічних рішень, в результаті застосування яких зменшується рівень сигналів, що потрапляють від об'єкту на приймальні пристрої системи виявлення об'єктів. Об'єкти, в яких ефективно використовуються стелс-технології, в радіолокації відносяться до класу малопомітних об'єктів. Створення малопомітних об'єктів є наслідком науково-технічного прориву в дорогих наукоємних та високоефективних технологіях і є надбанням переважно економічно високорозвинених держав, доктрини яких ґрунтуються на гарантованій військово-технічній перевазі над іншими країнами [33].

На даний час в авіа-, корабле-, машинобудуванні і мобільній робототехніці визначилися три напрямки використання засобів малої помітності [5]:

- максимально можливе на даний час впровадження стелс-технологій;
- використання окремих елементів “невидимості” через відсутність достатнього фінансування розробок (найчастіше відмовляються від протирадіолокаційного покриття та деяких інших елементів повноцінних стелс-технологій);
- конструювання та виготовлення малорозмірних засобів малої помітності (МР), які можна використовувати для проведення операцій на ворожій території.

Основними науково-технічними напрямками сучасних стелс-технологій є теорія дифракції на складних об'єктах та створення і дослідження радіопоглинаючих матеріалів (РПМ) і покриттів (РПП). Розробка стелс-технологій починається з математичного моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на об'єкті, радіолокаційна помітність якого має бути зменшена. Даний етап є принциповим для попередньої оцінки досяжності результату і дозволяє оптимізувати форму та електрофізичні характеристики об'єкту. Математичні та розрахункові моделі базуються на розв'язанні граничних задач дифракції електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми, до складу яких входять спеціальні матеріали і покрит-

тя. Можливості сучасної обчислювальної техніки дозволяють створювати програмне забезпечення для моделювання розсіювання електромагнітної хвилі на таких складних об'єктах, як літаки і кораблі, враховуючи велику кількість обладнання, щілин, люків та інших деталей конструкції. Результатом такого моделювання є отримання архітектури об'єкту з формами, які задовольняють умови малопомітності, тобто архітектурні форми об'єкту вибираються так, щоб унеможливити відбиття сигналу в напрямку приймальної антени радіолокаційної станції (РЛС) за рахунок перевідбиття у інших напрямках. Для ускладнення радіолокаційного наведення засобів нападу на МР розсіяний від усієї його поверхні радіолокаційний сигнал формується таким чином, щоб підсумковий миттєвий еквівалентний центр МР був винесений за його геометричні розміри [37].

2.6.2. Створення новітніх матеріалів для корпусів МР

Важливим фактором створення малопомітності є матеріал, з якого виконаний корпус МР. В провідних дослідницьких лабораторіях створюються речовини із заданими властивостями дійсної та уявної частин діелектричної проникності в потрібному діапазоні частот (аналогічні дослідження для речовин із заданим законом зміни магнітної проникності мають складності практичної реалізації).

З появою МРТК широкого спектру дії постійно зростає потреба в створенні нових матеріалів і їх технологій отримання для впровадження у створювані зразки МРТК [6], що створює можливості технічної модернізації виробництва для переходу на новий технічний рівень. Розвиток напрямку створення вітчизняних МРТК є одним з ключових пріоритетів технічної модернізації української армії.

При розробці поглиначів електромагнітних хвиль (ЕМХ) використовуються матеріали зі здатністю поглинання електромагнітного випромінювання у визначеному діапазоні частот, що визначається їх електричними і магнітними властивостями (питомою електропровідністю та діелектричною і магнітною проникностями, які використовуються для описання процесу поширення ЕМХ і в загальному випадку є нелінійними, тензорними або комплексними величинами). Поглинання електромагнітної енергії відбувається за рахунок діелектричних та магнітних втрат і втрат на провідність, які мають бути максимізовані для досягнення

максимуму ефективності екранування. Однак при падінні ЕМХ на матеріал має місце відбиття від границі розділу середовищ. Чим більшим є відмінність хвильових опорів середовищ, тим більшою є величина коефіцієнта відбиття.

При створенні ширококутових поглинаючих покриттів (ШСПП) основною задачею є узгодження поглинальної структури з навколишнім середовищем, тобто мінімізація інтегрального ефекту відбиття. Основними є два способи зменшення відбиття монохроматичних ЕМХ від провідних (відбивальних) поверхонь:

- резонансний тип РПМ, оснований на принципі екрану Солсбері, згідно з яким шар (тонка плівка) поглинального (провідного) матеріалу розташований на відстані $\lambda/4$ перед провідною поверхнею; однак такий поглинач ефективно працює тільки на фіксованій частоті і при нормальному падінні хвилі на провідну поверхню, тому практичне використання такого способу є малоефективним;

- вибір хвильового опору $Z = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a}$ рівним опору вільного простору, де μ_a та ϵ_a – відповідно абсолютні магнітна і діелектрична проникності непровідного матеріалу, тобто шар поглинального матеріалу для падаючої хвилі при нормальному падінні буде за характеристиками ідентичним вільному простору.

За принципом дії поглиначі ЕМХ діляться на такі типи [15]:

- інтерференційні, які використовують принцип взаємного гасіння електромагнітних хвиль при накладанні у протифазі падаючої і відбитої хвиль;
- розсіювальні, в яких зменшення відбитої енергії в одному напрямку пов'язано з розсіюванням в інших напрямках під різними кутами;
- поглинальні, які оснований на перетворенні енергії ЕМХ в інші види енергії (найчастіше в теплову за рахунок діелектричних та магнітних втрат матеріалу);
- комбіновані, в яких поєднуються різні принципи дії в одному поглиначі.

При розробці одношарових ШСПП електромагнітного випромінення поглинального типу зазвичай використовують магнітодіелектрики, для яких за рахунок підбору близьких значень відносних діелектричної і магнітної проникностей можна забезпечити незначну різницю між характеристичними опорами поглинача електромагнітного випромінення і вільного простору, а за рахунок великих втрат – ефективне поглинання. Крім того, в літературі [47] розглянуто неоднорі-

дні поглинаючі матеріали, у яких відносні діелектрична і магнітна проникності плавно (градієнтні матеріали) або ступінчасто (багатошарові структури) змінюються від значень, близьких до 1 на зовнішній поверхні, до значень, що забезпечують потрібний рівень поглинання електромагнітної хвилі. Така поступова зміна досягається або зміною властивостей матеріалу, або зміною його геометричної форми, що реалізується у пінних пірамідах з вуглецевим наповненням. Такі поглиначі зазвичай мають порівняно велику широкосмуговість при малій величині коефіцієнта відбиття і незначній товщині поглинача, однак є найбільш складними при практичній реалізації. Перевагою градієнтних матеріалів у порівнянні з багатошаровими є відсутність відбиття на границі між шарами [37].

Для розробки діелектричних поглиначів з широким робочим діапазоном частот перспективними є одношарові матеріали зі спеціальними частотними залежностями комплексної діелектричної проникності, а також багатошарові і градієнтні матеріали. РПМ на основі діелектриків, наприклад, пластики з вуглецевим наповненням, мають порівняно невелику густину, однак товщина покриття має бути значною. Для зменшення потужності падаючої хвилі на 20 дБ і 30 дБ товщину покриття визначають за такими формулами:

$$D_{20\text{дБ}} = \frac{0.279}{f \cdot \varepsilon}, \quad D_{30\text{дБ}} = \frac{1.65}{f \cdot \varepsilon},$$

де f – частота, ε – відносна діелектрична проникність.

Перевагами використання в якості тонкошарових поглиначів феритів з високою магнітною проникністю є мала товщина шару і незначне збільшення верхньої частоти робочого діапазону при великій товщині шару, а недоліком – обмеження робочого діапазону з боку низьких частот [47]. Перевагою феритів з низькою магнітною проникністю є залежність нижньої границі робочого діапазону частот тільки від значення частоти гіромагнітного резонансу, а недоліком – необхідність великої товщини шару і значне зміщення верхньої граничної частоти.

Розробники велику увагу приділяють РПМ на основі композитних матеріалів, зокрема феритрезинових сумішей з введеними до їх складу короткими металічними волокнами (введення в матеріал волокон у кількості (1÷3)% за масою суміші дозволяє змінювати діелектричну проникність в широких межах). Для до-

сягнення унікальних характеристик в НВЧ діапазоні використовуються матеріали, до складу яких входять провідні включення складної форми: розімкнені та замкнені провідні кільця, омега-частинки, одинарні та бі-спіралі, а також діелектричні включення різної форми з великою діелектричною проникністю.

Поширеними є РПМ та структури на основі резистивних ниток (багатокомпонентних волокон, в об'ємі якого сформований електропровідний композит), розташованих в діелектричній матриці [9]. Провідним наповнювачем є сажа з частинками розміром (30...60) нм, що містить кристали графіту. Оболонка нитки має високі міцнісні, вологостійкі і температурні характеристики.

Проведені в роботі [13] експериментальні дослідження спектрів магнітної та діелектричної проникностей і поглинальних властивостей композитів показали, що композиційні матеріали на основі карбонільного заліза мають високі поглинальні властивості в діапазоні частот (3÷37) ГГц при малій товщині шару і можуть використовуватися як в якості маскуючих покриттів, розташованих на металевій поверхні, так і в якості захисних невідбивальних покриттів з малими значеннями коефіцієнтів відбиття і проходження. Наявність мінімуму коефіцієнта відбиття від двошарової структури на частотах вище 37 ГГц відкриває можливість створення РПМ і для більш високих частот при підборі товщини шарів.

Як матеріали, здатні поглинати ЕМХ в широких діапазонах частот і потужностей та мають при цьому незначну вартість, в [20] розглянуто наноструктуровані композиційні РПМ (НСКРПМ) на полімерній основі, які для досягнення максимальних радіопоглинаючих властивостей мають відповідати таким умовам:

- наявність в полімерній матриці розвиненої електропровідної мережі;
- присутність ізольованих одна від іншої наночастинок магнітної речовини;
- додаткове послаблення ЕМХ за рахунок діелектричних втрат;
- наявність структурних елементів, які утворюють релеєвські структури і зони, де відбувається додавання хвиль у протифазі;
- мінімальна різниця хвильових опорів на границі НСКРПМ-повітря.

Дослідження авторів показали, що реалізація даних умов досягається при введенні до полімерної матриці вуглецевих нанотрубок і нановолокон.

В роботі [30] розглянуто властивості нелінійних, підсилювальних, актив-

них і керованих складних середовищ з точки зору використання їх для створення тонких ширококутових радіопоглиначів. Показано, що розробка поглиначів даного типу є альтернативою поширеній практиці використання в якості РПП матеріалів з великими значеннями магнітної та діелектричної проникностей і в перспективі дозволить виключити обмеження, властиві пасивним поглиначам.

2.6.3. Сучасні технології та заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості вітчизняних МРТК

На даний час основна частина деталей корпусів МРТК, зокрема, безпілотних літальних апаратів (БПЛА), виготовляється з полімерних композиційних матеріалів (ПКМ). В процесі розробки МРТК провідні світові виробники використовують такі найсучасніші технології:

- трансгенні біополімери при розробці ультралегких, надміцних і еластичних матеріалів з покращеними стелс-характеристиками для корпусів МРТК [49];
- вуглецеві нанотрубки для використання в електронних системах МРТК і композитах для послаблення електромагнітного випромінення [24];
- МЕМС, які поєднують мікроелектронні та мікромеханічні елементи [50];
- водневі двигуни, які дозволяють істотно зменшити рівень шуму [22];
- інтелектуальні матеріали, що змінюють свою форму або виконують деяку задану функцію під впливом зовнішніх дій [4];
- інтелектуальні композити, що складаються з підсистем зчитування сигналу (дії), його обробки, формування відгуку, а також механізмів зворотного зв'язку, самодіагностування і самовідновлення;
- самовідновні матеріали: полімери, кераміка, метали і матеріали структури на основі графену [1];
- магнітні наночастинки, які істотно розширюють обчислювальні можливості роботизованих і безпілотних систем (потенціал технології при використанні спеціальних наночастинок розміром $(10...20)$ нм – 400 Гбіт/см²).

В США завершуються роботи над волокном з нанесеним на нього тонкоплівковим покриттям, в яке інтегровані сонячні елементи. Таке волокно планується використовувати для виготовлення конструкційної тканини, що генерує елек-

троенергію для МРТК і його корисного навантаження. За умови успішного завершення проекту розробники отримають новий конструктивний матеріал для створення легких малорозмірних МРТК з тривалим часом автономності [48].

Стратегічними напрямками для створення вітчизняних МРТК є [33]:

- розробка матеріалів для корпусу і двигуна;
- удосконалення технологій зменшення помітності;
- розробка полімерних композиційних матеріалів на основі вуглецевих і скляних наповнювачів з унікальним комплексом властивостей: високі пружно-міцнісні характеристики (міцність до 2.5 ГПа, модуль пружності до 160 ГПа), низька вартість виробництва, забезпечення високих характеристик радіопрозорості, низьке вологопоглинання і висока стійкість до ударних навантажень (міцність вуглепластику при стисканні після удару більше 0.2 ГПа).

Таким чином, розробка і виробництво сучасного МРТК не є задачею машино-, корабле- або авіабудування у традиційному розумінні – виробництво наземного, плавального або літального апарату. Відмінною особливістю МРТК є орієнтованість на виконувану задачу. Апарат при цьому виконує важливу, однак одну з багатьох функцій – засіб транспортування, а ключовим є слово «комплекс».

При виробництві вітчизняних МРТК нового покоління треба провести такі заходи для підвищення якості компонентів і конструктивної досконалості [33]:

- розробку і виробництво сучасних конструкційних матеріалів: композиційних (з використанням нанопокриттів), зварюваних, корозійностійких алюміній-літійових сплавів пониженої густини, технологій зварювання у твердій фазі [14];
- фізичне комплексування та інтеграція в корпусі МРТК бортового обладнання і різних систем;
- вдосконалення сучасних комп'ютерних технологій, включаючи багатопроцесорні системи збору, обробки та зберігання даних;
- створення систем автоматичного управління, спряжених з системами передавання інформації, шифрування і стискання даних;
- розробку технологій високостійких і завадозахищених засобів зв'язку, включаючи космічні;
- вдосконалення технологій дистанційного зондування навколишнього се-

- редовища (радіолокація, оптоелектронні системи, багатофункціональні сенсори);
- розробку і використання енергетичних технологій та альтернативних джерел енергії: акумулятори і паливні елементи надвеликої ємності, сонячна енергія;
 - впровадження засобів і систем супутникової навігації GPS, ГЛОНАСС (з можливостями обмеження до розв'язання поточного конфлікту на сході України) та геоінформаційних систем для забезпечення точного позиціонування МРТК;
 - вдосконалення технології обробки зображень і розпізнавання образів;
 - вдосконалення технології людино-машинного інтерфейсу і систем штучного інтелекту;
 - розробку швидкодіючих систем керування для забезпечення керованості і курсової стійкості МРТК з метою виключення негативної дії сил різної природи та стохастичних навантажень при переміщенні [37];
 - створення силової установки з високими ККД, енергетичною ємністю і питомою потужністю при забезпеченні максимальної тривалості та прихованості переміщення, що потребує використання нових матеріалів і технологій;
 - розробку покращеної технології зменшення помітності – реалізація особливої форми конструкції МРТК і широке застосування радіопоглинаючих, радіорозсіюючих та адаптивних матеріалів і покриттів у конструкції МРТК.

2.6.4. Методи виявлення малопомітних об'єктів

Як видно з літературних джерел [57], за рахунок використання архітектурного захисту МР та радіопоглинаючих матеріалів і покриттів досягається зменшення ефективної відбивальної поверхні об'єкту в 10 і більше разів. Тому що інтенсивність прийнятого сигналу РЛС є функцією відстані в четвертому степені [38], то це приводить до зменшення дальності виявлення у $(1.5 \div 2)$ рази.

Таким чином, з точки зору радіолокаційних засобів виявлення малопомітні об'єкти мають такі характерні особливості [37]:

- суттєво зменшений рівень відбитого радіолокаційного сигналу в напрямку приймальної антени за рахунок радіопоглинання і перевідбиття в інших напрямках, результатом чого є зменшення відношення корисного сигналу до шуму;
- перевідбиття радіолокаційного сигналу від плоских поверхонь відносно

великих розмірів відбувається з формуванням вузької діаграми спрямованості;

- зменшення відстані до радіогоризонту за рахунок вибору відповідних архітектурних форм малопомітного об'єкту.

З вищенаведеного можна визначити такі напрямки розробки методів виявлення малопомітних об'єктів в радіолокації [33]:

- розробка методів виявлення об'єктів за прямим відбитим радіолокаційним сигналом, що надходить на приймальну антену РЛС;

- збільшення відстані до радіогоризонту для стійкого виявлення об'єктів;

- організація системи спостереження таким чином, щоб для виявлення можна було використовувати перевідбитий від об'єкту радіолокаційний сигнал.

Згідно першого напрямку необхідно з рівняння дальності радіолокації визначити потужність прийнятого відбитого сигналу P_D в залежності від параметрів РЛС для спільної антени для передачі та прийому:

$$P_D = \frac{P_B G_A S_A \sigma}{16\pi^2 D^4} = \frac{P_B S_A^2 \sigma}{4\pi D^4 \lambda^2}, \quad (2.31)$$

де множник $\frac{P_B G_A}{4\pi D^2}$ – потужність випромінення зондувального імпульсу на від-

стані D від РЛС з потужністю випромінення РЛС P_B ; $G_A = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2}$ – коефіцієнт під-

силення антени; σ та S_A – ефективні площі розсіювання малопомітного об'єкту і апертури антени; λ – довжина хвилі випромінення зондувального імпульсу.

Таким чином, зменшення ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту приводить до пропорційного зменшення потужності прийнятого відбитого сигналу. Зменшити цей вплив можна технічними засобами за рахунок збільшення потужності зондувального імпульсу передавача, збільшення чутливості приймача, а також вибору оптимальної конструкції антени [37]. Тому що зменшення ефективної площі розсіювання приводить до зменшення відношення сигнал/шум приймача, то ефективність виявлення малопомітних об'єктів залежить від використовуваних методів і алгоритмів обробки радіолокаційної інформації.

Очевидним, однак практично важко реалізовуваним методом підвищення ефективності виявлення, оснований на використанні апаратних засобів, є підви-

щення енергетики зондувального сигналу РЛС за рахунок збільшення потужності імпульсу і часу його випромінення (для значного підвищення енергії зондувального сигналу РЛС за рахунок збільшення потужності імпульсу на даний час немає технічних засобів, а збільшення тривалості зондувального імпульсу τ_{3I} приведе до погіршення розділової здатності РЛС за дальністю $\Delta D = 0.5 c \tau_{3I}$.

Реальним способом збільшення енергії є випромінення за період зондування декількох імпульсів, що розрізняються за кодовими ознаками. Це дозволяє для деякої кількості імпульсів в пакеті без уповільнення огляду позбавитися від неоднозначності визначення дальності за прийнятим сигналом. Даний метод реалізується в [2], де пропонується побудована за когерентним принципом імпульсна РЛС, що використовує сигнали з внутрішньоімпульсною фазовою маніпуляцією.

Енергію прийнятого сигналу також можна збільшити при збільшенні кількості відбитих сигналів в пакеті (часу накопичення ансамблю відбитих сигналів). Однак пряма реалізація такого підходу уповільнює огляд контрольованої зони і потребує необхідності використання більшої кількості РЛС. Для виключення цього недоліку в [5] запропонована модифікація даного підходу, в якій відбувається збільшення відношення сигнал/шум практично без збільшення енергії відбитого сигналу. Також даний метод виконує стискання первинної радіолокаційної інформації без втрати інформативності, що особливо важливо тому, що обробка радіолокаційної інформації має відбуватися в реальному масштабі часу.

Як видно з основного рівняння радіолокації (2.31), потужність прийнятого відбитого сигналу P_D пропорційна квадрату ефективної площі апертури антени S_A , а від ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту залежить лінійно. Тому при розробці або виборі відповідної конструкції антени можна суттєво компенсувати вплив зменшення ефективної площі розсіювання малопомітного об'єкту. Однак ефективним буде тільки системний підхід до вибору конструкції антени, який враховує збільшення енергії відбитих імпульсів при збільшенні відношення сигнал/шум за рахунок розкриття діаграми спрямованості антени.

Таким чином, тільки при системному підході до вибору і розробки технічних засобів, а також наявності відповідних методів і алгоритмів обробки радіо-

локаційних сигналів, що працюють при малих відношеннях сигнал/шум, можна в значній мірі нейтралізувати дію стелс-технологій, оснований на зменшенні рівня відбитого сигналу, та підвищити ймовірність виявлення малопомітного об'єкту.

Відстань до радіогоризонту (дальність прямої видимості) D_{np} , км, залежить тільки від висот підняття електричного центру антени h_a , м і об'єкту виявлення (цілі) h_y , м. Тому при зменшенні висоти цілі доводиться збільшувати величину підняття антени РЛС, яка залежить від виконуваних станцією задач [40]:

$$D_{np} \cong 4.12 \cdot (\sqrt{h_a} + \sqrt{h_y}). \quad (2.32)$$

Зменшення висоти цілі з 3 м до 1.5 м при незмінній висоті підняття електричного центру антени приводить до зменшення дальності прямої видимості на 2 км. З іншого боку, для неперервного моніторингу зони шириною до 200 км при мінімальній висоті цілі 1 м необхідно підняти антену на висоту не менше 2300 м, що можливо тільки при розміщенні антени або РЛС на борту літального апарату. Використання РЛС повітряного базування залежить від якості розв'язання задач врахування динамічно складних умов роботи та наявності методів і алгоритмів виявлення об'єктів на фоні відбитих від земної або водної поверхні сигналів [37].

Опромінення об'єкту під кутом до горизонтальної площини змінює ефективну площу розсіювання, що може підвищити ефективність виявлення малопомітних об'єктів. Крім того, з'являється можливість виявлення об'єктів за слідами взаємодії їх з водним середовищем (хвилі, що розходяться за об'єктом, турбулізація поверхневих шарів води, збудження у воді хвильових процесів, зміна фізико-хімічних властивостей води та ін.). Однак на даний час ці процеси недостатньо досліджені з точки зору радіолокаційної видимості, що не дозволяє в повній мірі використовувати їх при виявленні малопомітних об'єктів.

Для виявлення об'єктів стелс-технологій за перевідбитим в іншому напрямку зондувальним сигналом використовуються багатопозиційні РЛС в режимі кооперативної роботи. Окремим випадком багатопозиційної радіолокації є дво-позиційна (рознесена) система активної локації з одним передавачем. Кооперативність прийому відбитих сигналів полягає у використанні на різних позиціях вторинного випромінення об'єкту, який зондується з будь-якої однієї позиції.

Висновки до розділу 2

1. Показано, що для визначення параметрів руху об'єкта (швидкості, прискорення та різкості) необхідна інформація про його координати. Для підвищення точності визначення параметрів руху запропоновано загальну кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділити на групи з однаковою кількістю координат (дві для швидкості, три для прискорення і чотири для різкості), визначати середнє арифметичне координат в групах і за цими результатами визначати середні значення параметрів руху об'єкта на заданому часовому інтервалі.

2. Проведено аналіз ефективності запропонованого способу визначення параметрів руху об'єкта по відношенню до класичного способу (рис. 2.2), яка суттєво залежить від кількості використовуваних для обчислень координат.

3. Проаналізовано основні величини, якими характеризуються робочі умови вимірювання параметрів руху об'єктів, та з'ясовано їх номінальні значення. Запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання.

4. Проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.

5. З'ясовано, що точність визначення координат МР при використанні різних видів дальномірних і радіальних методів практично однакова. Іоносферна і тропосферна похибки мають як систематичну, так і випадкову складові (математичне сподівання і дисперсію). Величина іоносферної похибки визначається електронною концентрацією в іоносфері, не залежить від розташування супутників, впливає на точність визначення висоти і відхилення бортового годинника від системного часу. Затримка сигналу в тропосфері істотно залежить від кута місця розташування НС.

6. Для зменшення похибок бортової апаратури МР використовують апаратні методи підвищення стабільності шкали та алгоритмічні методи, основані на відомих математичних моделях поведінки бортових еталонів, що дозволяє прогнозувати відхилення. Основним джерелом шумових і динамічних похибок

приймального пристрою є схеми стеження за затримкою оригінальної та носійного сигналу, а також опорний генератор, основним впливовим чинником якого є короткочасна нестабільність частоти.

7. Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення дальномірними методами і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²).

8. Отримано співвідношення, які визначають залежність швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру. При цьому необхідно враховувати, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість повітря. Тому до складу ультразвукового далекоміра мають входити відповідні сенсори для вимірювання кліматичних параметрів з їх подальшим використанням для підвищення точності НЧВ.

9. Використання ультразвукових далекомірів без додаткових навігаційних пристроїв (одометри, ІНС, *GPS*) виправдане тільки в тому випадку, якщо чітко визначені умови роботи системи (відомі відбивальні властивості об'єктів, межі вимірювання дальності до них та кліматичні параметри в зоні вимірювання).

10. Показано, що розв'язання проблеми зменшення навантаження на джерела живлення, механічні структури і обчислювальні блоки МР полягає у створенні мережевої архітектури, в якій сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді. Проаналізовано використання в МР мультиосьових сенсорів і мультисенсорних модулів з оптимізованою сенсорною архітектурою для комплексної обробки сенсорних сигналів.

11. З'ясовано і проаналізовано ефективність використання в мобільній робототехніці різних типів сенсорних технологій (переважно радарних та інтегрованих радарно-камерних) при різних погодних умовах з функцією інфрачервоного детектування для нічного моніторингу людей та тварин.

12. Коротко розглянуто найсучасніші технології, які провідні світові виробники використовують при розробці МРТК малої помітності, а також перспективні заходи, спрямовані на підвищення якості компонентів і конструктивної дос-

коналості таких об'єктів.

13. Розглянуто методи виявлення об'єктів стелс-технологій і показано, що тільки за рахунок системного підходу можна технічними засобами РЛС компенсувати зменшення ефективної поверхні розсіювання таких об'єктів. Тому що наслідком малопомітності об'єкту є зменшення відношення сигнал/шум, то в приймальному пристрої РЛС даний параметр має бути максимально збільшений.

14. Показано, що основним методом збільшення дальності до радіогоризонту є використання РЛС повітряного базування. Для організації колективної роботи декількох РЛС при виявленні малопомітних об'єктів перспективними є методи виявлення об'єктів за слідами взаємодії їх з навколишнім (зокрема, водним) середовищем. Проблема виявлення об'єктів стелс-технологій може бути розв'язана тільки при системному підході до реалізації всіх розглянутих технічних засобів РЛС та розробці методів і алгоритмів виявлення об'єктів, що працюють при малому відношенні сигнал/шум.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Алёхин, М. Интеллектуальные авиаконструкционные материалы и микросистемная техника / М. Алёхин, И. Клабуков, С. Мусиенко // В сборнике материалов конференции «Будущее индустрии». – М. : МФТИ, 2012. – 31 с.
2. Антонов, Б. П. Радиолокационная станция / Б. П. Антонов, В. А. Коржавин, В. А. Никольцев, В. П. Иванов, Ю. С. Ицкович, М. З. Левин, В. С. Баландин, Г. Т. Бронштейн, В. Я. Зобнин. – Патент РФ №2131612, 21.09.1998.
3. Балдев, Радж. Применения ультразвука / Радж Балдев, В. Раджендран, П. Паланичами. – М. : Техносфера, 2006. – 575 с.
4. Бобович, Б. Б. Неметаллические конструкционные материалы: учебное пособие / Б. Б. Бобович. – М. : МГИУ, 2009. – 384 с.
5. Бондаренко, Е. А. Стелс-технологии в кораблестроении и методы противодействия радиолокационных станций берегового (морского, воздушного) базирования / Е. А. Бондаренко, В. П. Волобоев, В. П. Клименко // Математичні машини і системи. – 2006. – № 4. – С. 73-82.

6. Буренок, В. М. Развитие военных технологий XXI века: проблемы, планирование, реализация / В. М. Буренок, А. А. Ивлев, В. Ю. Корчак. – Тверь : ООО “Купол”, 2009. – 624 с.
7. Вендик, О. Фазовращатели сканирующих антенн для радаров обзора территорий / О. Вендик, М. Парнес // Беспроводные технологии. – 2007. – № 9. – С. 164-166.
8. Веницкий, А. С. Автономные радиосистемы / А. С. Веницкий. – М. : Радио и связь, 1986. – 335 с.
9. Гарин, Б. М. Физические свойства резистивных нитей и структур на их основе в СВЧ диапазоне / Б. М. Гарин, О. А. Дьяконова, Ю. Н. Казанцев // Журнал технической физики. – 1999. – Т. 69. – Вып. 1. – С. 104-108.
10. ГОСТ 8.050:2009 ГСОЕИ. Нормальные условия выполнения линейных и угловых измерений.
11. Денисов, В. П. Анализ квазиоптимального алгоритма устранения неоднозначности в многошкальной фазовой измерительной системе / В. П. Денисов // Радиотехника и электроника. – 1995. – Вып. 4. – С. 7-9.
12. Дулевич, В. Е. Теоретические основы радиолокации / В. Е. Дулевич. – М. : Советское радио, 1978. – 608 с.
13. Журавлев, В. А. Радиопоглощающие свойства содержащих карбонильное железо композитов на СВЧ и КВЧ / В. А. Журавлев, В. И. Суслиев // Научный журнал «Исследовано в России». – 2010. – № 35. – С. 404-411.
14. Каблов, Е. Н. Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года / Е. Н. Каблов // Авиационные материалы и технологии. – 2012. – № 8. – С. 7-17.
15. Казанцева, Н. Е. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн СВЧ диапазона / Н. Е. Казанцева, Н. Г. Рывкина, И. А. Чмутин // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 2. – С. 196-209.
16. Кашкаров, А. П. Радиоэлектронные конструкции на любой вкус / А. П. Кашкаров. – М. : Эксмо, 2008. – 368 с.
17. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання / В. П.

Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

18. Колесников, А. Е. Ультразвуковые измерения / А. Е. Колесников. – М. : Издательство стандартов, 1970. – 238 с.

19. Комаров, К. П. Способ определения скорости перемещения / К. П. Комаров. – А. с. СССР №1138743 // Бюл. изобр. – 1985. – №5.

20. Кондратьев, Д. Н. Использование наноструктурных материалов для повышения надежности РЭА / Д. Н. Кондратьев, В. Г. Журавский // Наноиндустрия. – 2008. – № 4. – С. 38-43.

21. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1968. – 720 с.

22. Лоскутников, А. А. Оценка возможности применения в силовых установках беспилотных летательных аппаратов источников электричества на основе топливных элементов / А. А. Лоскутников // Молодой ученый. – 2011. – Т. 1. – № 6. – С. 99-101.

23. Маркеев, А. П. Теоретическая механика / А. П. Маркеев. – Ижевск : РХД, 2007. – 592 с.

24. Мурадян, В. Е. Диэлектрические свойства композитов, модифицированных углеродными наноструктурами, в микроволновом диапазоне / В. Е. Мурадян, Е. А. Соколов, С. Д. Бабенко, А. П. Моравский // Журнал технической физики. – 2010. – Т. 80. – № 2. – С. 83-87.

25. Назаров, Н. Г. Измерения: Планирование и обработка результатов / Н. Г. Назаров. – М. : Издательство стандартов, 2000. – 301 с.

26. Назаров, Н. Г. Метрология. Основные понятия и математические модели: Учебное пособие / Н. Г. Назаров. – М. : Высшая школа, 2002. – 348 с.

27. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

28. Поваляев, А. А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат / А. А. Поваляев. – М. : Радиотехника, 2008. – 328 с.

29. Прохоров, В. Т. Метрологическое обеспечение и контроль качества материалов и изделий: монография / В. Т. Прохоров. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУ-ЭС», 2009. – 160 с.

30. Розанов, К. Н. Применение нелинейных и активных материалов для создания широкополосных радиопоглотителей / К. Н. Розанов, Е. А. Преображенский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. – № 3. – С. 26-40.

31. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параметрів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – №4. – С.51-56.

32. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

33. Рудик, А. В. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2016. – № 2. – С. 146-150. (**Index Copernicus, Google Scholar, PИИЦ**)

34. Рудик, А. В. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних системах / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 3. – С. 39-45.

35. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

36. Рудик, А. В. Спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 1. – С. 49-54. (**Index Copernicus, Google Scholar, PИИЦ**)

37. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.

38. Скольник, М. Справочник по радиолокации. Основы радиолокации / М. Скольник. – М. : Советское радио, 1976. – Т. 1. – 455 с.

39. Сысоева, С. Интеллектуальные автомобильные ассистенты и датчики / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2012. – № 3. – С. 7-18.
40. Тяпкин, В. Н. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник / В. Н. Тяпкин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2011. – 536 с.
41. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2012. – 260 с.
42. Фатеев, Ю. Л. Теоретические основы и практическая реализация угловых измерений на основе глобальных навигационных спутниковых систем : дис. д-ра техн. наук 05.12.04 / Ю. Л. Фатеев. – Красноярск, 2004. – 339 с.
43. Яценков, В. С. Основы спутниковой навигации : системы GPS и ГЛОНАСС / В. С. Яценков. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 272 с.
44. Kaplan, E. Understanding GPS: Principles and Applications / E. Kaplan, C. Hegarty. – Artech House, 1996. – 707 p.
45. Parkinson, B. W. Global Positioning System: Theory and Application / B. W. Parkinson, J. J. Spilker Jr. – AIAA. Inc., Washington, vol. 1, 1996. – 643 p.
46. Rudyk, A. V. Characterization of objects moving in the decomposition of functions in Fourier series / A. V. Rudyk, V. P. Kvasnikov // The seventh world congress “Aviation in the XXI-st century”. Safety in Aviation and Space Technologies. – National Aviation University, Kyiv, Ukraine, 2016. – pp. 1.9.6-1.9.10.
47. Wallace, J. L. Broadband Magnetic Microwave Absorbers: Fundamental Limitations / J. L. Wallace // IEEE Trans. Magn. – 1993. – № 6. – P. 4209-4214.
48. Истребитель E-50. Секреты самолета-невидимки. Сайт «Армейский вестник» : [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.armstass.su>. (Дата звенения: 22.03.2016).
49. Кондратьев, А. Е. Боевые роботы США – под водой, в небесах и на суше [Текст] / А. Е. Кондратьев // Электр. период. изд. “Независимое военное обозрение”. – 2010. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nvo.ru>. (Дата

звернення: 05.04.2015).

50. США задумались о новой системе инерциальной навигации на базе микроядерного магнитного резонанса: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nanonewsnet.ru/articles/2012>. (Дата звернення: 15.03.2016).

51. Active Safety Delphi Electronically Scanning Radar: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://delphi.com/manufacturers/auto/safety/active/electronically-scanning-radar>. (Дата звернення: 21.03.2016).

52. Active Safety Delphi Integrated Radar and Camera System: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://delphi.com/manufacturers/auto/safety/active/racam>. (Дата звернення: 05.03.2016).

53. Bosch Sensors: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.bosch-engineering.de/media/de/pdfs/einsatzgebiete_1/productdatenblaetter/120903. (Дата звернення: 11.03.2016).

54. Multi-channel 77 GHz radar transceiver chipset: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nxp.com/products/rf/millimeter-wave-solutions/radar-technology/multi-channel-77-ghz-radar-transceiver>. (Дата звернення: 11.03.2016).

55. Stereo camera: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.continental-corporation.com/www/pressportal_com_en/themes/press_releases/3_automotive_group/chassis_safety/press_releases/pr_20110504_stereo_camera_en.html. (Дата звернення: 09.03.2016).

56. The Cognitive Autonomous Vehicles of UniBwM: VaMors, VaMP, MuCAR-3: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.munichnetwork.com/fileadmin/user_upload/konferenzen/mobilitaetsforum-3/080924WuenscheProfDrHansJoachim_RobotCar. (Дата звернення: 11.02.2016).

57. Visby Class corvette – the true stealth : [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kockums.se/SurfaceVessels/visby>. (Дата звернення: 11.03.2016).

РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ПОХИБОК МЕМС АКСЕЛЕРОМЕТРІВ ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

Наявність в інерціальній системі акселерометрів дозволяє визначати величини лінійних прискорень, які діють на МР. Однак на МР недоцільно встановлювати механічні акселерометри через їх великі розміри, тому використовуються мініатюрні МЕМС-акселерометри, які вимірюють проекцію уявного прискорення, що є геометричною різницею між дійсним прискоренням МР і прискоренням вільного падіння. Для визначення швидкості та переміщення (координати) проводять інтегрування прискорення або сумування відліків для дискретного вихідного сигналу. Однак така оцінка параметрів руху є наближеною, залежить від частоти дискретизації і приводить до накопичення помилки [28]. Акселерометри можуть вимірювати статичні та динамічні прискорення, тому їх використовують як сенсори прискорення, вібрації і нахилу для отримання інформації про стан МР.

Задачами даного розділу є: отримання математичних моделей МЕМС-акселерометра в різних формах (механічна, електрична, схемотехнічна), що дозволить перейти до “індивідуальних” моделей конкретного типу акселерометра і підвищити точність визначення величини прискорення; виведення узагальненого рівняння похибок акселерометрів, аналіз складових випадкової похибки акселерометрів та розробка моделей формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності; проведення числової оцінки похибок одноканальної БНС, реалізованої на МЕМС-сенсорах низького класу точності, на короткому інтервалі до 10 хв, коли можна знехтувати коливаннями з частотою Шулера; отримання моделей похибок БНС при визначенні параметрів руху об’єкта.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [13, 14, 20, 21, 25-32, 44].

3.1. Математичні моделі МЕМС – акселерометра

Модель шаруватої структури плоского ємнісного МЕМС-акселерометра маятникового типу наведена на рис. 3.1 [13]. Чутливим елементом такого сенсо-

ра є шарувата пластина, під'єднана до основи за допомогою пружного підвісу (перемички). Система, що складається з рухомого чутливого елемента з обкладками, утворює конденсатор змінної ємності. При переміщенні об'єкту, на якому розміщений акселерометр, з прискоренням на чутливий елемент діють сили інерції, що приводить до зміщення чутливого елемента відносно обкладок та зміни ємності конденсатора. При дії температурного поля в чутливому елементі акселерометра виникають температурні деформації, які приводять до зміни форми чутливого елемента і виникнення похибки вимірювання ємності конденсатора [32].

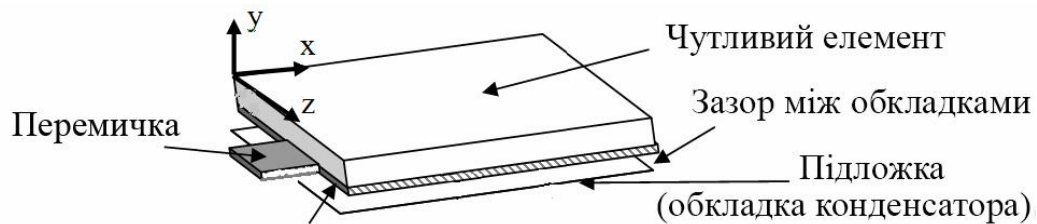


Рис. 3.1. Модель шаруватої структури ємнісного МЕМС-акселерометра

Для отримання фізичної моделі МЕМС-акселерометра необхідно сумісно розв'язати систему інтегро-диференціальних рівнянь, які описують пружну, електростатичну і теплову задачі. В загальному випадку це проводиться чисельним розв'язанням зазначеної системи рівнянь методом кінцевих елементів.

Для розробників навігаційних систем та інших споживачів акселерометрів синтез математичних моделей даним методом є складним через ряд причин:

- необхідність використання значних обчислювальних ресурсів;
- детальне знання внутрішньої будови чутливого елемента акселерометра для задавання граничних умов розв'язання системи інтегро-диференціальних рівнянь, що можливо тільки для виробників даних сенсорів [9].

Однак навіть при реалізації зазначених обмежень через розкид технологічних і топологічних параметрів отримана модель не буде точно відображати характеристики реального сенсора. Тому для підвищення точності моделювання необхідно використовувати модель, основою якої є передавальна функція, що зв'язує вихідний електричний сигнал (напругу) з вхідним сигналом (прискоренням).

Таким чином, для отримання зазначеної моделі акселерометра необхідно:

- отримати математичне співвідношення для передавальної функції;
- провести оцінку параметрів передавальної функції.

3.1.1. Механічна модель МЕМС-акселерометра

При роботі в широкому динамічному діапазоні прискорень для акселерометрів маятничкового типу спостерігається нелінійний характер переміщень. Так, при детектуванні прискорень, більших максимального, або при перевищенні напруги живлення сенсора може виникнути незворотне зближення заряджених обкладок мікроконденсатора, що приводить до ефекту їх “злипання” [39]. Критичні значення даних параметрів наводяться в паспортних даних акселерометра [49].

При розв’язанні задач навігації можна знехтувати наявністю нелінійностей, оскільки акселерометр працює в номінальному режимі, визначеному технічним завданням замовника. Тому в процесі випробувань засобів мобільної робототехніки не має виникати ситуацій перевищення динамічного діапазону прискорень.

Тому в [13] для отримання математичного співвідношення передавальної функції акселерометра використано спрощену лінеаризовану механічну схему маятничкової структури МЕМС-акселерометра типу MMA7331LT (рис. 3.2).

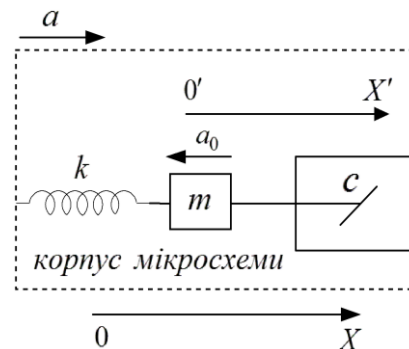


Рис. 3.2. Спрощена механічна модель МЕМС-акселерометра MMA7331LT

На рис. 3.2 показані такі елементи сенсора [13]:

- ефективна інерційна маса m , яка є мірою розміру рухомої частини і залежить від типу кріплення на кристалі;
- пружний елемент з коефіцієнтом жорсткості k , величина якого залежить від вибраного матеріалу і конструкції резонатора, а в резонансному режимі роботи й від конкретної моди коливань;
- демпфуючий елемент, який працює в повітряному середовищі, що має опір руху інерційної маси, при цьому коефіцієнт опору c враховує внутрішні та зовнішні втрати енергії в системі.

МЕМС-акселерометр MMA7331LT (*Frescale Semiconductor*) може працювати в одному з двох діапазонів вимірювання $\pm 4g$ та $\pm 12g$ [39] і має три ортогональні осі чутливості для отримання просторового вектора стану (триканальність дає повну інформацію про лінійне прискорення в інерціальному просторі).

В механічній схемі прискорення об'єкту a спрямовано вздовж осі OX інерціальної системи відліку (ICB), зв'язаної з Землею. Прискорення a_0 зв'язано з системою координат $O'X'$, прив'язаної до корпусу сенсора, а вісь чутливості акселерометра направлена вздовж осі OX інерціальної системи відліку.

Підсумкове прискорення інерційної маси в ICB визначається як $\vec{A} = \vec{a} + \vec{a}_0$ [24], а рух інерційної маси з прискоренням виникає за рахунок сили $\vec{F} = m \cdot \vec{A}$.

Для схеми рис. 3.2 при русі з прискоренням a на інерційну масу діють сили пружності $F_{II} = k \cdot x'$ та опору $F_O = c \cdot \frac{dx'}{dt}$, а рівняння руху інерційної маси

$$m \cdot (a - a_0) = k \cdot x' + c \cdot \frac{dx'}{dt}. \quad (3.1)$$

В зв'язаній з сенсором системі відліку $O'X'$ модуль прискорення є другою похідною від переміщення $a_0 = \frac{d^2 x'}{dt^2}$, тому (3.1) можна переписати таким чином:

$$m \cdot \frac{d^2 x'}{dt^2} + k \cdot x' + c \cdot \frac{dx'}{dt} = m \cdot a. \quad (3.2)$$

Формула (3.2) є диференціальним рівнянням відносно координати x' , при використанні до якого прямого перетворення Лапласа при нульових початкових умовах, де $X'(p)$ та $a(p)$ – зображення за Лапласом переміщення інерційної маси і прискорення об'єкту, отримують диференціальне рівняння в операторній формі:

$$m \cdot p^2 \cdot X'(p) + k \cdot X'(p) + c \cdot p \cdot X'(p) = m \cdot a(p), \quad (3.3)$$

Для спрощеної механічної системи передавальна функція за каналом “прискорення – зміщення інерційної маси” визначається як [13, 32]

$$W_c(p) = \frac{X'(p)}{a(p)} = \frac{m}{m \cdot p^2 + c \cdot p + k}. \quad (3.4)$$

3.1.2. Електрична модель МЕМС-акселерометра

При переході від механічних змінних k , m та c до електричних маємо [8]:

$$\omega_0 = \sqrt{k/m}, \quad \xi = c/(2\sqrt{k \cdot m}), \quad (3.5)$$

де ω_0 – частота власних коливань акселерометра; ξ – коефіцієнт згасання.

З врахуванням введених змінних передавальна функція (3.4) запишеться як

$$W_C(p) = \frac{1}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2}. \quad (3.6)$$

Тому що вихідна напруга сенсора пропорційна зміщенню інерційної маси, то з (3.6), ввівши нові коефіцієнти $K = \frac{G}{\omega_0^2}$, $\alpha = \frac{1}{\omega_0^2}$, $\beta = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_0}$, запишемо передавальну функцію акселерометра за каналом "прискорення – вихідна напруга":

$$W_C(p) = \frac{U(p)}{a(p)} = \frac{K}{\alpha \cdot p^2 + \beta \cdot p + 1}, \quad (3.7)$$

де K – статичний коефіцієнт передачі акселерометра за каналом "прискорення – вихідна напруга" (коефіцієнт чутливості); G – масштабний коефіцієнт акселерометра; α і β – коефіцієнти, що визначають інерційність акселерометра.

Формула (3.7) є електричною математичною моделлю акселерометра. Для подальшого аналізу визначимо параметри його передавальної функції K , α та β .

В паспортних даних [49] наведено значення коефіцієнта чутливості K при кімнатній температурі, а в роботі [13] масштабний коефіцієнт визначений за експериментальними даними як кут нахилу залежностей вихідної напруги акселерометра MMA7331LT від вимірюваного прискорення (рис. 3.3). При вимірюваннях вісь чутливості акселерометра встановлена ортогонально вектору прискорення сили тяжіння g . За результатами досліджень визначено такі значення статичного коефіцієнта передачі акселерометра за каналом "прискорення – вихідна напруга":

$$\text{- для діапазону } \pm 12g: K = 81.7 \frac{mB}{g} = \frac{0.0817 B}{9.81 m/c^2} \cong 0.00834 \frac{B \cdot c^2}{m};$$

$$\text{- для діапазону } \pm 4g: K = 290.5 \frac{mB}{g} = \frac{0.2905 B}{9.81 m/c^2} \cong 0.02964 \frac{B \cdot c^2}{m}.$$

Для оцінки коефіцієнтів α та β використовувалася логарифмічна АЧХ (ЛАЧХ), отримана за співвідношенням для передавальної функції (3.7):

$$L_C(\omega) = 20 \cdot \lg(|W_C(i\omega)|) = 20 \cdot \lg K - 10 \cdot \lg \left\{ (1 - \alpha \cdot \omega^2)^2 + \beta^2 \cdot \omega^2 \right\}. \quad (3.8)$$

Для визначення значень коефіцієнтів α і β використовувалася апроксимація методом найменших квадратів експериментально знятої ЛАЧХ функцією (3.8).

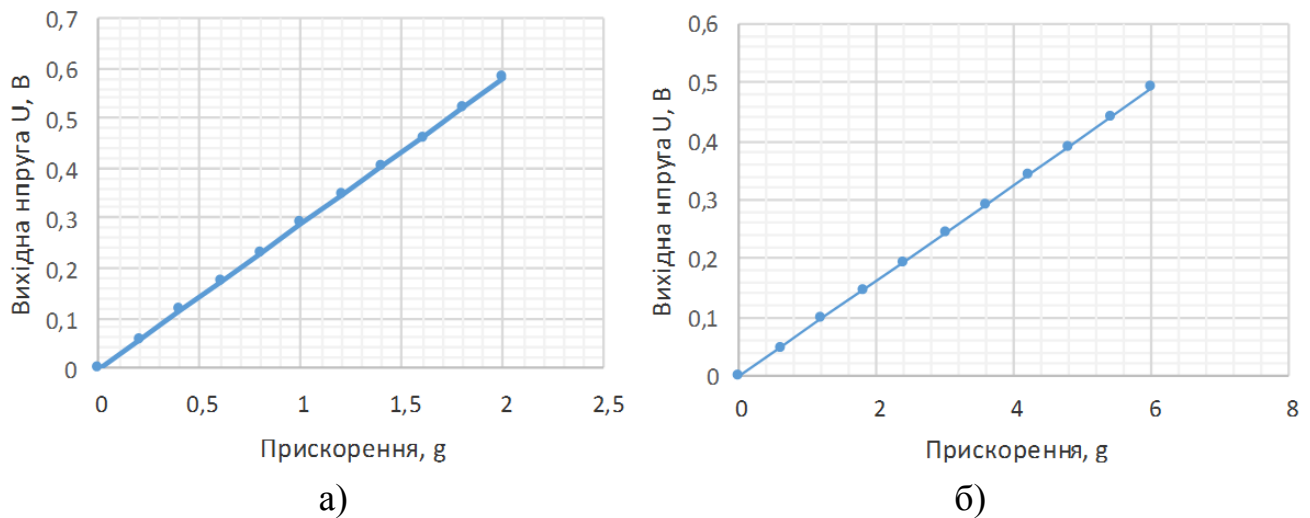


Рис. 3.3. Залежність вихідної напруги акселерометра MMA7331LT від вимірюваного прискорення в діапазонах $\pm 4g$ (а) та $\pm 12g$ (б)

При зазначених умовах отримано коефіцієнти передавальної функції при роботі акселерометра в діапазоні $\pm 12g$ $\alpha = 2.6342 \cdot 10^{-8} c^2$ і $\beta = 9.8127 \cdot 10^{-5} c$ й обчислено інші коефіцієнти передавальної функції акселерометра в формі (3.6):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} = \frac{1}{\sqrt{2.6342 \cdot 10^{-8}}} = 6161.35 \text{ рад/с};$$

$$\xi = \frac{\beta \cdot \omega_0}{2} = \frac{9.8127 \cdot 10^{-5} \cdot 6161.35}{2} = 0.3023;$$

$$G = K \cdot \omega_0^2 = 0.00834 \cdot 6161.35^2 = 316605 \frac{B}{m}.$$

За отриманими результатами можна оцінити параметри механічної моделі МЕМС-акселерометра MMA7331LT для ефективної інерційної маси $m = 10^{-6} \text{ кг}$:

$$k = m \cdot \omega_0^2 = 10^{-6} \cdot 6161.35^2 = 37.96 \frac{H}{m};$$

$$c = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{k \cdot m} = 2 \cdot 0.3023 \cdot \sqrt{37.96 \cdot 10^{-6}} = 0.003725 \frac{H \cdot c}{m} = 0.003725 \frac{кг \cdot c}{с}.$$

Передавальна функція акселерометра в діапазоні $\pm 12g$ буде мати вигляд

$$W_C(p) = \frac{0.00834}{2.6342 \cdot 10^{-8} \cdot p^2 + 9.8127 \cdot 10^{-5} \cdot p + 1}. \quad (3.9)$$

На рис. 3.4 наведені експериментальна (червоний колір) та змодельована за (3.9) (синій колір) нормовані АЧХ МЕМС-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$. Таким чином, при використанні паспортних характеристик МЕМС-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$ максимальна похибка відхилення від експериментальних даних не буде перевищувати 14%, а при використанні передавальної функції (3.9) – не буде перевищувати 3.5% [13, 32].

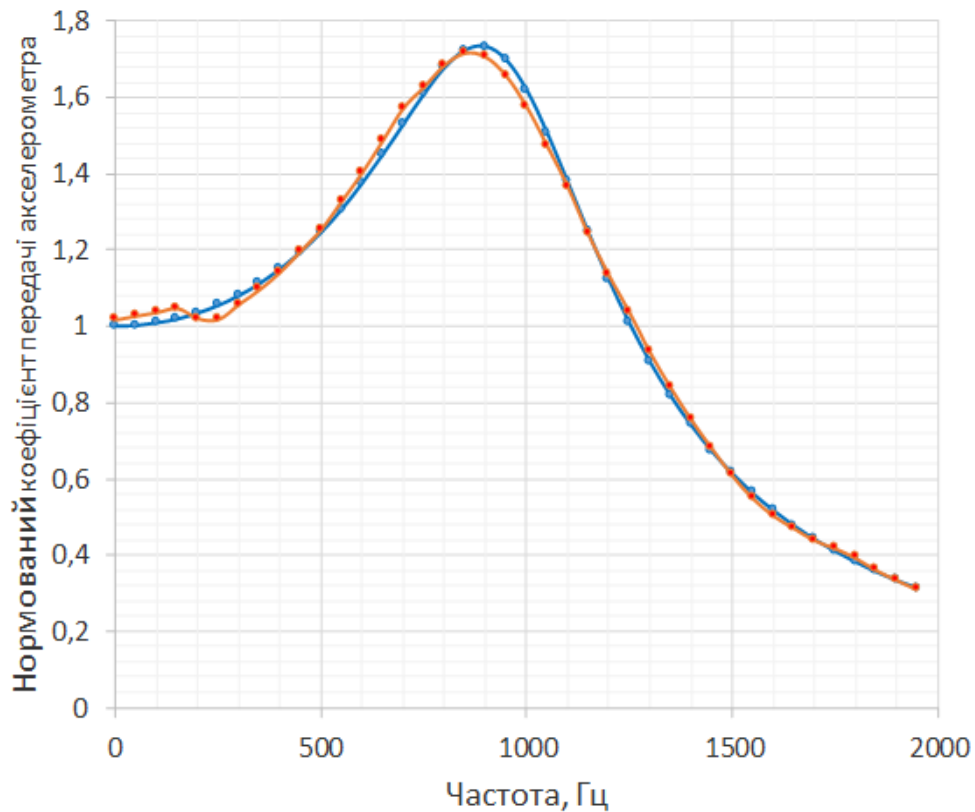


Рис. 3.4. Нормована АЧХ МЕМС-акселерометра MMA7331LT для діапазону $\pm 12g$

3.1.3. Схемотехнічна модель МЕМС-акселерометра

Для задач схемотехнічного моделювання МЕМС-акселерометр можна представити еквівалентною електричною схемою у вигляді послідовного резонансного контуру, в якому вихідна напруга знімається з конденсатора (рис. 3.5) [13]. Таке представлення зручно використовувати в середовищах *Electronics Workbench* або *NI Multisim* для моделювання частотних і часових характеристик [11].

Операторна передавальна функція для еквівалентної електричної схеми рис. 3.5 буде мати такий вигляд [13]:

$$W_c(p) = \frac{U(p)}{a(p)} = \frac{1/pC_{екв}}{R_{екв} + pL_{екв} + 1/pC_{екв}} = \frac{1}{p^2L_{екв}C_{екв} + pR_{екв}C_{екв} + 1}, \quad (3.10)$$

звідки відповідно до співвідношення (3.7) $\alpha = L_{екв} C_{екв}$, $\beta = R_{екв} C_{екв}$.

Для МЕМС-акселерометра ММА7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ еквівалентні електричні параметри схеми рис. 3.5 будуть мати такі значення [13]:

- еквівалентний активний опір (вибране значення) $R_{екв} = 5 \text{ Ом}$;

- еквівалентна ємність $C_{екв} = \frac{\beta}{R_{екв}} = \frac{9.8127 \cdot 10^{-5}}{5} = 19.625 \text{ мкФ}$;

- еквівалентна індуктивність $L_{екв} = \frac{\alpha}{C_{екв}} = \frac{2.6342 \cdot 10^{-8}}{19.625 \cdot 10^{-5}} = 1.342 \text{ мГн}$;

- еквівалентний характеристичний опір $\rho_{екв} = \sqrt{\frac{L_{екв}}{C_{екв}}} = 8.269 \text{ Ом}$;

- еквівалентна добротність $Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{R_{екв}} = \frac{8.269}{5} = 1.654$;

- еквівалентний коефіцієнт згасання $\xi_{екв} = \frac{1}{2Q_{екв}} = \xi = \frac{1}{2 \cdot 1.654} = 0.3023$.

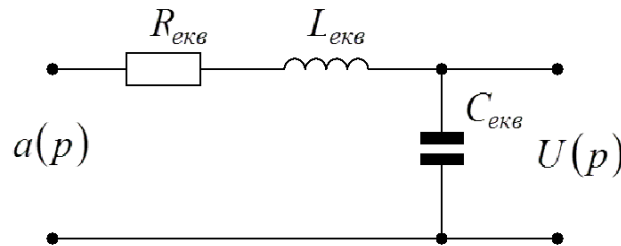


Рис. 3.5. Еквівалентна електрична схема МЕМС-акселерометра

В роботах [20, 21] автором запропоновано способи експериментального визначення параметрів еквівалентної схеми МЕМС-акселерометра, заданої у вигляді послідовного [20] або паралельного [21] резонансних контурів.

За визначеними електричними параметрами моделі МЕМС-акселерометра ММА7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ в середовищі *Electronics Workbench* проведено моделювання нормованих частотних характеристик (АЧХ, ФЧХ і ЛАЧХ) (рис. 3.6), які описуються таким чином ($\nu = \omega/\omega_0$ – відносна частота):

$$A_{C.0}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - (\omega/\omega_0)^2\right)^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \nu^2\right)^2 + 4\xi^2\nu^2}};$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{2\xi\nu}{1 - \nu^2}; \quad L_{C.0}(\omega) = -10\lg \left\{ \left(1 - \nu^2\right)^2 + 4\xi^2\nu^2 \right\}.$$

Часові характеристики еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра (перехідна $h(t)$ та імпульсна $g(t)$) визначаються так:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} \frac{W_C(p)}{p} e^{pt} dp = K \left\{ 1 - e^{-\xi\omega_0 t} \left(\cos \lambda t + \frac{\omega_0}{\lambda} \sin \lambda t \right) \right\};$$

$$g(t) = \frac{dh(t)}{dt} = \frac{K\omega_0^2}{\lambda} e^{-\xi\omega_0 t} \sin \lambda t,$$

де $\lambda = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ – частота затухаючих коливань.

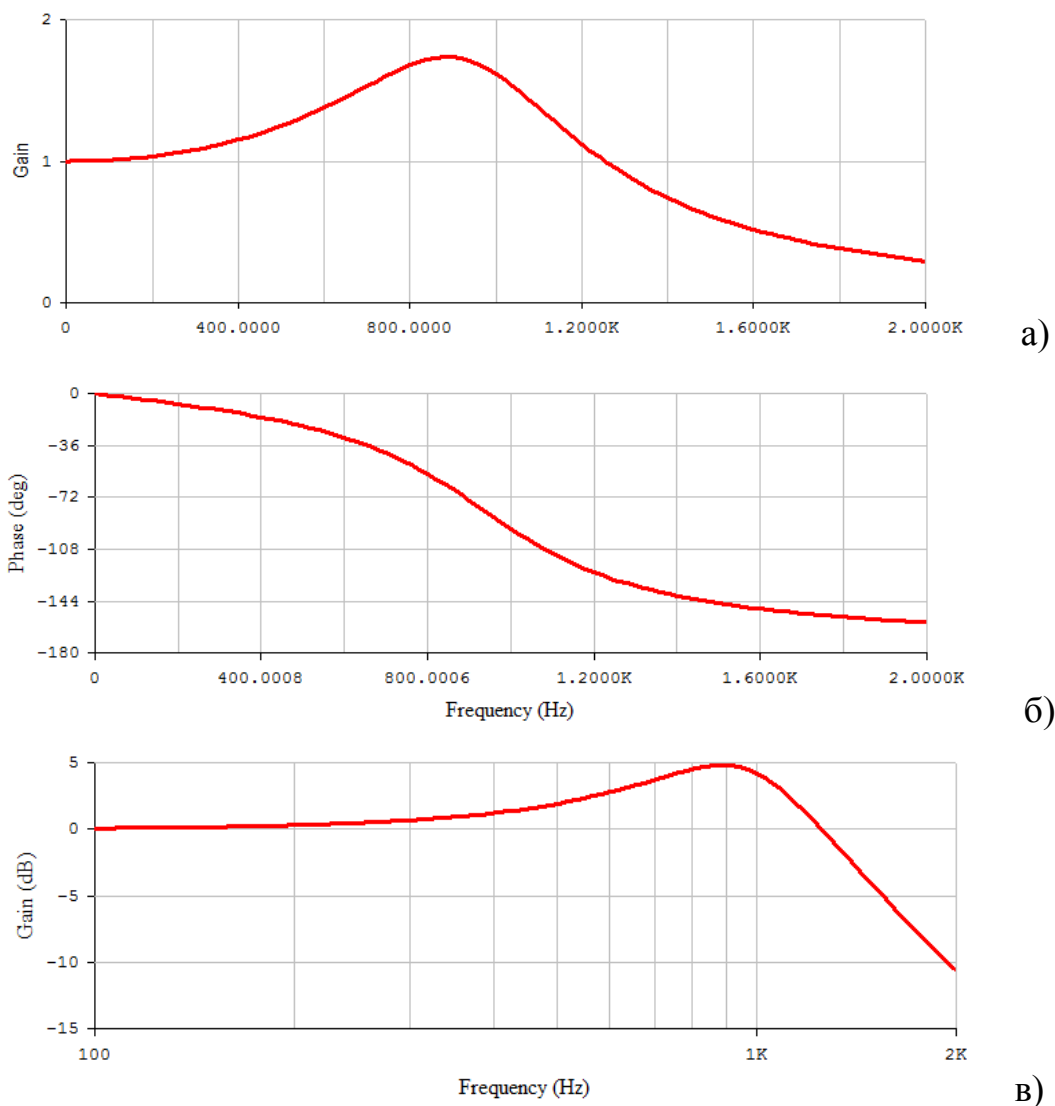


Рис. 3.6. Результати моделювання нормованих частотних характеристик еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра: АЧХ (а); ФЧХ (б); логарифмічна АЧХ (в)

Графіки нормованих часових характеристик еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра MMA7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$ наведені на рис. 3.7, за якими тривалість перехідного процесу оцінюється величиною

$$t_n \approx \frac{3}{\xi \cdot \omega_0} = \frac{3}{0.3023 \cdot 6161.35} = 1.61 \text{ мс.}$$

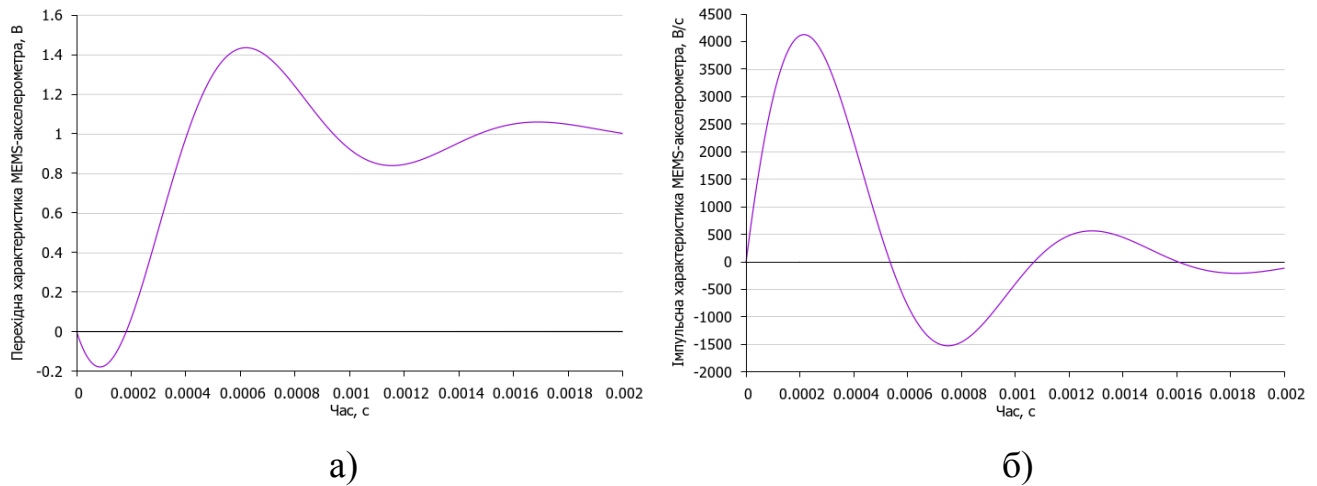


Рис. 3.7. Графіки нормованих часових характеристик еквівалентної електричної схеми MEMC-акселерометра MMA7331LT в діапазоні вимірювання $\pm 12g$: перехідна характеристика (а); імпульсна характеристика (б)

Для аналізу стійкості систем управління з акселерометром даного типу виникає потреба в побудові годографа (амплітудно-фазової характеристики), який є залежністю уявної частини $\text{Im}\{W_C(p)\}$ передавальної функції (3.10) від дійсної частини $\text{Re}\{W_C(p)\}$ при зміні частоти ω від 0 до ∞ , наведеного на рис. 3.8 [13]:

$$\text{Re}\{W_C(p)\} = \frac{1 - \nu^2}{1 - 2 \cdot (1 - 2\xi^2) \cdot \nu^2 + \nu^4}; \quad \text{Im}\{W_C(p)\} = -\frac{2 \cdot \xi \cdot \nu}{1 - 2 \cdot (1 - 2\xi^2) \cdot \nu^2 + \nu^4}.$$

Розглянутим моделям MEMC-акселерометра відповідає стійка в розімкненому стані система, тому що перехідна характеристика моделі (рис. 3.7, а) з часом прямує до усталеного значення 1, імпульсна характеристика моделі (рис. 3.7, б) з часом прямує до 0, а в частотному діапазоні позитивних значень ЛАЧХ (рис. 3.6, в) ФЧХ (рис. 3.6, б) приймає значення, більші за -180° . Тому при замиканні система з такою моделлю збереже стійкість за критерієм Найквіста, тому що її годограф (рис. 3.8) не охоплює точку з координатами $(-1; i0)$ [25].

3.2. Аналіз похибок MEMC – акселерометрів методом варіацій Алана

При аналізі точнісних характеристик БНС, викликаних похибками акселерометрів, найбільша увага приділяється нестабільності (зміщенню) нуля і невик-

люченим систематичним похибкам. В даному підрозділі основну увагу приділено нестабільності нулів акселерометрів, яку представляють сумою систематичної δa_S (*Systematic Error*) і випадкової δa_R (*Random Error*) складових [18]:

$$\delta a = \delta a_S + \delta a_R. \quad (3.11)$$

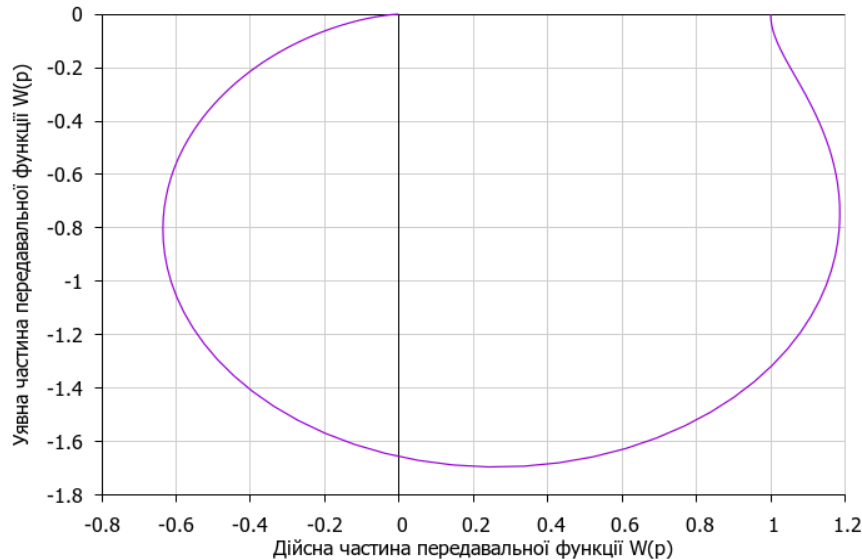


Рис. 3.8. Годограф еквівалентної електричної схеми МЕМС-акселерометра MMA7331LT в діапазоні $\pm 12g$

Значення систематичної похибки залишається сталим або закономірно змінюється при повторних вимірюваннях і перетворенні прискорення, а випадкові похибки змінюються випадковим чином. Причиною виникнення зміщення вихідного сигналу в акселерометрах є дія паразитних моментів на рухомі частини сенсора та розбаланс електронних вузлів систем знімання і обробки інформації.

3.2.1. Методи аналізу випадкових похибок акселерометрів

Для дослідження випадкових похибок акселерометрів використовуються частотні методи аналізу за спектральною густиною потужності (*Power Spectral Density (PSD)*) [1] та часові методи аналізу за варіаціями Алана (*Allan Variance (AVAR)*) [42, 43, 45].

Спектральна густина потужності $S(\omega)$ визначається як двостороннє перетворення Фур'є від кореляційної функції $K(\tau)$ і характеризує частотний розподіл потужності випадкового сигналу [6]:

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} K(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (3.12)$$

Варіація Алана є методом аналізу часових послідовностей для визначення характеристик шумів як функції усередненого часу і знаходиться за результатами запису N відліків тривалістю T_0 (загальною довжиною запису NT_0) вихідного сигналу акселерометра $\tilde{a}(t)$, розташованого на нерухомій платформі. Метод варіацій (дисперсій) Алана подібний до класичної вибіркової дисперсії, однак відмінність полягає в обчисленні не дисперсій відхилень центрованого випадкового процесу, а різниці сусідніх відхилень. Така статистична оцінка дозволяє оцінити шумові компоненти вихідного сигналу у вигляді “білого” шуму чи корельованого марковського процесу. Метод варіацій Алана активно застосовується для оцінки параметрів інерціальних чутливих елементів (рекомендації щодо застосування такого методу аналізу наводяться в стандартах IEEE [18, 22]).

Згідно даного методу за тестовими вимірюваннями отримують масив з N вимірювань прискорення $\tilde{a}(t)$, розбивають його на $K=N/M$ груп, де M – розмір групи послідовних вимірювань, і для кожної групи визначають середнє значення

$$\bar{a}_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M a_{(k-1)M+i}, \quad k=1, \dots, K.$$

Дисперсія Алана обчислюється як дисперсія різниці середніх значень \bar{a}_k двох сусідніх груп, які мають часовий зсув на час кореляції $\tau = M/f_D = MT_0$, де f_D – частота дискретизації вихідних сигналів акселерометрів:

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{1}{2(K-1)} \sum_{k=1}^{K-1} [\bar{a}_{k+1} - \bar{a}_k]^2.$$

Однак на практиці частіше визначається не варіація Алана $\sigma_A^2(\tau)$, а відхилення Алана (*Allan Deviation (AD)*) $\sigma_A(\tau)$ з побудовою залежності відхилення Алана від усередненого часу та аналізом нахилу різних ділянок кривої відхилення Алана, за яким оцінюють наявність різних складових похибки акселерометрів (рис. 3.9). Фактично параметр τ є періодом усереднення даних в групі розміром M . Дисперсія Алана зв'язана з спектральною густиною потужності $S_\omega(f)$, що є класичною характеристикою випадкового процесу в частотній області [24]:

$$\sigma_A^2(\tau) = 4 \int_0^\infty S_\omega(f) \cdot \frac{\sin^4(\pi\tau f)}{(\pi\tau f)^2} df. \quad (3.12, a)$$

Аналіз варіацій (дисперсій) Алана дозволяє розділити між собою різні джерела шуму завдяки різному часу кореляції та визначити значення кожного з них. Для кількісної оцінки окремих шумових складових зазвичай використовується побудований в подвійному логарифмічному масштабі графік залежності $\sigma_A = f(\tau)$ (рис. 3.9). Ділянки, що відповідають прямим з різним нахилом, дозволяють робити висновки щодо існування того чи іншого шумового параметра.

Варіації Алана дозволяють відокремити такі шумові компоненти [44]:

- квазідетерміноване зміщення нульового сигналу або тренд (нахил +1);
- випадкове блукання прискорення акселерометра (нахил +0.5);
- нестабільність зміщення нуля або флікер-шум (нахил 0);
- випадкове блукання (дрейф) швидкості акселерометра (нахил -0.5);
- шум квантування вихідного сигналу (нахил -1).

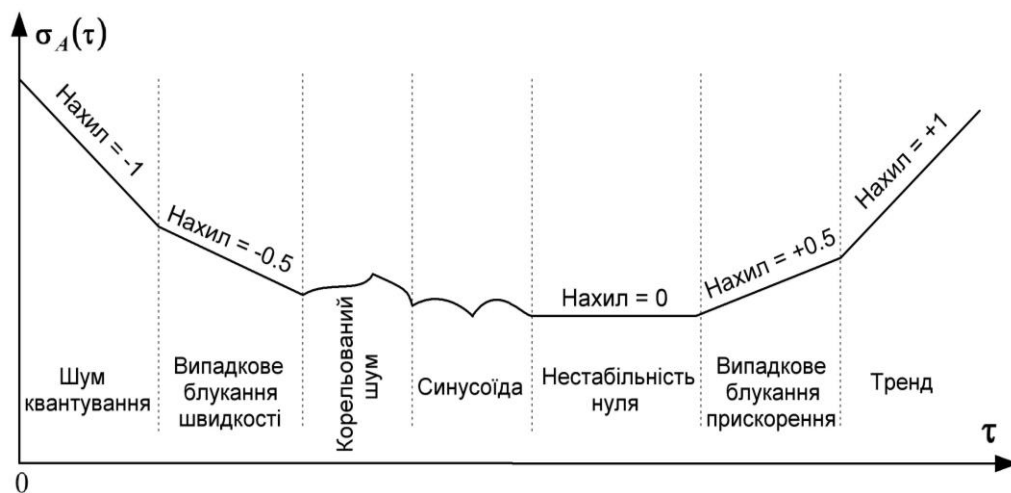


Рис. 3.9. Загальний вигляд кривої відхилення Алана

Систематична похибка зміщення нуля акселерометрів δa_S з (3.11) є сумою основної (*Basic*) δa_{SB} та додаткової (*Additional*) δa_{SA} систематичних похибок:

$$\delta a_S = \delta a_{SB} + \delta a_{SA}. \quad (3.13)$$

Як правило, основна систематична похибка даного акселерометра буде відрізнятися від основної систематичної похибки іншого екземпляра акселерометра такого самого типу, тому для групи однотипних акселерометрів основна систематична похибка розглядається як випадкова похибка, що є постійною в даному робочому циклі (запуску). Вона виникає після включення акселерометра і описується випадковою величиною з нульовим середнім, дисперсією σ_S^2 та диференці-

альним рівнянням $\delta \ddot{a}_{SB} = 0$. Постійне зміщення нуля оцінюється в процесі калібрування та виключається з показань акселерометра при його функціонуванні.

Якщо у вихідному сигналі акселерометра присутня синусоїдальна похибка типу $A_m \sin(2\pi f_0 t)$, то її виявляють за відхиленням Алана і розраховують її параметри за координатами максимуму кривої $\sigma_{A.\max}$ та τ_{extr} таким чином [22]:

$$A_m = 1.379 \cdot \sigma_{A.\max}; \quad f_0 = \frac{0.371}{\tau_{extr}}.$$

Додаткові похибки акселерометрів пов'язані з його чутливістю до зміни зовнішніх факторів (*Environment*), основними з яких є чутливості до кутових швидкостей, до зміни температури і до вібрацій (див. п. 1.3.1).

3.2.2. Узагальнене рівняння похибок акселерометрів

Номінальні вихідні сигнали трьох акселерометрів A_X, A_Y, A_Z можна представити у вигляді

$$u^A = K^A \cdot E \cdot n, \quad (3.14)$$

де $u^A = \left\| \begin{matrix} u_X^A & u_Y^A & u_Z^A \end{matrix} \right\|^T$ – вектор номінальних показань акселерометрів;

$K^A = \left\| \begin{matrix} k_X^A & 0 & 0 \\ 0 & k_Y^A & 0 \\ 0 & 0 & k_Z^A \end{matrix} \right\|$ – матриця номінальних коефіцієнтів перетворення акселерометрів;

k_X^A, k_Y^A та k_Z^A – коефіцієнти перетворення акселерометрів A_X, A_Y та A_Z ;

$n = \left\| \begin{matrix} n_X & n_Y & n_Z \end{matrix} \right\|^T$ – матриця проєкцій вектора уявного прискорення вершини зв'язаного тригранника на свої ребра; E – одинична матриця.

Для реальних умов вихідні сигнали акселерометрів можна записати як [32].

$$\tilde{u}^A = \tilde{K}^A (M^A n + a^e + \delta a), \quad (3.15)$$

де $\tilde{K}^A = K^A + \Delta K^A = K^A (1 + \varepsilon_{K^A})$; ΔK^A та ε_{K^A} – абсолютна і відносна похибки

матриці коефіцієнтів перетворення акселерометрів; $\delta a = \left\| \begin{matrix} \delta a_X^u & \delta a_Y^u & \delta a_Z^u \end{matrix} \right\|^T$ – вектор зміщення нуля акселерометрів з розмірністю вихідного сигналу акселерометра (при аналоговому виході – [В], при цифровому – [Біт], при частотному – [Гц]);

a^e – вектор переносного прискорення, поява якого викликана зміною кутової швидкості зв'язаної системи координат $\dot{\omega}$ і відцентровим прискоренням (в англійській літературі *size effect* – вплив розмірів); M^A – матриця напрямних косинусів, яка характеризує відхилення на кути α , β і χ вимірювальних осей акселерометрів $OX^iY^iZ^i$ від зв'язаної з МР системи координат $OXYZ$ (рис. 3.10) [18]:

$$M^A = \begin{vmatrix} \cos\alpha \cos\beta & \sin\beta & -\cos\beta \sin\alpha \\ -\cos\alpha \cos\chi \sin\beta + \sin\alpha \sin\chi & \cos\beta \cos\chi & \cos\chi \sin\alpha \sin\beta + \sin\chi \cos\alpha \\ \sin\beta \cos\alpha \sin\chi + \cos\chi \sin\alpha & -\sin\chi \cos\beta & -\sin\alpha \sin\beta \sin\chi + \cos\alpha \cos\chi \end{vmatrix}.$$

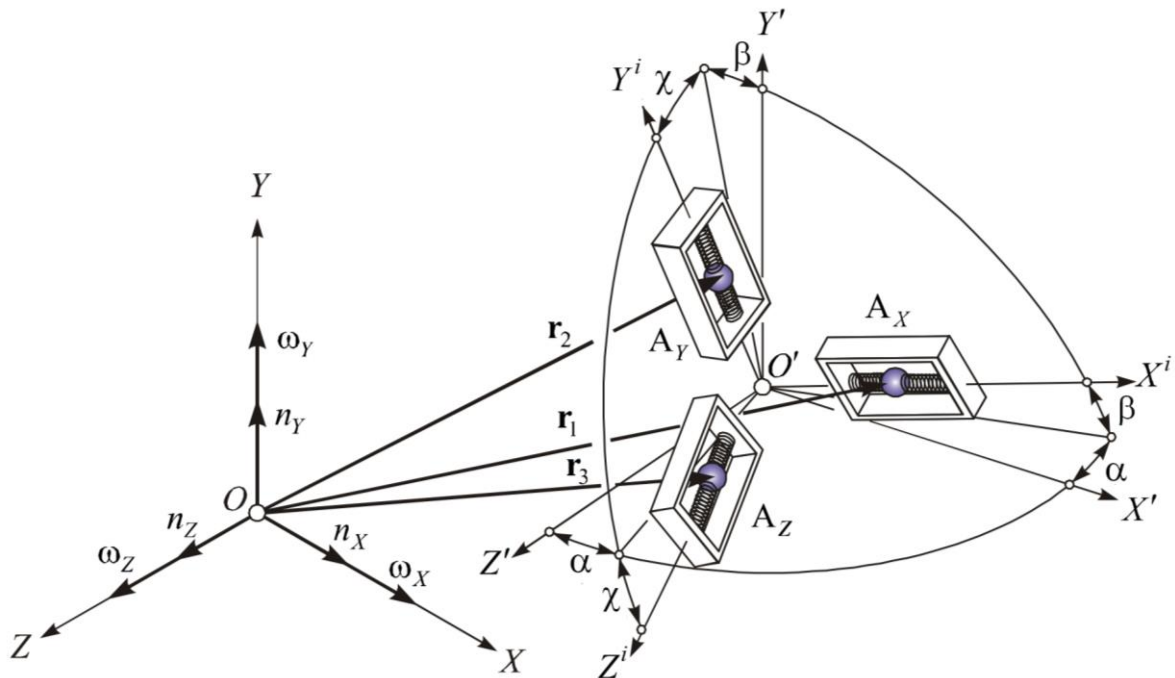


Рис. 3.10. Розташування акселерометрів відносно ребер зв'язаного тригранника

Якщо покласти, що кути відхилення α , β і χ мають малі значення, матрицю M^A можна записати у такому вигляді:

$$M^A \approx \begin{vmatrix} 1 & \beta & -\alpha \\ -\beta & 1 & \chi \\ \alpha & -\chi & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 & -\beta & \alpha \\ \beta & 0 & -\chi \\ -\alpha & \chi & 0 \end{vmatrix} = E - [M^A \times], \quad (3.16)$$

де $[M^A \times]$ – кососиметрична матриця, що відповідає матриці M^A .

В матричній формі запису переносне прискорення записується так [18]:

$$a^e = E_1 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_1 + [\omega \times] ([\omega \times] r_1) \} + E_2 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_2 + [\omega \times] ([\omega \times] r_2) \} + E_3 M^A \{ [\dot{\omega} \times] r_3 + [\omega \times] ([\omega \times] r_3) \}, \quad (3.17)$$

$$\text{де } E_1 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}, E_2 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}, E_3 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \text{ при цьому } E_1 + E_2 + E_3 = E;$$

r_1 , r_2 та r_3 – вектори, що з'єднують початок системи координат зв'язаного тригранника з центрами мас відповідних акселерометрів (рис. 3.10).

В інерціальних вимірювальних модулях (*Inertial Measurement Unit (IMU)*) [27] похибка типу “вплив розмірів” завжди буде наявною, тому що значення r_1 , r_2 і r_3 не дорівнюють нулю. При $r_1 = r_2 = r_3 = r$ вираз (3.17) набуде вигляду

$$a^e = M^A \{ [\dot{\omega} \times] r + [\omega \times] ([\omega \times] r) \}, \quad (3.18)$$

де $[\dot{\omega} \times] r + [\omega \times] ([\omega \times] r)$ – матрична форма запису загальновідомої формули для переносного прискорення, яке у векторній формі записується $\dot{\omega} \times r + \omega \times (\omega \times r)$ [18].

Для запису рівняння (3.12) в розмірності прискорення $\dim a = [m/c^2]$ домножимо обидві його частини на матрицю $(K^A)^{-1}$ і представимо матрицю коефіцієнтів перетворення \tilde{K}^A як суму номінальної матриці K^A і матриці похибок ΔK^A :

$$(K^A)^{-1} \tilde{u}^A = (K^A)^{-1} (K^A + \Delta K^A) (M^A n + a^e + \delta a).$$

Позначивши $\tilde{a} = (K^A)^{-1} \tilde{u}^A$, отримаємо [31]

$$\tilde{a} = (E + 0.01 \delta K^A) (M^A n + a^e + \delta a), \quad (3.19)$$

де $\delta K^A = (K^A)^{-1} \Delta K^A \cdot 100\% = \text{diag} \left\| \delta k_X^A \quad \delta k_Y^A \quad \delta k_Z^A \right\|$ – діагональна матриця відносних похибок коефіцієнтів перетворення акселерометрів, [%], яка в розгорнутій формі запису набуде такого вигляду [43]:

$$\delta K^A = \begin{vmatrix} \frac{1}{k_X^A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_Y^A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{k_Z^A} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Delta k_X^A & 0 & 0 \\ 0 & \Delta k_Y^A & 0 \\ 0 & 0 & \Delta k_Z^A \end{vmatrix} \cdot 100\% = \begin{vmatrix} \frac{\Delta k_X^A}{k_X^A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Delta k_Y^A}{k_Y^A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\Delta k_Z^A}{k_Z^A} \end{vmatrix} \cdot 100\%. \quad (3.20)$$

Враховуючи можливість представлення матриці M^A як різниці одиничної та косиметричної матриць (3.13), співвідношення (3.19) перепишемо так:

$$\tilde{a} = (E + 0.01 \delta K^A) \{ (E - [M^A \times]) n + a^e + \delta a \}. \quad (3.21)$$

Прийемо похибки коефіцієнтів перетворення δk_X^A , δk_Y^A , δk_Z^A та кути відхилення α , β і χ величинами першого порядку малості, тоді добутки цих параметрів є величинами другого порядку малості. Тому, знехтувавши добутками $0.01\delta K^A \delta a$ та $0.01\delta K^A [M^A \times]$ і, враховуючи (3.16), запишемо (3.21) таким чином:

$$\tilde{a} = (E + 0.01\delta K^A)n - [M^A \times]n + (E + 0.01\delta K^A)a^e + \delta a. \quad (3.22)$$

Блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів наведена на рис. 3.11 [44]. В скалярній формі запису (3.22) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_X &= (1 + 0.01\delta k_X^A)n_X + k_X^A(\alpha n_Z - \beta n_Y) + (1 + 0.01\delta k_X^A)a_X^e + \delta a_X; \\ \tilde{a}_Y &= (1 + 0.01\delta k_Y^A)n_Y + k_Y^A(\beta n_X - \chi n_Z) + (1 + 0.01\delta k_Y^A)a_Y^e + \delta a_Y; \\ \tilde{a}_Z &= (1 + 0.01\delta k_Z^A)n_Z + k_Z^A(\chi n_Y - \alpha n_X) + (1 + 0.01\delta k_Z^A)a_Z^e + \delta a_Z. \end{aligned}$$

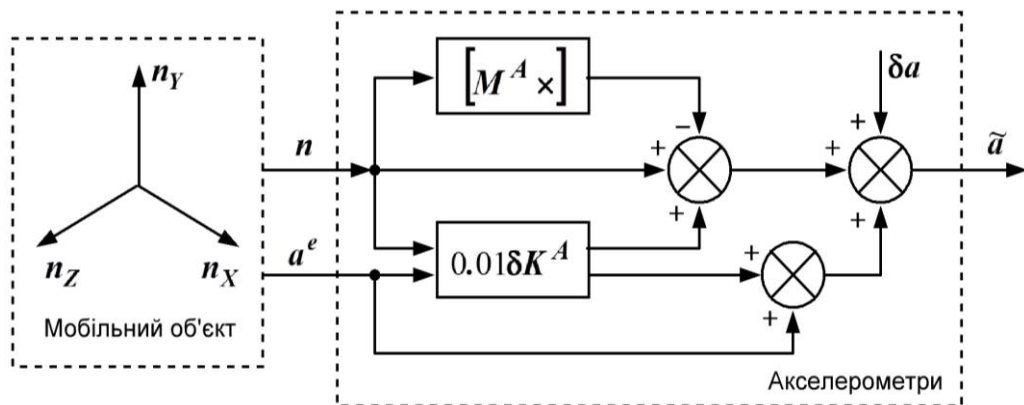


Рис. 3.11. Блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів

Якщо з рівняння (3.22) відняти вектор дійсного уявного прискорення, отримаємо узагальнене рівняння похибок акселерометрів:

$$\Delta a = 0.01\delta K^A n - [M^A \times]n + (E + 0.01\delta K^A)a^e + \delta a. \quad (3.23)$$

Перший доданок в (3.23) характеризує вплив похибок коефіцієнтів перетворення, другий – неточність установки вимірювальних осей акселерометрів, третій – вплив переносних прискорень на похибки акселерометрів (*size effect*), четвертий – зміщення нулів акселерометрів, які визначаються за формулою (3.11).

3.2.3. Аналіз складових випадкової похибки акселерометрів

Складові випадкової похибки акселерометрів, які є сенсорами інерціального типу, визначаються наявністю шумів і шумовими процесами різного роду:

$$\delta a_R = \delta a_{WN} + \delta a_{BI} + \delta a_{ARW} + \delta a_{MN}, \quad (3.24)$$

де δa_{WN} – складова випадкової похибки, обумовлена наявністю білого шуму (*White Noise, (WN)*); δa_{BI} – нестабільність нуля (*Bias Instability, (BI)*); δa_{ARW} – випадкове блукання прискорення (*Acceleration Random Walk, ARW*); δa_{MN} – складова випадкової похибки, обумовлена наявністю експоненційно-корельованого (марковського) шуму (*Markov Noise, MN*).

На вихідний сигнал найбільш поширених в БІНС МЕМС-акселерометрів діють різні збурення, зокрема, термомеханічний шум, який приводить до флуктуацій прискорення, що можуть бути значно більші, ніж дійсне прискорення сенсора. Для визначення швидкості та координат МР вихідні сигнали акселерометрів інтегруються протягом часу $t = NT_0$. Якщо сигнал акселерометра приймається в дискретні моменти часу з періодом дискретизації T_0 , то шум акселерометра описують дискретним білим шумом $\delta a_{WN}(k)$, $k = 1, 2, \dots$ з нульовим середнім $M[\delta a_{WN}(k)] = M[\delta a_{WN}] = 0$ і кінцевим значенням дисперсії $D[\delta a_{WN}(k)] = D[\delta a_{WN}] = \sigma_{WN}^2$, при цьому дисперсія похибки визначення лінійної швидкості

$$D\left[\int_0^t \delta a_{WN}(\tau) d\tau\right] = D\left[T_0 \sum_{k=1}^N \delta a_{WN}(k)\right] = T_0^2 N D[\delta a_{WN}] = T_0 t \sigma_{WN}^2, \quad (3.25)$$

звідки СКВ накопичення похибки визначення швидкості при наявності у вихідному сигналі білого шуму зростає пропорційно кореню квадратному з часу:

$$\sigma_V(t) = \sigma_{WN} \sqrt{T_0 t} = v_{VRW} \sqrt{t}, \quad (3.26)$$

де $v_{VRW} = \sigma_{WN} \sqrt{T_0}$ – випадкове блукання швидкості (*Velocity Random Walk, (VRW)*) з розмірністю $\dim v_{VRW} = [m/c^{3/2}]$.

Іншою розмірністю *VRW* є $\dim v_{VRW} = [mkg/\sqrt{G\mu}]$, де $1 mkg/\sqrt{G\mu} = 9.81 \cdot 10^{-6} m/c^{3/2}$. Акселерометри авіаційного класу мають рівень шуму $(2 \div 10) mkg/\sqrt{G\mu}$, *IMU* тактичного класу – $(10 \div 50) mkg/\sqrt{G\mu}$, а МЕМС-акселерометри споживацького класу – порядку $(50 \div 200) mkg/\sqrt{G\mu}$ [32].

СКВ визначення переміщення проводиться подвійним інтегруванням білої послідовності [28]:

$$\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{WN}(v) dv d\tau = T_0 \sum_{i=1}^N T_0 \sum_{j=1}^i \delta a_{WN}(j) = T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1) \delta a_{WN}(i).$$

Статистичні характеристики випадкової похибки визначення переміщення:

$$\begin{aligned}
 M \left[\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{wN}(v) dv d\tau \right] &= T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1)^2 M[\delta a_{wN}(i)] = 0; \\
 D \left[\int_0^t \int_0^\tau \delta a_{wN}(v) dv d\tau \right] &= T_0^2 \sum_{i=1}^N (N-i+1)^2 D[\delta a_{wN}(i)] = \\
 &= \frac{T_0^4 N(N+1)(2N+1)}{6} D[\delta a_{wN}] = \frac{\sigma_{wN}^2 (2T_0 t^3 + 3T_0^2 t^2 + T_0^3 t)}{6} \approx \frac{T_0 t^3 \sigma_{wN}^2}{3},
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

тобто при подвійному інтегруванні дискретного білого шуму акселерометра виникає випадкова похибка визначення переміщення з нульовим математичним сподіванням і ненульовою дисперсією, а СКВ похибки визначення переміщення

$$\sigma_S(t) = t^{1.5} \sigma_{wN} \sqrt{\frac{T_0}{3}} = 0.577 v_{VRW} t^{1.5}. \tag{3.28}$$

При прийнятих в (3.27) спрощеннях при знаходженні СКВ похибки визначення переміщення виникають такі абсолютна і відносна похибки [44]:

$$\begin{aligned}
 \Delta \sigma_S(t) &= 0.707 \sigma_{wN} T_0 \sqrt{t \left(t + \frac{T_0}{3} \right)} = 0.707 v_{VRW} \sqrt{T_0 t \left(t + \frac{T_0}{3} \right)}; \\
 \varepsilon_{\sigma_S}(t) &= \frac{\Delta \sigma_S(t)}{\sigma_S(t)} = 1.225 \sqrt{\frac{T_0}{t}} + 0.707 \frac{T_0}{t} = \sqrt{\frac{T_0}{2t}} \cdot \left(\sqrt{3} + \sqrt{\frac{T_0}{t}} \right).
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Так, акселерометр типу *Gemini CAS211/291* виробництва компанії *Silicon Sensing Systems Ltd.* має власний шум (СКЗ) $100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м}/\text{с}^{3/2}$ [5], тобто за час 10 хв. буде накопичена випадкова похибка переміщення (при $T_0 = 0.01 \text{ с}$) $\sigma_S(600) = 0.577 \cdot 9.81 \cdot 10^{-4} \cdot 600^{1.5} = 8.32 \text{ м}$ з абсолютною і відносною похибками за формулою (3.29) відповідно 4.2 см та 0.5% (при цьому визначальний вплив має перший доданок у (3.29)).

На рис. 3.12 наведений результат подвійного інтегрування восьми реалізацій дискретного білого шуму з частотою дискретизації 100 Гц при $v_{VRW} = 100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$. Пунктирною лінією показана залежність накопиченої випадкової похибки переміщення від поточного часу, розрахована за (3.28) [44].

Нестабільність нуля (*Bias Instability, BI*) викликана шумами в електронних компонентах зняття і обробки інформації акселерометрів. Вона пов'язана з $1/f$ –

шумом або флікер-шумом (*Flicker noise*), що має спектральну густину типу

$$S(\omega) = \begin{cases} \frac{B^2}{2\pi\omega}, & \omega \leq \omega_0; \\ 0, & \omega > \omega_0, \end{cases} \text{ де } \omega_0 \text{ – гранична частота, } B \text{ – коефіцієнт нестабільності}$$

нуля [7]. Флікер-шум є універсальним типом флуктуацій і проявляється практично у всіх матеріалів і елементів, що використовуються в електроніці [35]. Загальної теорії для описання флікер-шуму не існує [43], що привело до появи підходу, основанийого на дробовому інтегруванні спектру білого шуму (в даному випадку інтегралу половинного порядку від білого шуму $w(t)$). Тому якщо білий шум пропустити через фільтр з передавальною функцією $K(p) = p^{-1/2}$, то флуктуації на виході фільтра будуть мати $1/f$ – спектр (рис. 3.13, а). В даному випадку такий гіпотетичний фільтр виконує роль інтегратора дробового порядку.

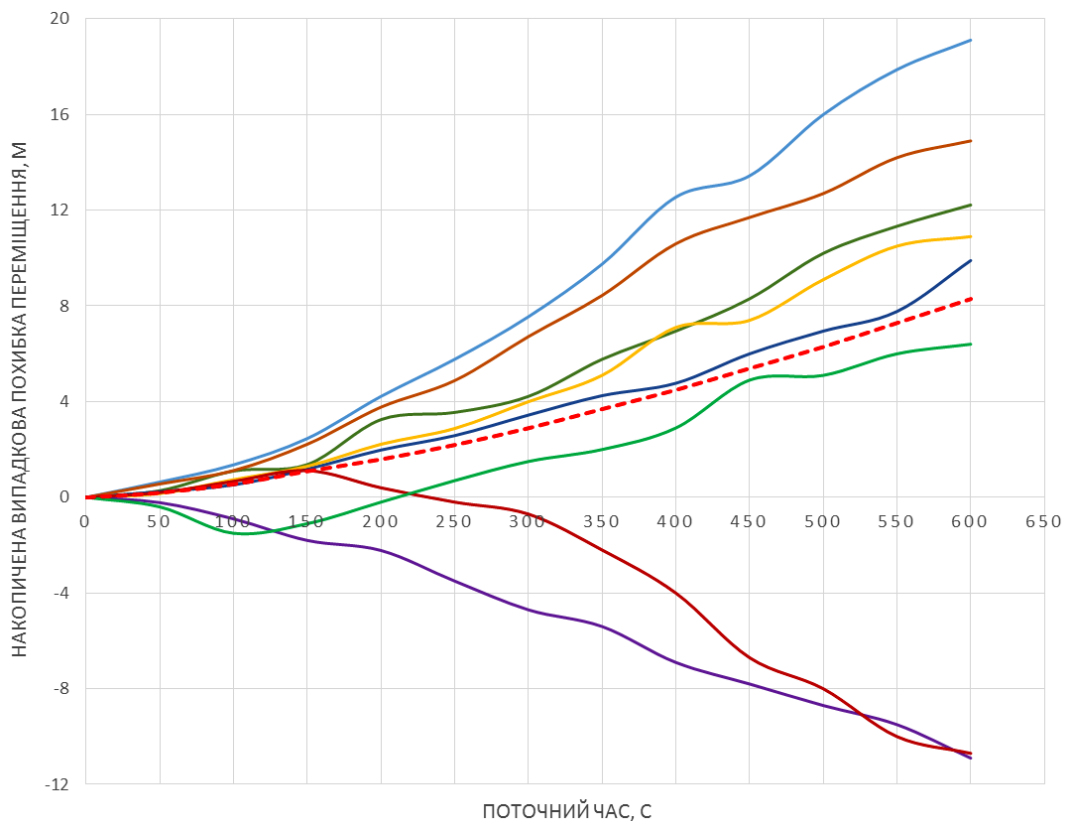


Рис. 3.12. Результат подвійного інтегрування 8-ми реалізацій білої послідовності

Коефіцієнт нестабільності нуля акселерометра визначається за ділянкою кривої відхилення Алана з нахилом 0 (за мінімальним значенням кривої відхилення Алана):

$$B = \frac{\sigma(\tau = nT_0)}{0.664} \quad [18].$$

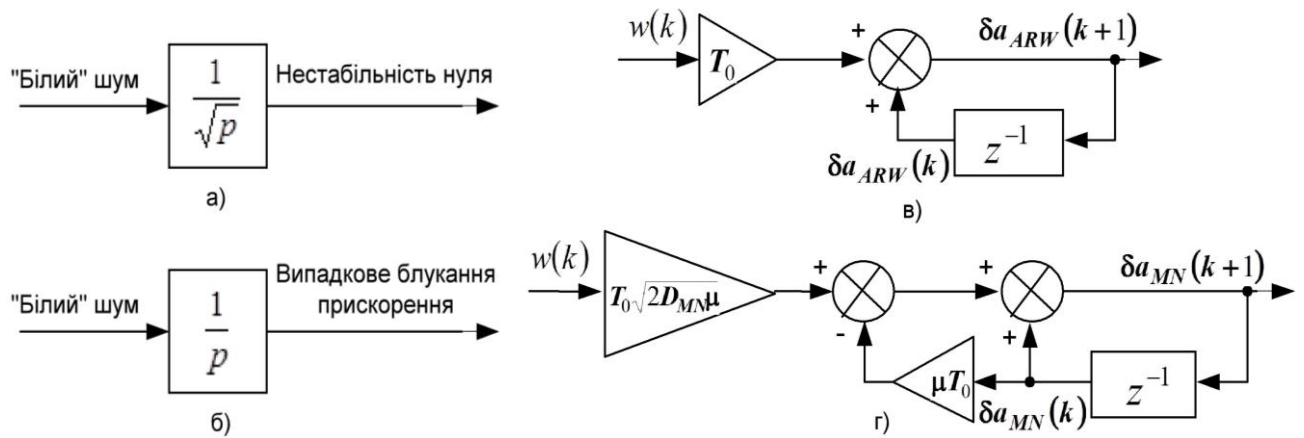


Рис. 3.13. Моделі формування нестабільності нуля (а), випадкового блукання прискорення (б), випадкового блукання з білого шуму (в) та експоненційно-корельованого шуму з білої послідовності (г) [32]

Випадкове блукання прискорення δa_{ARW} описується вінерівським випадковим процесом (випадковим блуканням) виду $\frac{d}{dt} \delta a_{ARW} = w(t)$, де $w(t)$ – породжуючий білий шум з нульовим середнім $M[w(t)] = 0$. Тому що $\delta a_{ARW} = \int_0^t w(\tau) d\tau$, то випадкове блукання прискорення утворюється як результат пропускання білого шуму через інтегратор з передавальною функцією $K(p) = p^{-1}$ (рис. 3.13, б).

Якщо білий шум $w(t)$ має спектральну густину S_0 , то спектральна густина випадкового блукання прискорення $S_{ARW} = \left| \frac{1}{i\omega} \right|^2 \cdot S_0 = \frac{S_0}{\omega^2}$. Тому що похідну можна представити як $\frac{d}{dt} \delta a_{ARW} \approx \frac{\Delta(\delta a_{ARW})}{\Delta t} \approx \frac{\delta a_{ARW}(k+1) - \delta a_{ARW}(k)}{T_0} = w(k)$, то для дискретного часу $\delta a_{ARW}(k+1) = \delta a_{ARW}(k) + T_0 w(k)$. Блок-схема формування випадкового блукання прискорення для дискретного часу наведена на рис. 3.13, в (символом z^{-1} позначений оператор кола одиничного запізнення).

Випадкове блукання прискорення приводить до наявності прямолінійної ділянки з нахилом $+0.5$ на кривій відхилення Алана (рис. 3.9). Для визначення спектральної густини білого шуму $w(t)$, що пропускається через інтегратор для формування випадкового блукання, знаходять девіацію Алана при $\tau = 3$ с. СКВ випадкового блукання прискорення накопичується з часом аналогічно (3.26):

$$\sigma_{ARW}(t) = \sigma_{WN}^* \sqrt{T_0 t} = a_{ARW} \sqrt{t}, \quad (3.30)$$

де σ_{WN}^* – СКВ породжуючого білого шуму $w(t)$.

Експоненційно-корельований (марковський) шум δa_{MN} описується кореляційною функцією [18]

$$K_{MN}(\tau) = D_{MN} e^{-\mu|\tau|}, \quad (3.31)$$

де D_{MN} – дисперсія шуму [$\text{м}^2/\text{с}^4$]; μ – коефіцієнт затухання кореляційної функції [с^{-1}]. Замість коефіцієнта μ часто використовують час кореляції $T_{MN} = 1/\mu$ [с].

Спектральна густина експоненційно-корельованого шуму визначається як

$$S_{MN}(\omega) = \frac{D_{MN} \mu}{\pi(\mu^2 + \omega^2)}, \quad (3.32)$$

а такий шум описується диференціальним рівнянням виду

$$\frac{d}{dt} \delta a_{MN}(t) + \mu \cdot \delta a_{MN}(t) = \sqrt{2D_{MN} \mu} w(t). \quad (3.33)$$

При проходженні нормованого білого шуму одиничної інтенсивності через електричне коло з передавальною функцією $K(p) = \frac{\sqrt{2D_{MN} \mu}}{p + \mu}$ на виході отримують експоненційно-корельований шум

$$S_{ВИХ}(\omega) = |K(p)|^2 S_{BX}(\omega) = \left| \frac{\sqrt{2D_{MN} \mu}}{i\omega + \mu} \right|^2 \cdot \frac{1}{2\pi} = \frac{D_{MN} \mu}{\pi(\omega^2 + \mu^2)}, \quad (3.34)$$

що збігається з (3.32).

Для дискретного часу (3.33) представляється у такому вигляді [32]:

$$\delta a_{MN}(k+1) = \delta a_{MN}(k)[1 - \mu T_0] + T_0 \sqrt{2D_{MN} \mu} w(k). \quad (3.35)$$

Для адекватного переходу від неперервної моделі (3.33) до дискретної (3.35) необхідно задавати білу послідовність $w(t)$ з СКВ $1/\sqrt{T_0}$. На рис. 3.13, г наведено формування експоненційно-корельованого шуму з білої послідовності.

Для визначення часу кореляції T_{MN} (або параметра μ) і дисперсії D_{MN} (або СКВ σ_{MN}) марковського шуму використовується метод варіацій Алана, згідно з яким за кривою відхилення Алана (рис. 3.9) визначаються координати локально-

го максимуму τ_{MN} і $\sigma_{A,MN}$ між асимптотами з нахилами $+0.5$ і -0.5 , а шукані параметри марковського шуму визначаються таким чином [1]:

$$\sigma_{MN} = 1.618 \cdot \sigma_{A,MN}; \quad T_{MN} = 0.529 \cdot \tau_{MN}.$$

Точність визначення параметрів марковського шуму таким методом можна підвищити при збільшенні довжини запису шуму.

3.2.4. Експериментальні дослідження шумових параметрів MEMС-акселерометрів

В роботі проведено дослідження MEMС-акселерометрів типу *Gemini CAS 211/291* для кожної осі акселерометра з частотою дискретизації 100 Гц. За результатами проведених досліджень на рис. 3.14 наведені криві відхилення Алана.

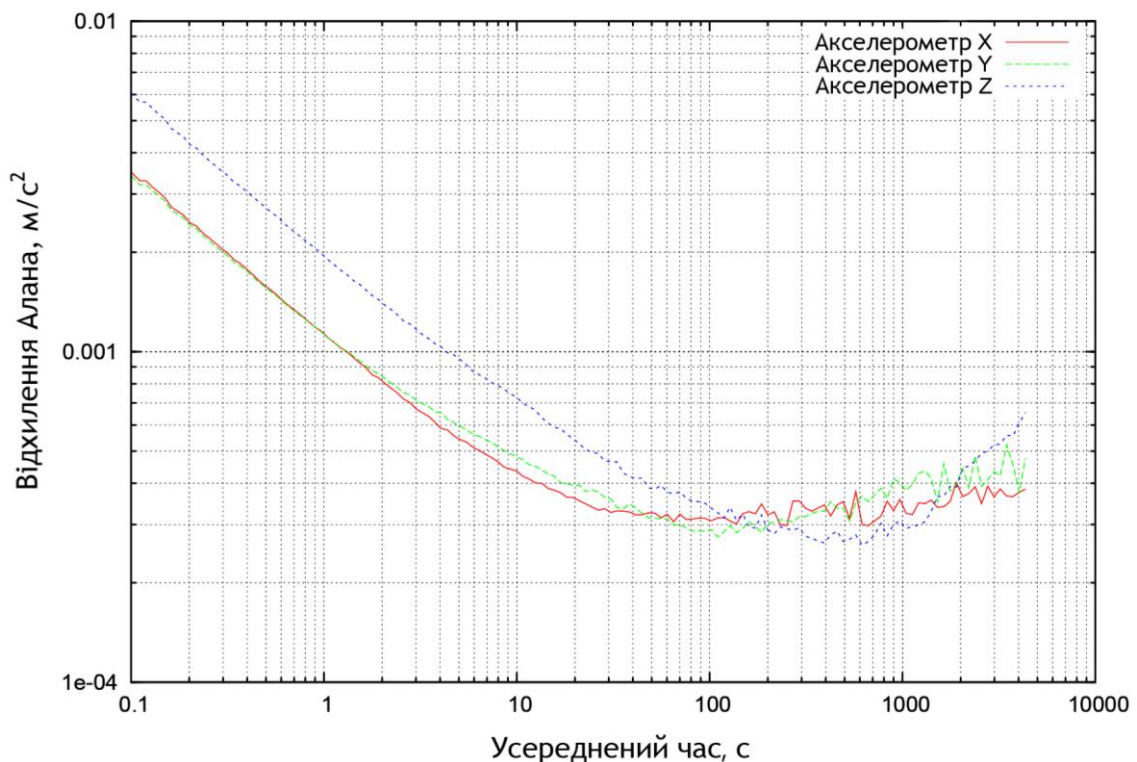


Рис. 3.14. Криві відхилення Алана MEMС-акселерометрів *Gemini CAS211/291*

При малих значеннях τ , як і очікувалося, спостерігається нахил -0.5 кривих відхилення Алана, що відповідає наявності білого шуму у вихідних сигналах акселерометрів. При $\tau = 1$ с визначається випадкове блукання швидкості v_{VRW} . В області $\tau = (40 \div 400)$ с криві відхилення Алана мають мінімум на ділянці з нульовим нахилом, що відповідає нестабільності нуля. При подальшому збільшенні часу усереднення τ криві відхилення Алана мають злам і набувають позитивного

нахилу $+0.5$, що характеризує наявність випадкового блукання прискорення у вихідних сигналах акселерометрів. Локального максимуму між асимптотами з нахилами $+0.5$ і -0.5 на кривих відхилення Алана не спостерігається, що говорить про відсутність марковського шуму у вихідних сигналах акселерометрів.

Аналіз результатів вимірювання шумових параметрів акселерометрів, наведених в табл. 3.1 [44], показує, що вісь Z акселерометра має приблизно удвічі більше випадкове блукання швидкості, ніж осі X і Y, а випадкове блукання прискорення – приблизно на 50% більше. За попередніми висновками це було пов'язано з гравітаційним ефектом (при дослідженнях вісь Z була спрямована вгору) і з похибками вимірювання масштабних коефіцієнтів акселерометрів. Однак при повторних аналогічних дослідженнях було встановлено, що масштабні коефіцієнти акселерометрів обчислені вірно, а їх осі вирівняні по горизонталі (при цьому отримано такі самі результати, що й на рис. 3.14). Тому зроблено висновки, що для досліджуваних зразків акселерометрів вісь Z є більш шумною, ніж осі X і Y.

Таблиця 3.1

Результати вимірювання шумових параметрів акселерометрів

	Нестабільність нуля	Випадкове блукання швидкості	Випадкове блукання прискорення
Вісь X	$4.52 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 =$ $= 1.63 \text{ м/год}^2 \text{ (за 670 с)}$	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 112 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$	$6.7 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 68 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$
Вісь Y	$4.22 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 =$ $= 1.52 \text{ м/год}^2 \text{ (за 110 с)}$	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 112 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$	$7.1 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 72 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$
Вісь Z	$3.92 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2 =$ $= 1.41 \text{ м/год}^2 \text{ (за 620 с)}$	$0.0020 \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 203.9 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$	$0.0011 \text{ м/с}^{1.5} =$ $= 112 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}}$

3.3. Практична оцінка похибок одноканальної БІНС на МЕМС-сенсорах на короткому часовому інтервалі

В практичних випадках часто виникає необхідність поточної оцінки похибок розроблюваної БІНС на основі технічної документації системи або технічно-

го описання (*Data Sheet*) інерціальних сенсорів (акселерометрів і гіроскопів). Рішення про вибір конкретних сенсорів при цьому доводиться приймати не в лабораторії (без можливості моделювання повної структури БІНС), тому доцільним є використання нескладних методів оцінки похибок БІНС. При подальшому створенні БІНС зазвичай отримують результат, при якому величина відхилення параметрів реально створеної системи від розрахункових має однаковий порядок як при моделюванні повних алгоритмів БІНС, так і при оцінці за наближеними практичними формулами. Якщо БІНС реалізується на основі МЕМС-сенсорів, то невиправданим є тривалий автономний режим роботи системи, тобто непотрібно враховувати як коливання похибок з періодом Шулера, так і їх добові коливання [47]. Відомі роботи по теорії БІНС або дозволяють оцінити похибки визначення параметрів орієнтації та навігації, викликані тільки систематичними похибками акселерометрів і гіроскопів [36, 40, 41], або оперують складними моделями похибок [6], далекими від практичного використання. Детальний опис похибок акселерометрів і гіроскопів наводиться лише для описання структури фільтра Калмана при комплексуванні БІНС з іншими навігаційними системами [2], а не для оцінки вкладу до підсумкової похибки БІНС. При цьому оцінка визначення впливу випадкових похибок на точність БІНС в літературі носить фрагментарний характер. Тому в підрозділі ставиться задача отримання нескладних розрахункових формул для оцінки точності БІНС за даними про похибки інерціальних сенсорів.

3.3.1. Принцип побудови одноканальної БІНС

БІНС є вимірювальною системою, яка визначає поточні координати МР при подвійному інтегруванні складових його просторового вектора прискорення [17, 18]. Розв'язання навігаційної задачі в інерціальних системах відбувається автономними засобами на основі показань інерціальних сенсорів (акселерометрів і гіроскопів), конструктивно об'єднаних в ІВМ (*IMU*). До складу такого модуля зазвичай входять по три акселерометри і гіроскопи з взаємноортогональними вимірювальними осями, які вимірюють проекції векторів абсолютної кутової швидкості та уявного прискорення на осі зв'язаної з МР системи координат [27].

На рис. 3.15 наведено розташування одноканальної БІНС при переміщенні

МР, з яким зв'язана система координат $X^g Y^g$, у північному напрямку в площині меридіану сферичної Землі. На МР розташовуються два акселерометри і один гіроскоп. На рис. 3.15 також показана географічна система координат, для якої вісь X^g спрямована на північ, а Y^g – вертикально доверху.

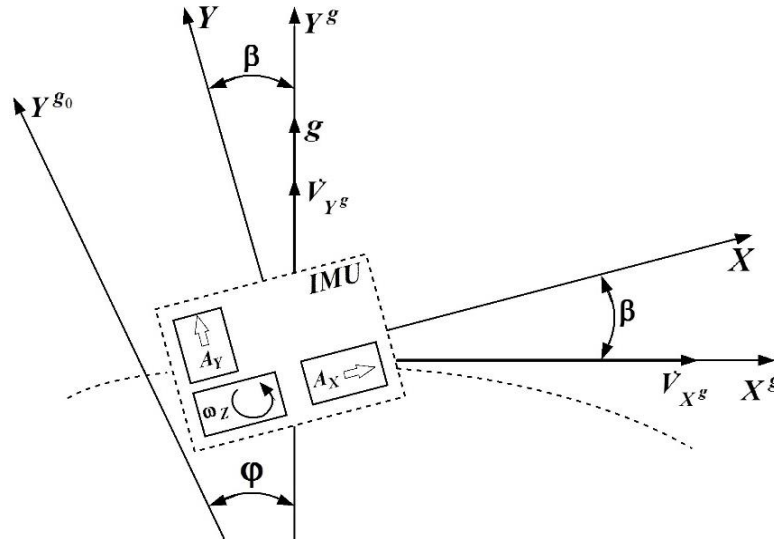


Рис. 3.15. Реалізація одноканальної БІНС

В ідеальному режимі акселерометри вимірюють такі проекції прискорення:

$$\begin{aligned} n_X &= \dot{V}_{X^g} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \sin \beta; \\ n_Y &= -\dot{V}_{X^g} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \cos \beta, \end{aligned} \quad (3.36)$$

де \dot{V}_{X^g} та \dot{V}_{Y^g} – північна і вертикальна складові прискорення МР в географічній системі координат $X^g Y^g$; β – кут тангажу.

Показання ідеального гіроскопа як сенсора абсолютної кутової швидкості:

$$\omega_Z = -\dot{\varphi} + \dot{\beta}, \quad (3.37)$$

де $\dot{\varphi}$ та $\dot{\beta}$ – кутові швидкості зміни широти і тангажу.

У північному каналі БІНС показання акселерометрів перераховуються із зв'язаної системи координат на вісь X^g географічної системи координат:

$$n_{X^g} = n_X \cos \beta - n_Y \sin \beta. \quad (3.38)$$

Підставивши (3.36) у (3.38), визначаємо прискорення МР в північному напрямку $n_{X^g} = \dot{V}_{X^g}$, інтегрування якого дає швидкість і широту розташування МР:

$$V_{X^g} = \int_0^t n_{X^g} dt + V_{X^g}(t_0); \quad \varphi = \frac{1}{R_0} \int_0^t V_{X^g} dt + \varphi(t_0), \quad (3.39)$$

де R – радіус Землі; $V_{X^s}(t_0)$ та $\varphi(t_0)$ – початкові значення швидкості та широти.

Перерахунок даних (3.38) можливий тільки при наявності інформації про кут тангажу β , який визначається з показань гіроскопа ω_z :

$$\beta = \int_0^t (\omega_z + \dot{\varphi}) dt + \beta(t_0), \quad (3.40)$$

в якому попередньо скомпенсована кутова швидкість переносного руху МР $\dot{\varphi}$. Розв’язання задач навігації та орієнтації ґрунтується на тому, що початкова інформація про координату $\varphi(t_0)$, швидкість $V_{X^s}(t_0)$ і кут тангажу $\beta(t_0)$ відома.

3.3.2. Модель похибок одноканальної БІНС

В реальних умовах інформація про проекції вектора уявного прискорення і кутової швидкості буде спотворюватися за рахунок наявності інструментальних похибок акселерометрів і гіроскопів (рис. 3.16) [17, 18]. Тому вихідні сигнали інерціальних сенсорів можна представити у такому вигляді [14]:

$$\begin{aligned} \tilde{n}_X &= (1 + \Delta k_X^A) \cdot [\dot{V}_{X^s} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^s}) \sin \beta + \Delta a_X]; \\ \tilde{n}_Y &= (1 + \Delta k_Y^A) \cdot [-\dot{V}_{X^s} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^s}) \cos \beta + \Delta a_Y]; \\ \tilde{\omega}_Z &= (1 + \Delta k_Z^G) \cdot [-\dot{\varphi} + \dot{\beta} + \Delta \omega_Z], \end{aligned} \quad (3.41)$$

де Δa_X , Δa_Y , $\Delta \omega_Z$ – абсолютні похибки акселерометрів і гіроскопа; Δk_X^A , Δk_Y^A , Δk_Z^G – абсолютні похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів і гіроскопа; символом “ \sim ” позначено величини, виміряні з похибками.

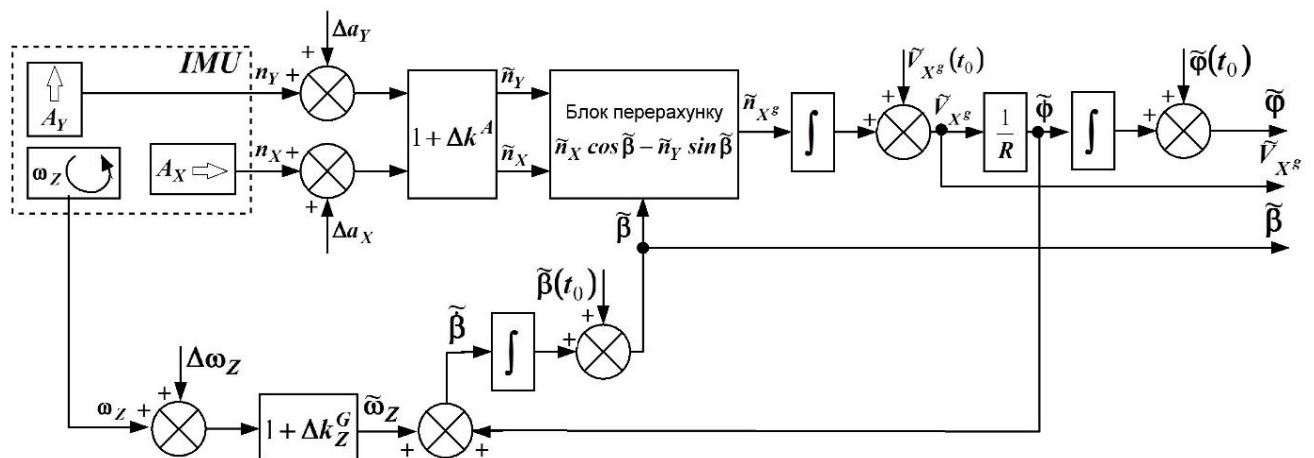


Рис. 3.16. Схема формування навігаційних сигналів одноканальної БІНС

В результаті показання акселерометрів замість точних показань (3.38) бу-

дуть перераховуватися до географічної системи координат за допомогою відмінного від дійсного значення кута тангажу $\tilde{\beta}$ [32]:

$$\begin{aligned} \tilde{n}_{X^g} = & (1 + \Delta k_X^A) \cdot [\dot{V}_{X^g} \cos \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \sin \beta + \Delta a_X] \cos \tilde{\beta} - \\ & - (1 + \Delta k_Y^A) \cdot [-\dot{V}_{X^g} \sin \beta + (g + \dot{V}_{Y^g}) \cos \beta + \Delta a_Y] \sin \tilde{\beta}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Якщо покласти, що абсолютні похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів однакові ($\Delta k_X^A \cong \Delta k_Y^A = \Delta k^A$), вертикальна складова прискорення МР в географічній системі координат набагато менше прискорення сили тяжіння ($\dot{V}_{Y^g} \ll g$), перепишемо (3.42) таким чином:

$$\tilde{n}_{X^g} = (1 + \Delta k^A) \cdot [\dot{V}_{X^g} \cos \Delta\beta - g \sin \Delta\beta + \Delta a_X \cos \tilde{\beta} - \Delta a_Y \sin \tilde{\beta}], \quad (3.43)$$

де $\Delta\beta = \tilde{\beta} - \beta$ – похибка вимірювання кута тангажу.

Зазвичай кути $\Delta\beta$ і β є малими величинами, тому, нехтуючи добутками похибок, (3.43) наближено запишемо таким чином:

$$\tilde{n}_{X^g} = \dot{V}_{X^g} + \Delta k^A \dot{V}_{X^g} - g \cdot \Delta\beta + \Delta a_X, \quad (3.44)$$

тобто після перерахунку даних до географічної системи координат отримали прискорення у північному напрямку з абсолютною похибкою

$$\Delta \dot{V}_{X^g} = \Delta k^A \dot{V}_{X^g} - g \cdot \Delta\beta + \Delta a_X. \quad (3.45)$$

Якщо з рівняння (3.45) виключити прискорення сили тяжіння, відносно похибку визначення прискорення у північному напрямку запишемо так [14]:

$$\varepsilon_{\dot{V}_{X^g}} = \frac{\Delta k^A - 0.293 \Delta\beta}{1 + \Delta k^A} + \frac{\Delta a_X}{\dot{V}_{X^g}}.$$

Похибка визначення координати зв'язана з похибкою $\Delta \dot{V}_{X^g}$ рівнянням

$$\Delta \dot{X} = \Delta V_{X^g}. \quad (3.46)$$

Відповідно до структурної схеми формування навігаційних сигналів в північному каналі БНС (рис. 3.16) рівняння для похибки визначення кута тангажу

$$\tilde{\beta} = (1 + \Delta k_Z^G) \tilde{\omega}_Z + \tilde{\varphi} = (1 + \Delta k_Z^G) (-\dot{\varphi} + \dot{\beta} + \Delta\omega) + \dot{\varphi} + \Delta\dot{\varphi}. \quad (3.47)$$

Враховуючи, що $\Delta\dot{\varphi} = \Delta V_{X^g} / R$ і зазвичай $\dot{\varphi} \ll \dot{\beta}$, диференціальне рівняння для похибки кута тангажу наближено буде мати такий вигляд:

$$\Delta\dot{\beta} = \Delta V_{X^s} / R + \Delta\omega + \Delta k_Z^G \dot{\beta}. \quad (3.48)$$

В операторній формі рівняння (3.48), (3.45) і (3.46) будуть мати вигляд:

$$\begin{cases} p \cdot \Delta\beta(p) = \Delta V_{X^s}(p) / R + \Delta\omega(p) + \Delta\beta_0 + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p); \\ p \cdot \Delta V_{X^s}(p) = \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p) + \Delta V_{X^{s0}} - \Delta a_X(p) - g \cdot \Delta\beta(p); \\ p \cdot \Delta X(p) = \Delta V_{X^s}(p) + \Delta X_0, \end{cases} \quad (3.49)$$

де $\Delta\beta_0$, $\Delta V_{X^{s0}}$ та ΔX_0 – похибки вводу початкових значень кута тангажу, швидкості і координати відповідно; p – аргумент перетворення Лапласа.

Операторні зображення похибок кутів тангажу, швидкості і координати, отримані за результатами розв'язання системи рівнянь (3.49) [14]:

$$\begin{aligned} \Delta\beta(p) &= \frac{\Delta V_{X^{s0}} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)}{R(p^2 + \omega_{III}^2)} + \frac{p \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2}, \\ \Delta V_{X^s}(p) &= \frac{p \cdot [\Delta V_{X^{s0}} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2} - \frac{g \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p^2 + \omega_{III}^2}, \\ \Delta X(p) &= \frac{\Delta X_0}{p} + \frac{\Delta V_{X^{s0}} - \Delta a_X(p) + \Delta k^A \dot{V}_{X^s}(p)}{p^2 + \omega_{III}^2} - \frac{g \cdot [\Delta\beta_0 + \Delta\omega(p) + \Delta k_Z^G \dot{\beta}(p)]}{p \cdot (p^2 + \omega_{III}^2)}, \end{aligned} \quad (3.50)$$

де $\omega_{III} = \sqrt{g/R} = \sqrt{9.81/6371000} = 0.00124 \text{ рад/с}$ – частота Шулера.

За рівняннями (3.50) можна без ускладнень проаналізувати похибки одноканальної БІНС, викликані інструментальними похибками інерціальних сенсорів.

3.3.3. Вплив систематичних похибок

Систематичні похибки (*Systematic Error*) даних акселерометра δa_s і гіроскопа $\delta \omega_s$ будуть відрізнятися від систематичних похибок інших екземплярів акселерометра і гіроскопа, або, як мінімум, відрізнятися від запуску до запуску. Тому для групи однотипних акселерометрів або гіроскопів систематичні похибки розглядаються як випадкові величини з СКВ σ_s^A і σ_s^G . Якщо δa_s і $\delta \omega_s$ – постійні для даного запуску систематичні похибки акселерометрів та гіроскопа відповідно з операторними зображеннями виду $\Delta a_X(p) = \delta a_s / p$ та $\Delta \omega(p) = \delta \omega_s / p$ то, підставляючи їх в (3.50) і переходячи від зображень до оригіналів, отримаємо:

$$\begin{aligned}\Delta\beta(t) &= \frac{\delta a_s}{g}(1 - \cos \omega_{III}t) + \frac{\delta \omega_s}{\omega_{III}} \sin \omega_{III}t; \\ \Delta V_{X^s}(t) &= \frac{\delta a_s}{\omega_{III}} \sin \omega_{III}t - R \cdot \delta \omega_s (1 - \cos \omega_{III}t); \\ \Delta X(t) &= \frac{\delta a_s}{\omega_{III}^2}(1 - \cos \omega_{III}t) - \frac{R \cdot \delta \omega_s}{\omega_{III}} (\omega_{III}t - \sin \omega_{III}t).\end{aligned}\quad (3.51)$$

Рівняння (3.51) визначають вклад сталих систематичних похибок акселерометрів і гіроскопа в складові похибки БІНС. При розкладанні множників рівняння (3.51), до складу яких входять тригонометричні функції, в степеневі ряди, залишанні тільки перших членів розкладу і переході від абсолютних значень до СКВ, отримуємо вклад систематичних похибок гіроскопа до СКВ похибок БІНС на короткому часовому інтервалі (0...10) хв (*Short term*) [32]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) \approx \sigma_S^G \cdot t; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_S^G \cdot t^2}{2}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_S^G \cdot t^3}{6}. \quad (3.52)$$

З (3.52) виходить, що похибка кута тангажу на короткому часовому інтервалі збільшується прямо пропорційно часу, похибка швидкості – пропорційно квадрату часу, а похибка координати – пропорційно кубу часу. При $\sigma_S^G = 5^\circ/200$ СКВ похибок БІНС за час автономної роботи 5 хв будуть мати такі значення [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx \frac{5 \cdot 300}{3600} = 0.417^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 10.7 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 1069.6 \text{ м}.$$

Аналогічно отримуємо співвідношення для оцінки вкладу систематичних похибок акселерометрів до СКВ похибок БІНС:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) \approx \sigma_S^A \cdot \frac{t^2}{2R} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(t) \approx \sigma_S^A \cdot t; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{\sigma_S^A \cdot t^2}{2} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t). \quad (3.53)$$

Через наявність в знаменнику першої наближеної рівності (3.53) радіусу Землі R можна вважати, що систематичні похибки акселерометрів не впливають на похибки за кутами орієнтації (в даному випадку за кутом тангажу). Для систематичної похибки $\sigma_S^A = 100 \text{ мкг}$ СКВ похибок БІНС будуть мати такі значення:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 6.93 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.294 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 44.15 \text{ м}.$$

3.3.4. Вплив похибок коефіцієнтів перетворення

Похибки коефіцієнтів перетворення акселерометрів і гіроскопів зазвичай

задають в процентах від номінального значення, які будемо вважати сталими для даного запуску випадковими величинами з СКВ $\sigma_{\Delta k}^A$ і $\sigma_{\Delta k}^G$. Оцінимо СКВ похибок БІНС при сталих значеннях кутової швидкості $\dot{\beta}$ та прискорення \dot{V}_{X^g} . В даному випадку співвідношення для СКВ похибок БІНС будуть аналогічні розглянутим раніше, а для короткого часового інтервалу отримаємо [32]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) \approx \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t^2}{2}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \sigma_{\Delta k}^G \cdot \dot{\beta} \cdot t^3}{6}; \quad (3.54)$$

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) \approx \frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{2R} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(t) \approx \sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{2} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t). \quad (3.55)$$

Якщо похибка коефіцієнта перетворення $\sigma_{\Delta k}^G = 0.01\%$, то при кутовій швидкості тангажу $\dot{\beta} = 15^\circ/c$ за час 5 хв будуть накопичені такі похибки БІНС [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx 0.45^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 11.55 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 1155.1 \text{ м}.$$

Розрахунки показують, що мала величина нестабільності коефіцієнта перетворення гіроскопа 0.01% приводить до значних похибок БІНС, які визначаються динамікою МР. Оцінимо СКВ похибок БІНС від похибок коефіцієнтів перетворення акселерометрів $\sigma_{\Delta k}^A = 0.01\%$ і прискорення 1 g, накопичені за 5 хв [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 6.93 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.294 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 44.15 \text{ м}.$$

3.3.5. Вплив шуму

Характеристики шуму гіроскопів і акселерометрів зазвичай задаються випадковими блуканнями кута (ARW) і швидкості (VRW) [2, 17]. При аналізі випадкових похибок враховують, що в передавальних функціях, які описують похибки БІНС, присутні передавальні функції консервативних і інтегровальних кіл, що відповідає межі стійкості або нестійкості. Тому дослідження проводять в часовій області (спектральні методи аналізу не використовуються) [32]. Дисперсію $\sigma^2(t)$ процесу на виході системи з імпульсною характеристикою $g(t, \tau_1)$ та вхідним випадковим процесом з кореляційною функцією $R(t_1, t_2)$ знаходять за виразом [12]:

$$\sigma^2(t) = \int_0^t \int_0^t g(t, \tau_1) g(t, \tau_2) R(\tau_1, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2.$$

При дії на вході системи стаціонарного білого шуму з спектральною густиною $S_0 = const$ СКВ процесу на її виході визначається як $\sigma^2(t) = S_0 \int_0^t g^2(\tau) d\tau$ [12].

Оцінимо вплив білого шуму гіроскопа з спектральною густиною v_{VRW}^2 на СКВ похибки кута тангажу, дія якого описується колом з передавальною функцією $\frac{P}{p^2 + \omega_{III}^2}$ (3.50). Імпульсна характеристика даного кола визначається як

$$g(t) = L^{-1} \left[\frac{P}{p^2 + \omega_{III}^2} \right] = \cos \omega_{III} t. \text{ Відповідно до [12] СКВ похибки кута тангажу:}$$

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \frac{\theta_{ARW}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{t + \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}. \quad (3.56)$$

Аналогічно визначається вклад білого шуму акселерометрів і гіроскопа в СКВ похибок БІНС за кутом тангажу, а також швидкістю та координатою:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2}R\omega_{III}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.57)$$

$$\sigma_{\Delta V}^G(t) = \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\sqrt{2}\omega_{III}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.58)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{t + \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}; \quad (3.59)$$

$$\sigma_{\Delta X}^G(t) = \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\omega_{III}^2} \cdot \sqrt{\frac{3t}{2} - \frac{2\sin \omega_{III} t}{\omega_{III}} + \frac{\sin 2\omega_{III} t}{4\omega_{III}}}; \quad (3.60)$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) = \frac{v_{VRW}}{\sqrt{2}\omega_{III}} \cdot \sqrt{t - \frac{\sin 2\omega_{III} t}{2\omega_{III}}}. \quad (3.61)$$

При розкладанні підкореневих виразів у (3.56)÷(3.61) в степеневі ряди і обмеженні тільки першими членами розкладу на короткому інтервалі (0...10) хв похибки БІНС, викликані білим шумом сенсорів, запишемо у спрощеній формі:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) \approx \theta_{ARW} \sqrt{t}; \quad \sigma_{\Delta\beta}^A(t) \approx \frac{v_{VRW}}{\sqrt{3}R} \cdot t^{1.5} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) \approx \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{\sqrt{3}} \cdot t^{1.5}; \quad (3.62)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) \approx v_{VRW} \sqrt{t}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) \approx \frac{g \cdot \theta_{ARW}}{2\sqrt{5}} \cdot t^{2.5}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) \approx \frac{v_{VRW}}{\sqrt{3}} \cdot t^{1.5} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t). \quad (3.63)$$

Для прикладу, МЕМС-гіроскопи сімейства *Analog Devices* мають шум порядку $\theta_{ARW} \approx 0.05 \text{ }^\circ/\text{c}/\sqrt{\Gamma\dot{\gamma}} = 3 \text{ }^\circ/\sqrt{200\text{d}}$, тобто за час 5 хв будуть накопичені такі похибки БІНС у визначенні кута тангажу, швидкості та координати [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx 0.866^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 25.67 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 2982.5 \text{ м}.$$

Аналогічно оцінимо накопичені похибки БІНС для МЕМС-акселерометра типу *Gemini CAS211/291* виробництва компанії *Silicon Sensing Systems Ltd.* з власним шумом (СКЗ) $100 \text{ мкг}/\sqrt{\Gamma\dot{\gamma}} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{3/2}$ [5] протягом часу 5 хв:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 4.62 \cdot 10^{-7} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.017 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) \approx 2.943 \text{ м}.$$

За результатами отриманих оцінок впливу шуму на точнісні характеристики БІНС можна зробити висновок, що МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення кута тангажу, швидкості і координати порівняно з МЕМС-акселерометрами приблизно такого самого класу точності [32].

3.3.6. Вплив нестабільності нуля акселерометрів та гіроскопів

Через складність реалізації дробового інтегрування зазвичай нестабільність нуля описується вінерівським або марковським випадковими процесами [35]. Марковський випадковий процес отримують при пропусканні білого шуму одиничної інтенсивності через аперіодичне коло з передавальною функцією типу

$$K(p) = \frac{\sigma_{BI} \sqrt{2\tau_C}}{1 + p\tau_C}, \quad (3.64)$$

де τ_C – час кореляції, тобто інтервал часу між відліками, які можна вважати некорельованими; σ_{BI} – СКВ нестабільності нуля.

При нехтуванні коливань з частотою Шулера модель похибок БІНС:

$$\begin{aligned} \Delta\beta(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p^2 R (1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) + \frac{\sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p (1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p); \\ \Delta V_{X^g}(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p (1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) - \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p^2 (1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p); \\ \Delta X(p) &= \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{p^2 (1 + p\tau_C^{\Delta a})} w_a(p) - \frac{g \sigma_{BI}^{\Delta \omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta \omega}}}{p^3 (1 + p\tau_C^{\Delta \omega})} w_\omega(p), \end{aligned} \quad (3.65)$$

де $\sigma_{BI}^{\Delta a}$ та $\sigma_{BI}^{\Delta \omega}$ – СКВ нестабільності нуля акселерометра та гіроскопа відповідно; $\tau_C^{\Delta a}$ та $\tau_C^{\Delta \omega}$ – час кореляції нестабільності нуля акселерометра і гіроскопа; $w_a(p)$ і $w_\omega(p)$ – зображення за Лапасом породжуючих одиничних білих шумів.

Вклад нестабільності нуля гіроскопів в СКВ похибки БІНС за кутом тангажу, швидкістю та координатою можна оцінити за такими виразами:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \sigma_{BI}^{\Delta\omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta\omega}} \sqrt{t + \tau_C^{\Delta\omega} \left(2e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} - \frac{1}{2}e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} - \frac{3}{2} \right)}; \quad (3.66)$$

$$\sigma_{\Delta V}^G(t) = g \sigma_{BI}^{\Delta\omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta\omega}} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta\omega} \left(\tau_C^{\Delta\omega} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta\omega})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta\omega} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} \right)}; \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta X}^G(t) = g \sigma_{BI}^{\Delta\omega} \sqrt{2\tau_C^{\Delta\omega}} \sqrt{\frac{t^5}{20} + (\tau_C^{\Delta\omega})^4 t - \frac{\tau_C^{\Delta\omega} t^4}{4} - \frac{(\tau_C^{\Delta\omega})^5}{2} \left(3 + e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} \right) +} \\ \rightarrow + e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta\omega}}} \left[2(\tau_C^{\Delta\omega})^5 + (\tau_C^{\Delta\omega})^3 t^2 \right] + \frac{2(\tau_C^{\Delta\omega})^2 t^3}{3} - (\tau_C^{\Delta\omega})^3 t^2}. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Оцінимо вклад нестабільності нуля гіроскопів в СКВ похибок БІНС при $\sigma_{BI}^{\Delta\omega} = 10^0 / \text{год}$ та $\tau_C^{\Delta\omega} = 150 \text{ с}$ за інтервал часу 5 хв [14]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(300) \approx 0.514^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^G(300) \approx 680.63 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(300) \approx 63209.7 \text{ м}.$$

Аналогічно оцінюється вклад нестабільності нуля акселерометрів в СКВ похибки БІНС за кутом тангажу, швидкістю і координатою:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}}}{R} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta a} \left(\tau_C^{\Delta a} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta a})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta a} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right)}; \quad (3.69)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}} \sqrt{t + \tau_C^{\Delta a} \left(2e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} - \frac{1}{2}e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} - \frac{3}{2} \right)}; \quad (3.70)$$

$$\sigma_{\Delta X}^A(t) = \sigma_{BI}^{\Delta a} \sqrt{2\tau_C^{\Delta a}} \sqrt{\frac{t^3}{3} + \tau_C^{\Delta a} \left(\tau_C^{\Delta a} t - t^2 + \frac{(\tau_C^{\Delta a})^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right) - 2\tau_C^{\Delta a} t e^{-\frac{t}{\tau_C^{\Delta a}}} \right)}. \quad (3.71)$$

Оцінимо вклад нестабільності нуля акселерометрів в СКВ похибки БІНС

при $\sigma_{BI}^{\Delta a} = 100 \text{ мкг} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2$ та $\tau_C^{\Delta a} = 150 \text{ с}$ за інтервал часу 5 хв:

$$\sigma_{\Delta\beta}^A(300) \approx 3.85 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \cong 0; \quad \sigma_{\Delta V}^A(300) \approx 0.182 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(300) \approx 24.5 \text{ м}.$$

Якщо при великих значеннях часу кореляції $\tau_C > 1000 \text{ с}$ розкласти функції під знаком квадратного кореня в формулах (3.66)÷(3.71) в степеневі ряди, обмежившись тільки першим членом, отримаємо [32]:

$$\sigma_{\Delta\beta}^G(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta\omega}}}; \quad \sigma_{\Delta\beta}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{R\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}}; \quad \sigma_{\Delta V}^G(t) = \frac{g\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta\omega}}}; \quad (3.72)$$

$$\sigma_{\Delta V}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta a}}}; \quad \sigma_{\Delta X}^G(t) = \frac{g\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{3.5}}{\sqrt{126\tau_C^{\Delta\omega}}}; \quad \sigma_{\Delta X}^A(t) = \frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}} = R \cdot \sigma_{\Delta\beta}^A(t). \quad (3.73)$$

З (3.72)÷(3.73) можна зробити висновок, що чим більшим є час кореляції нестабільності нуля акселерометрів і гіроскопів, тим повільнішою є швидкість накопичення похибок БНС. В цих співвідношеннях показник степеню часу t на одиницю більший, ніж для похибок БНС, викликаних білим шумом акселерометрів та гіроскопів (співвідношення (3.62)÷(3.63)).

3.3.7. Вплив неточного вводу початкових умов

Прийmemo похибки вводу початкових значень кута тангажу, швидкості та координати випадковими величинами з СКВ $\sigma_{\Delta\beta}^0$, $\sigma_{\Delta V}^0$ і $\sigma_{\Delta X}^0$. Знехтувавши коливаннями з частотою Шулера ($\omega_{Ш} = 0$), на короткому часовому інтервалі СКВ похибок БНС, викликаних неточним вводом початкових умов, мають вигляд:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\beta}^{\Delta\beta_0} &\approx \sigma_{\Delta\beta}^0; & \sigma_{\Delta V}^{\Delta V_0} &\approx \sigma_{\Delta V}^0; & \sigma_{\Delta V}^{\Delta\beta_0}(t) &\approx g\sigma_{\Delta\beta}^0 t; \\ \sigma_{\Delta X}^{\Delta X_0} &\approx \sigma_{\Delta X}^0; & \sigma_{\Delta X}^{\Delta V_0}(t) &\approx \sigma_{\Delta V}^0 t; & \sigma_{\Delta X}^{\Delta\beta_0}(t) &\approx 0.5g\sigma_{\Delta\beta}^0 t^2. \end{aligned} \quad (3.74)$$

З (3.74) при введенні початкового кута тангажу з похибкою $\sigma_{\Delta\beta}^0 = 0.1^\circ$ і точному задаванні початкових швидкості та координати ($\sigma_{\Delta V}^0 = 0$, $\sigma_{\Delta X}^0 = 0$) протягом часу 5 хв БНС накопичить похибки з такими СКВ:

$$\sigma_{\Delta\beta}^{\Delta\beta_0} = 0.1^\circ; \quad \sigma_{\Delta V}^{\Delta\beta_0}(300) \approx 5.13 \text{ м/с}; \quad \sigma_{\Delta X}^{\Delta\beta_0}(300) \approx 770.1 \text{ м}.$$

Таким чином, неточне введення початкових параметрів орієнтації приводить до значних похибок БНС за швидкістю і координатами. В таблицях Д.1 та

Д.2 (додаток Д) [14] наведені формули, що характеризують вклад похибок акселерометрів і гіроскопа до похибок БНС на короткому інтервалі до 10 хв.

3.4. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів з варіацією Алана

Ідентифікація моделі похибок інерціальних сенсорів і визначення її параметрів є важливою задачею, яка розв'язується при їх дослідженні та калібруванні. Для побудови моделі випадкових складових похибки використовуються алгоритми визначення спектральних густин і кореляційних функцій [23, 37], а останнім часом – метод варіацій Алана [34, 43]. Крім того, відбувається активний пошук нових підходів, оснований на методах нелінійної фільтрації [19, 35].

Для практичних цілей важливою є задача визначення постійної складової похибки особливо у випадках, коли сигнали інерціальних сенсорів, які входять до складу ІВМ, інтегруються. В даному випадку виникають похибки визначення орієнтації, швидкості та координат, які з часом збільшуються. Часто визначення постійної складової похибки проводиться при звичайному усередненні реалізації похибки сенсора на кінцевому часовому інтервалі, тому виникає питання про обґрунтований вибір часу усереднення, при якому дисперсія похибки отриманої таким чином оцінки постійної складової буде досягати мінімального значення. Актуальним також є питання про можливість підвищення точності оцінювання постійної складової при використанні сучасних алгоритмів, які не зводяться до простого усереднення, а враховують наявність різних складових похибки. Очевидним є те, що оцінка, отримана при усередненні, не є оптимальною за критерієм мінімуму дисперсії її похибки при наявності негаусівських складових похибки сенсора. Відомо, що метод варіацій Алана нечутливий до наявності постійної складової похибки, яка виключається операцією визначення різниць усереднених значень. Однак з використанням даного алгоритму можна розрахувати точність оцінювання постійної складової похибки, не оцінюючи саму цю складову [31, 32].

3.4.1. Точність оцінювання постійної складової похибки інерціального сенсора при усередненні та її зв'язок з варіацією Алана

Будемо вважати, що безпосередньо вимірюється реалізація похибки інерці-

ального сенсора $z(t)$, яку можна представити у вигляді

$$z(t) = z_0 + \xi(t), \quad (3.75)$$

де $\xi(t)$ – в загальному випадку нестационарний центрований випадковий процес, для якого $\xi(0) = 0$; z_0 – постійна складова.

Будемо вважати, що оцінка $\hat{z}_{0\tau}$ постійної складової z_0 за результатами усереднення реалізації $z(t)$ обчислюється при звичайному усередненні даної реалізації на кінцевому часовому інтервалі τ , тобто

$$\hat{z}_{0\tau} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} z(t) dt = z_0 + \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \xi(t) dt. \quad (3.76)$$

Така задача оцінювання постійної складової має місце при калібруванні інерціальних сенсорів шляхом порівняння їх вихідних сигналів з сигналом сенсора більш високого класу точності. Похибка такої оцінки та її дисперсія [31, 32]:

$$\Delta z = \hat{z}_{0\tau} - z_0 = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \xi(t) dt; \quad \sigma_{\Delta z}^2 = M \left\{ \left(\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\} = \frac{1}{\tau^2} M \left\{ \left(\int_0^{\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\}. \quad (3.77)$$

При дослідженні властивостей похибок інерціальних сенсорів використовується метод варіацій Алана, тому для процесу $z(t)$ можна записати [15]:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} [\bar{z}_{k+1}(\tau) - \bar{z}_k(\tau)]^2, \quad (3.78)$$

де $\bar{z}_{k+1}(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{k\tau}^{(k+1)\tau} z(t) dt$ – середнє значення реалізації $z(t)$ на інтервалі від $k\tau$ до $(k+1)\tau$; N – кількість інтервалів.

Оскільки варіація Алана є нечутливою до постійної складової, що можна довести підстановкою (3.75) в (3.78), запишемо:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} \left[\int_{k\tau}^{(k+1)\tau} \xi(t) dt - \int_{(k-1)\tau}^{k\tau} \xi(t) dt \right]^2. \quad (3.79)$$

Встановимо взаємозв'язок дисперсії похибки оцінки постійної складової (3.77), отриманої при усередненні, з варіацією Алана. Якщо справедливим є вираз

$$\frac{1}{2} M \left\{ \left(\int_{k\tau}^{(k+1)\tau} \xi(t) dt - \int_{(k-1)\tau}^{k\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\} = M \left\{ \left(\int_0^{\tau} \xi(t) dt \right)^2 \right\} \quad \text{при } \forall k > 0, \quad (3.80)$$

то варіація Алана для $z(t)$ (3.78) є оцінкою дисперсії похибки випадкової величини (3.77). Умова (3.80) виконується, якщо $\xi(t)$ є білим шумом, вінерівським випадковим процесом або їх сумою.

Збіг варіації Алана з дисперсією похибки оцінки постійної складової корисний з практичної точки зору, оскільки за мінімумом графіку $\sigma_A^2(\tau)$ можна визначити оптимальний час усереднення і відповідну йому мінімальну дисперсію похибки оцінювання постійної складової при її знаходженні шляхом усереднення.

3.4.2. Зв'язок спектральної густини шуму та варіації Алана

Для випадкової послідовності дисперсія Алана має зв'язок з спектральною густиною потужності $S_\omega(f)$ [15]:

$$\sigma_A^2(\tau) = 4 \int_0^\infty S_\omega(f) \cdot \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df.$$

За методом варіацій Алана можна виділити сім складових шуму вимірювань [46]. При цьому дві складові (шум кореляції та синусоїдальний шум) в більшості випадків проявляються тільки на великих інтервалах усереднення, тому в даній роботі розглядаються тільки п'ять шумових характеристик. Характерні нахили залежності $\sigma_A(\tau)$ для акселерометра наведені на рис. 3.9. Використовуючи основні шумові компоненти, які дозволяє відокремити даний метод, запишемо апроксимуючий вираз для варіації Алана поліномом $p_A^2(\tau)$ таким чином [43]:

$$\sigma_A^2(\tau) \approx p_A^2(\tau) = R^2 \frac{\tau^2}{2} + K^2 \frac{\tau}{3} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi} + N^2 \frac{1}{\tau} + Q^2 \frac{3}{\tau^2}. \quad (3.81)$$

В таблиці Ж.1 (додаток Ж) наведені співвідношення між параметрами розкладу варіації Алана та спектральною густиною шуму $S_\omega(f)$ [16] і характерні значення кутів нахилу залежності $\sigma_A(\tau)$. Значення коефіцієнтів поліному (3.81) характеризують інтенсивність шумових складових вихідного сигналу сенсора. Визначення їх числових значень відбувається за методом найменших квадратів (МНК), який забезпечує максимальний збіг апроксимуючої функції $p_A^2(\tau)$ з експериментальною $\sigma_A^2(\tau)$. Для кількісної оцінки коефіцієнтів поліному (3.81) використовують тенденцію домінування окремих складових на різних інтервалах

усереднення τ , що проявляється в характерних нахилах залежності $\sigma_A(\tau)$ [31].

3.4.3. Чисельна оцінка коефіцієнтів варіації Алана та точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів

З врахуванням кратності інтервалу усереднення даних кроку опитування інерціальних сенсорів (3.78) можна записати так:

$$\sigma_{A\{z(t)\}}^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [\bar{z}_{k+2n}(\tau) - 2\bar{z}_{k+n}(\tau) + \bar{z}_k(\tau)]^2, \quad (3.82)$$

де $n = 1, 2, \dots, \frac{N-1}{2} - 1$ – кратність інтервалу усереднення даних; $\tau = n\tau_0$ – інтервал усереднення даних; τ_0 – крок опитування сенсора; $t = k\tau_0$ – дискретні моменти вимірювань ($k = 1, 2, \dots, N$).

Обробка вихідної інформації за методом варіації Алана проводилася за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення власної розробки в середовищі програмування *Delphi*, а також з використанням системи комп'ютерної алгебри *MathCad*. Дане програмне забезпечення вибірково протестоване "Програмою обробки масивів даних методами варіацій Алана, Адамара та їх узагальнень *AlaVar 5.2*" [48], викладеною в мережі *Internet*. Програмна реалізація співвідношення (3.82) для вихідної інформації інерціальних сенсорів, заданої в приростах, представлена у вигляді рекурентного співвідношення такого виду:

$$D_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [\Delta\bar{z}_{i+n} - \Delta\bar{z}_i]; \quad S_0 = 0; \quad D_k = D_{k-1} + \Delta\bar{z}_{k+2n} - 2\Delta\bar{z}_{k+n} + \Delta\bar{z}_k; \quad (3.83)$$

$$S_k = S_{k-1} + D_k^2; \quad \sigma_A^2(\tau) = \frac{S_{N-2n}}{2(N-2n)},$$

де $\Delta\bar{z}$ – інформація про прирости вихідного сигналу інерціального сенсора z з усередненням на інтервалі τ ; D, S – проміжні змінні для обчислення $\sigma_A^2(\tau)$.

В роботі [44] та п. 3.2.4 проведено дослідження МЕМС-акселерометрів типу *Gemini CAS211/291*, які проводилися для кожної осі акселерометра з частотою дискретизації 100 Гц, а за результатами проведених досліджень на рис. 3.14 наведені криві відхилення Алана. Тому що за експериментальними результатами у вихідних сигналах акселерометрів виявлено лише складові, що відповідають ви-

падковим блуканням швидкості та прискорення і нестабільності нуля, то апроксимуюче співвідношення для варіації Алана (3.81) перепишемо таким чином:

$$\sigma_A^2(\tau) \approx p_A^2(\tau) = K^2 \frac{\tau}{3} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi} + N^2 \frac{1}{\tau}. \quad (3.84)$$

Диференціюючи (3.84) за τ і прирівнюючи похідну до нуля, отримуємо оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення і відповідну мінімальну дисперсію оцінки [31]:

$$\tau_{opt} \cong \frac{\sqrt{3}N}{K}; \quad \sigma_{A.min}^2(\tau_{opt}) \approx \frac{2KN}{\sqrt{3}} + B^2 \frac{2 \ln 2}{\pi}. \quad (3.85)$$

Таким чином, оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення прямо пропорційний кореню квадратному відношення інтенсивностей білого шуму N^2 та породжуючого шуму вінерівського процесу K^2 , а дисперсія похибки пропорційна їх добутку і квадрату коефіцієнта нестабільності нуля.

Для апроксимації отриманих кривих варіації Алана $\sigma_A^2(\tau)$ поліномом виду (3.81) або (3.84) використовується ітераційний МНК [10], реалізований засобами табличного редактора *Microsoft Excel*. На першому кроці для отримання попередніх оцінок K_1, B_1, N_1 шумових складових проводиться мінімізація функціонала

$$\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\sigma_A^2(n\tau_0) - p_A^2(n\tau_0)]^2}{\sigma_A^2(n\tau_0)} = \sum_{n=1}^{N-1} P(n\tau_0) \cdot [\sigma_A^2(n\tau_0) - p_A^2(n\tau_0)]^2, \quad (3.86)$$

де $P(n\tau_0) = \sigma_A^{-2}(n\tau_0)$ – вагові коефіцієнти.

Далі проводиться уточнення вагових коефіцієнтів у функціоналі (3.84) з врахуванням ваги окремих складових поліному (3.81). Так, при визначенні коефіцієнта N випадкового блукання вихідного сигналу (випадкового блукання швидкості для акселерометра) вагові коефіцієнти МНК корегуються за формулою

$$P(\tau = n\tau_0) = \frac{1}{\sigma_A^2(\tau) \cdot p_A^2(\tau)} \cdot \frac{N_1^2}{\tau}, \quad (3.87)$$

що дозволяє неявно виділяти характерні ділянки домінування основних типів шумів (ділянки нахилу $\sigma_A(\tau)$ на рис. 3.14) та отримувати відповідні оцінки.

В таблиці 3.2 наведена чисельна оцінка коефіцієнтів K, B, N без врахування знаку, отримана за кривими відхилення Алана (рис. 3.14) за результатами оброб-

ки трьох 3-годинних запусків [31, 32]. Для першого з запусків апроксимуючі співвідношення для варіацій Алана (3.84) для кожної осі МЕМС-акселерометрів типу Gemini CAS211/291 за рис. 3.14 будуть мати такий вигляд:

$$\begin{aligned}\sigma_{A.X}^2(\tau) &\approx p_{A.X}^2(\tau) = (0.0012461\tau + 8.3072 + 114.9283/\tau) \cdot 10^{-8}; \\ \sigma_{A.Y}^2(\tau) &\approx p_{A.Y}^2(\tau) = (0.0020898\tau + 9.1023 + 111.4782/\tau) \cdot 10^{-8}; \\ \sigma_{A.Z}^2(\tau) &\approx p_{A.Z}^2(\tau) = (0.0022251\tau + 8.0072 + 336.3117/\tau) \cdot 10^{-8}.\end{aligned}\quad (3.88)$$

Таблиця 3.2

Апроксимація варіації Алана поліномом для МЕМС-акселерометрів типу Gemini CAS211/291

Номер запуску	Коефіцієнти поліному $p_A^2(\tau)$								
	вісь X			вісь Y			вісь Z		
	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с	$ K \cdot 10^{-6}$, м/с ² /√с	$ B \cdot 10^{-4}$, м/с ²	$ N \cdot 10^{-4}$, м/с/√с
1	6.1142	4.3377	10.7204	7.9181	4.5401	10.5583	8.1712	4.2586	18.3385
2	6.9514	4.8673	9.8734	8.6153	4.3827	10.3597	7.4924	5.0473	15.8756
3	6.5474	4.2198	11.0257	7.7456	4.8908	11.2375	8.8347	4.7804	17.9375
МС	6.5381	4.4749	10.5398	8.0931	4.6045	10.7185	8.1661	4.6954	17.3839
[МС _{min} ÷ МС _{max}]	[6.0019 ÷ 7.0783]	[4.1307 ÷ 4.9792]	[9.6208 ÷ 11.3346]	[7.5211 ÷ 8.9317]	[4.2208 ÷ 5.1746]	[9.9243 ÷ 11.5687]	[7.0396 ÷ 9.2894]	[4.0683 ÷ 5.3748]	[15.1108 ÷ 19.1347]
СКВ σ	0.4204	0.3463	0.5994	0.4624	0.2612	0.4622	0.6739	0.4028	1.3269

Достовірність отриманих значень визначалась виділенням для апроксимуючого поліному $p_A^2(\tau)$ ділянки з переважним впливом складової з відповідним коефіцієнтом і подальшого аналізу близькості його проходження відносно залежності $\sigma_A^2(\tau)$. Тому в таблиці 3.2 також наведені результати статистичної обробки: середнє (МС) за всіма запусками, довірчий інтервал для МС, розрахований для рівня значущості $\alpha = 0,05$, а також відхилення від запуску до запуску (СКВ на рівні 1σ), яке характеризує нестабільність від запуску до запуску.

За обчисленими в таблиці 3.2 МС коефіцієнтів поліному $p_A^2(\tau)$ для трьох запусків визначимо оптимальний за критерієм мінімуму дисперсії час усереднення та відповідні мінімальні дисперсію і СКВ оцінки для кожної осі [31]:

$$\begin{aligned} \tau_{opt.X} &= 279.2 \text{ c}; & \tau_{opt.Y} &= 229.4 \text{ c}; & \tau_{opt.Z} &= 368.7 \text{ c}; \\ \sigma_{A.min.X}^2 &= 9.6366 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4; & \sigma_{A.min.Y}^2 &= 10.1561 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4; \\ \sigma_{A.min.Z}^2 &= 11.3729 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2/\text{с}^4; & \sigma_{A.min.X} &= 3.1043 \cdot 10^{-4} \text{ м}/\text{с}^2; \\ \sigma_{A.min.Y} &= 3.1869 \cdot 10^{-4} \text{ м}/\text{с}^2; & \sigma_{A.min.Z} &= 3.3724 \cdot 10^{-4} \text{ м}/\text{с}^2. \end{aligned}$$

Таким чином, всі розраховані оптимальні значення часу усереднення потрапляють в діапазон (40÷400) с, отриманий в роботі [44] як діапазон мінімальних значень кривих відхилення Алана на ділянці з нульовим нахилом. Для даного часу усереднення для кожної осі акселерометра за визначеними коефіцієнтами варіації Алана обчислено мінімальні дисперсії та СКВ похибок оцінювання постійних складових при їх знаходженні шляхом усереднення.

3.5. Математична модель похибок акселерометрів БІНС

3.5.1. Алгоритми роботи БІНС

Ідеальним режимом (алгоритмом) роботи БІНС є такий, в якому всі її елементи і пристрої ідеальні (не мають інструментальних похибок), а початкові умови функціонування системи точно відповідають початковим умовам переміщення МР. Дослідження такого режиму проводять при реалізації алгоритмів функціонування БІНС, які зв'язують показання ідеальних сенсорів на вході системи з навігаційними параметрами на виході. В реальних умовах інерціальні сенсори мають похибки різного роду, а зазначені умови виконуються наближено [18].

Збуреним режимом (алгоритмом) роботи БІНС є такий режим, при якому її елементи функціонують з похибками, а початкові умови функціонування системи не відповідають початковим умовам переміщення МР. В такому режимі роботи БІНС навігаційні параметри визначаються системою з похибками.

Рівняння похибок (або помилок) визначають точність і стійкість роботи системи та встановлюють взаємозв'язок між похибками елементів і неточностями задавання початкових умов та похибками визначення навігаційних параметрів.

На рис. 3.17, а наведена схема формування моделі похибок БІНС. Збурений алгоритм роботи БІНС відрізняється від ідеального наявністю похибок гіроскопів $\Delta\omega$ і акселерометрів δa . Виходом алгоритму ідеальної роботи БІНС є вектори дійсної швидкості V та координат об'єкту S в земній системі координат, а ви-

ходом збуреного алгоритму – вектори \tilde{V} і \tilde{S} з наявними похибками. Похибки БІНС ΔV та ΔS формуються при порівнянні вихідних сигналів алгоритмів. Для оцінки (та моделювання) похибок БІНС використовується схема рис. 3.17, б, на якій як n та ω позначені вектори уявного прискорення і абсолютної кутової швидкості МР, які подаються на “ідеальний” та “збурений” алгоритми роботи.

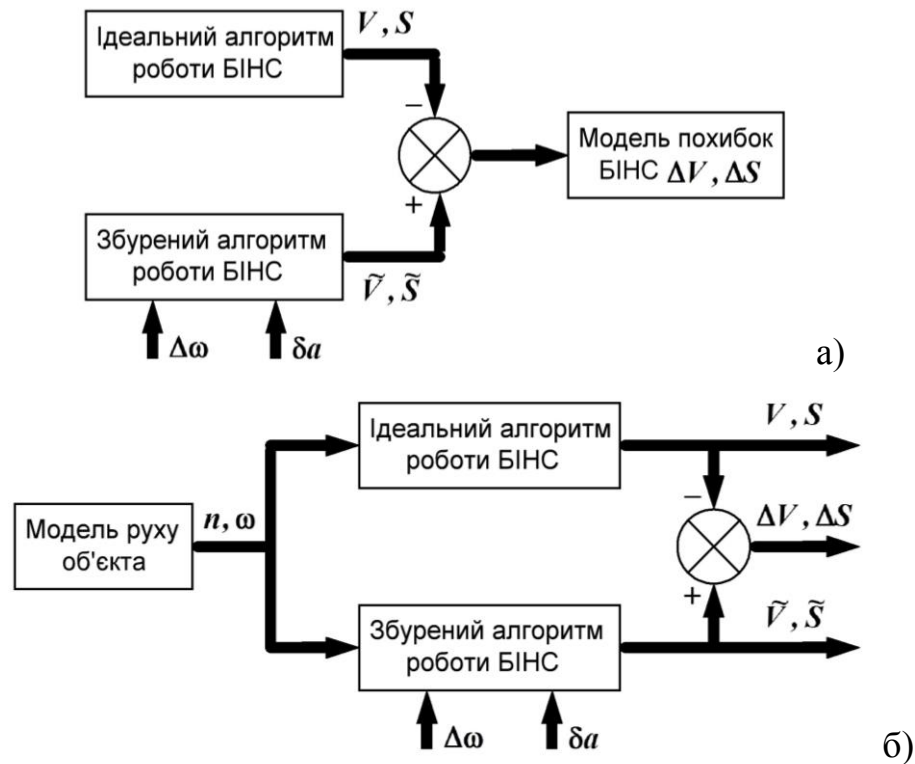


Рис. 3.17. Структурні схеми формування моделі похибок БІНС (а) та оцінки похибок БІНС (б) [30]

Розв'язання рівнянь похибок дозволяє ставити вимоги до характеристик акселерометрів БІНС, якщо вона має забезпечити задану точність або розрахувати точність визначення навігаційних параметрів при заданих характеристиках елементів. Дослідження рівнянь похибок дозволяє обґрунтовано провести вибір алгоритму роботи БІНС, обґрунтувати допустимість спрощень та робити висновки про ефективність роботи БІНС і необхідність корегування її параметрів [4].

При складанні рівнянь похибок зазвичай зводять похибки всіх елементів до найбільш характерних, якими при незмінній структурі БІНС є інструментальні похибки її сенсорів. Аналіз похибок БІНС базується на розв'язанні рівнянь похибок у формі рівнянь у варіаціях [3], що є лінеаризованими рівняннями першого наближення відносно збурень, які діють на систему. Такі рівняння виводять або

формальною варіацією алгоритмів ідеальної роботи БНС, або підстановкою до алгоритмів замість незалежних змінних суми самої змінної та її приросту. З отриманих співвідношень віднімають алгоритм ідеальної роботи (рис. 3.17) і нехтують квадратами приростів та їх добутками (як величинами другого порядку малості).

В загальному випадку отримують неоднорідні лінійні диференціальні рівняння дев'ятого порядку зі змінними коефіцієнтами для визначення розширеного вектора стану МР Π , який в інерціальній системі координат записується як [29, 38]

$$\Pi = \left\| x \quad y \quad z \quad \alpha \quad \beta \quad \chi \quad t \quad V_x \quad V_y \quad V_z \right\|^T,$$

де x, y, z – координати МР; α, β, χ – кути курсу, тангажу і крену; V_x, V_y, V_z – складові вектора швидкості МР; t – поточний час (в деякій часовій шкалі).

Елементи вектора стану Π не можна виміряти за допомогою радіоелектронних засобів. Якщо для навігації використовуються параметри радіосигналу (час затримки чи доплерівський зсув частоти), то вимірюваний параметр сигналу є радіонавігаційним, а відповідний йому геометричний параметр – навігаційним [22].

3.5.2. Системи координат інерціальної навігації та зв'язок між ними

В інерціальній навігації використовуються такі системи координат.

1. Інерціальна система координат i (*inertial frame*) з початком в центрі Землі, при цьому вісь $O^i X^i$ спрямована до точки весняного рівнодення, вісь $O^i Z^i$ – до північного полюсу, а вісь $O^i Y^i$ доповнює дві інші до правої системи координат.

2. Земна система координат e з початком в центрі Землі, при цьому вісь $O^e X^e$ спрямована в площині Гринвічського меридіану, вісь $O^e Z^e$ – вздовж осі обертання Землі до північного полюсу, а вісь $O^e Y^e$ доповнює дві попередні до правої системи координат. Система координат $O^e X^e Y^e Z^e$ обертається відносно інерціальної $O^i X^i Y^i Z^i$ з кутовою швидкістю добового обертання Землі. Проекції вектора кутової швидкості добового обертання Землі на осі інерціальної земної системи координат визначаються як $\omega_{ie}^i = \omega_{ie}^e = \left\| 0 \quad 0 \quad U \right\|^T$. В такій індексній формі запису векторів [40] верхній індекс позначає найменування системи координат, в якій задані проекції вектора, а два нижніх визначають рух однієї системи координат (другий індекс) по відношенню до іншої (перший індекс). Символом C_i^e позначається матриця при переході від системи координат i до системи координат e .

3. Географічна система координат g (або нормальна система координат, *Local Navigation Frame*) $OX^gY^gZ^g$ орієнтована так: вісь OX^g спрямована за дотичною до меридіану на північ, вісь OY^g – вздовж дійсної вертикалі доверху, вісь OZ^g – за дотичною до паралелі на схід. Початок системи координат O збігається з центром мас МР, тому таку систему координат ще називають супровідною. Матриця переходу від земної системи координат e до географічної g має вигляд

$$C_e^g = \begin{pmatrix} -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \end{pmatrix},$$

де φ та λ – відповідно широта та довгота.

4. Зв'язана система координат $OXYZ$ позначається як b (англ. “body”) і є рухомою системою координат, осями якої є повздовжня вісь OX , нормальна вісь OY та поперечна вісь OZ , зафіксовані відносно МР.

Схема переходів між розглянутими чотирма системами координат наведена на рис. 3.18, а, за якою можна скласти такі рівняння:

$$\begin{aligned} \omega_{ie}^i &= \omega_{ie}^e; & \omega_{ie}^g &= C_e^g \omega_{ie}^e; & \omega_{eg}^b &= C_g^b \omega_{eg}^g; & \omega_{ie}^b &= C_g^b C_e^g \omega_{ie}^e; \\ & & \omega_{ib}^b &= C_g^b C_e^g \omega_{ie}^e + C_g^b \omega_{eg}^g + \omega_{gb}^b, \end{aligned} \quad (3.89)$$

при цьому останнє з них характеризує показання ідеальних гіроскопів [45].

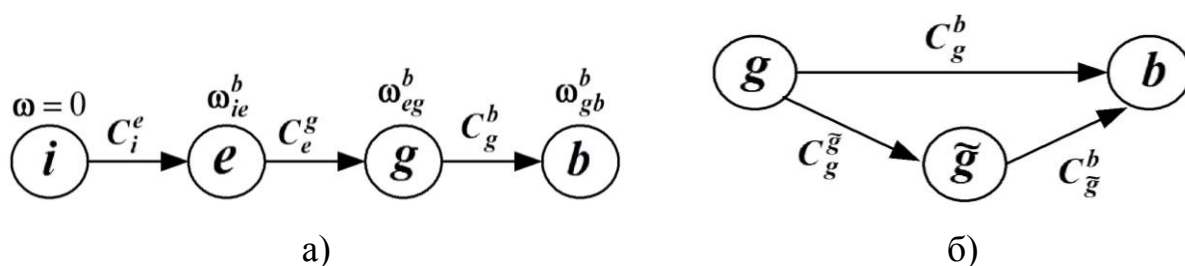


Рис. 3.18. Схеми переходів між системами координат

Швидкості та координати в БІНС визначаються інтегруванням сигналів акселерометрів, перерахованих до географічної системи координат g . За теоремою Кориоліса абсолютне прискорення МР в системі координат g має вигляд

$$a_{ig}^g = a_{ie}^g + a_{eg}^g + c^g, \quad (3.90)$$

де $a_{ie}^g = [\omega_{ie}^g \times][[\omega_{ie}^g \times]r_{ig}^g]$ –переносне прискорення; $a_{eg}^g = \dot{v}_{eg}^g + [\omega_{eg}^g \times]v_{eg}^g$ –відносне прискорення; $c^g = 2[\omega_{ie}^g \times]v_{eg}^g$ –кориолісове прискорення; v_{eg}^g –вектор лінійної

швидкості географічної системи координат, заданий своїми проекціями в географічній системі координат; r_{ig}^g – радіус-вектор вершини системи координат g ; $[\omega_{ie}^g \times]$ та $[\omega_{eg}^g \times]$ – кососиметричні матриці, які відповідають проекціям векторів абсолютної кутової швидкості земної e та географічної g систем координат:

$$\omega_{ie}^g = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{ie,z}^g & \omega_{ie,y}^g \\ \omega_{ie,z}^g & 0 & -\omega_{ie,x}^g \\ -\omega_{ie,y}^g & \omega_{ie,x}^g & 0 \end{bmatrix}, \quad \omega_{eg}^g = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{eg,z}^g & \omega_{eg,y}^g \\ \omega_{eg,z}^g & 0 & -\omega_{eg,x}^g \\ -\omega_{eg,y}^g & \omega_{eg,x}^g & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.91)$$

Переносне прискорення a_{ie}^g складається з прискоренням сили тяжіння Землі g'^g , в результаті утворюється вектор прискорення сили тяжіння $g^g = a_{ie}^g + g'^g$.

3.5.3. Векторні рівняння похибок БНС

При складанні векторів абсолютного прискорення і прискорення сили тяжіння утворюється вектор уявного прискорення в географічній системі координат:

$$n_{ig}^g = \dot{v}_{eg}^g + [\omega_{eg}^g \times] v_{eg}^g + 2[\omega_{ie}^g \times] v_{eg}^g + g^g. \quad (3.92)$$

Напрямок відхилення чутливого елемента вертикального акселерометра при дії позитивно спрямованого доверху прискорення руху і прискорення сили тяжіння збігаються, тому й знаки абсолютного прискорення МР і прискорення сили тяжіння однакові. Вектор прискорення сили тяжіння спрямований вздовж геодезичної вертикалі, а його проекції визначаються виразом $g^g = \begin{bmatrix} 0 & g_y^g & 0 \end{bmatrix}^T$.

З (3.92) визначається лінійне прискорення переміщення вершини географічної системи координат g відносно земної системи координат e :

$$n_{eg}^g = \dot{v}_{eg}^g = C_b^g n_{ig}^b - \left([\omega_{eg}^g \times] + 2[\omega_{ie}^g \times] \right) v_{eg}^g - g^g, \quad (3.93)$$

де C_b^g та C_e^g – матриці переходів від зв'язаної системи координат b до географічної g та від земної системи координат e до географічної; $n_{ig}^b = C_e^g n_{ie}^e + n_{eg}^g$.

Величини, що входять до (3.93), обчислюються з похибками, тому [30]:

$$\tilde{n}_{eg}^g = \dot{\tilde{v}}_{eg}^g = C_b^{\tilde{g}} \tilde{n}_{ig}^b - \left([\tilde{\omega}_{eg}^g \times] + 2[\tilde{\omega}_{ie}^g \times] \right) \tilde{v}_{eg}^g - \tilde{g}^g. \quad (3.94)$$

Якщо з (3.94) відняти алгоритм ідеальної роботи (3.93), отримаємо [32]:

$$\Delta \tilde{n}_{eg}^g = \Delta \tilde{v}_{eg}^g = C_b^{\tilde{g}} \tilde{n}_{ig}^b - C_b^g n_{ig}^b - \left([\Delta \omega_{eg}^g \times] + 2[\Delta \omega_{ie}^g \times] \right) v_{eg}^g - \left([\omega_{eg}^g \times] + 2[\omega_{ie}^g \times] \right) \Delta v_{eg}^g - \Delta g^g. \quad (3.95)$$

Положення системи координат \tilde{g} відносно g задається за допомогою кутів α , β , χ і матриці напрямних косинусів $C_g^{\tilde{g}}$ (рис. 3.18, б), звідки отримуємо матричне рівняння, що зв'язує матрицю перетворення в "ідеальному" режимі роботи з розрахунковою матрицею, яка використовується в алгоритмах БНС [18]:

$$C_g^{\tilde{g}} = C_b^{\tilde{g}} C_g^b. \quad (3.96)$$

При диференціюванні виразу (3.96) за часом отримуємо рівняння

$$\dot{C}_g^{\tilde{g}} = \dot{C}_b^{\tilde{g}} C_g^b + C_b^{\tilde{g}} \dot{C}_g^b = C_g^{\tilde{g}} [\Delta \omega_{ib}^g \times] - [\Delta \omega_{ig}^g \times] C_g^{\tilde{g}} + C_g^{\tilde{g}} [\omega_{ig}^g \times] - [\omega_{ig}^g \times] C_g^{\tilde{g}},$$

яке характеризує динаміку похибок алгоритму орієнтації БНС при будь-яких значеннях похибок інерціальних сенсорів (в тому числі й МЕМС сенсорів).

Якщо врахувати співвідношення (3.95), то з рівняння (3.94) отримаємо

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = \left(C_g^{\tilde{g}} - E \right) n_{ig}^g + C_g^{\tilde{g}} \Delta n_{ig}^g - \Delta w^g, \quad (3.97)$$

де Δw^g – вектор похибок компенсації швидкісних членів і прискорення сили тяжіння; Δn_{ig}^g – похибки акселерометрів, перераховані до географічної системи координат; E – діагональна одинична матриця з (3.17).

Якщо кути α , β , χ відхилення розрахункової системи координат \tilde{g} від дійсної g (кути Ейлера) мають малі значення (при використанні інерціальних сенсорів на обмеженому інтервалі часу), різницю в дужках у (3.97) можна наближено представити кососиметричною матрицею $C_g^{\tilde{g}} - E = -[\Psi \times] = [M^A \times]$ з (3.16) [30], а рівняння (3.97) записати таким чином:

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = -[\Psi \times] n_{ig}^g + C_g^{\tilde{g}} \Delta n_{ig}^g - \Delta w^g, \quad (3.98)$$

де $\Psi = \|\chi \quad \alpha \quad \beta\|^T$ – вектор кінцевого повороту; $C_g^{\tilde{g}} = \begin{vmatrix} 1 & \beta & -\alpha \\ -\beta & 1 & \chi \\ \alpha & -\chi & 1 \end{vmatrix}$.

Знехтувавши похибками компенсації швидкісних членів і прискорення сили тяжіння, отримаємо векторні рівняння похибок БНС при визначенні швидкості та координат МР:

$$\Delta n_{eg}^g = \Delta \dot{v}_{eg}^g = n_{ig}^g \times \Psi + C_g^{\tilde{g}} \Delta n_{ig}^g; \quad \Delta \dot{r}_{eg}^g = \Delta v_{eg}^g,$$

де $\Delta \dot{r}_{eg}^g$ – вектор похибок БІНС при обчисленні координат.

Блок-схема формування похибок БІНС в географічній системі координат при визначенні параметрів руху мобільного об'єкта наведена на рис. 3.19 (може бути трансформована до будь-якої іншої з розглянутих систем координат) [30].

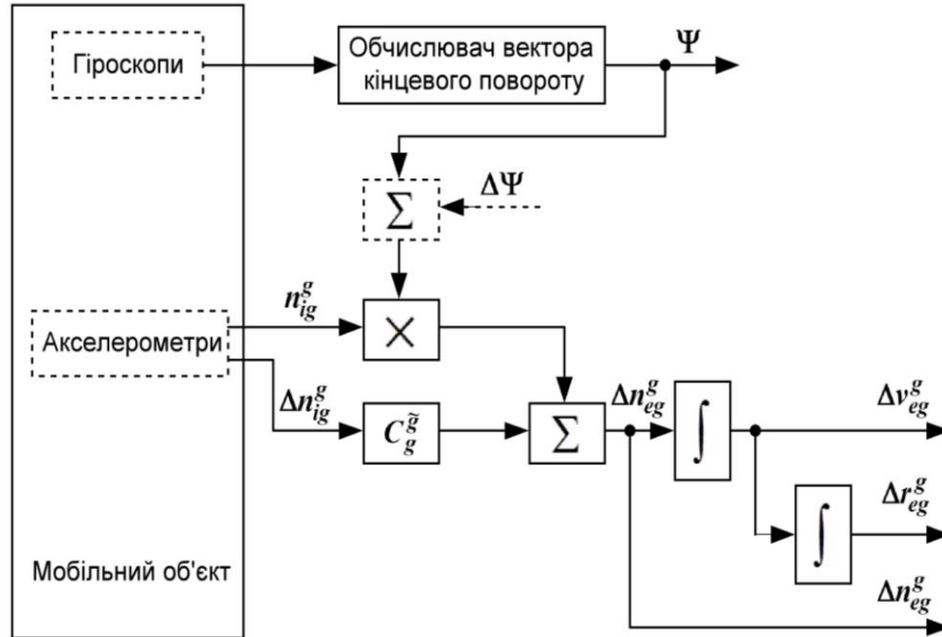


Рис. 3.19. Блок-схема формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху мобільного об'єкта

На рис. 3.19 як $\Delta \Psi = \int_{t_1}^{t_1+\Delta t} \dot{\Psi} dt - \Psi$ введена зміна вектора кінцевого повороту

за наявності похибок гіроскопів $\Delta \omega_{ib}^g$, виражених в проекціях на осі координат g , та похибки визначення кутової швидкості географічної системи координат $\Delta \omega_{ib}^b$, яка характеризує вплив похибок орієнтації на точність визначення лінійних швидкостей і координат місцезнаходження об'єкту, де

$$\dot{\Psi} = \Psi \times \omega_{ig}^g + \Delta \omega_{ig}^g - C_b^g \Delta \omega_{ib}^b - \quad (3.99)$$

векторне рівняння похибок побудови вертикалі та азимутальної похибки, що показує швидкість зміни вектора кінцевого повороту, який характеризує положення системи координат \tilde{g} відносно системи координат g .

Якщо похибки орієнтації розглядати відносно земної та інерціальної систем координат, то рівняння (3.99) запишеться таким чином:

$$\dot{\Psi} = \Psi \times \omega_{ie}^e - C_b^g \Delta \omega_{ib}^b; \quad \dot{\Psi} = -C_b^i \Delta \omega_{ib}^b. \quad (3.100)$$

До першого рівняння (3.100) не включено член $\Delta \omega_{ie}^e$, тому що кутову швидкість обертання Землі можна врахувати без похибки. Наявність в блок-схемі вектора кутової швидкості ω_{ig}^g і матриці C_b^g (в рівнянні зміни вектора кінцевого повороту), а також вектора уявного прискорення n_{ig}^g говорить про те, що величина похибок БІНС залежить від динаміки руху МР [32].

Висновки до розділу 3

1. Представлені математичні моделі МЕМС-акселерометра ММА7331LT в різних формах (механічна, електрична в формі передавальної функції та схематична в формі еквівалентної електричної схеми).

2. Проведені оцінка параметрів електричної моделі (передвальної функції за каналом "прискорення – вихідна напруга") МЕМС-акселерометра ММА7331LT та порівняння експериментальної і змодельованої нормованих АЧХ, яке доводить адекватність запропонованих моделей. Показано, що використання "індивідуальних" моделей дозволяє підвищити точність визначення величини прискорення з 14% для паспортних даних до 3.5% для "індивідуальних" моделей.

3. Деталізовано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БІНС, складові якого характеризують вплив похибок коефіцієнтів перетворення, неточність установки вимірювальних осей акселерометрів, вплив переносних прискорень на похибки акселерометрів (*size effect*) і зміщення нулів акселерометрів, а також складена блок-схема формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів.

4. Проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів (нестабільність нуля, випадкові блукання швидкості та прискорення) і наведено моделі формування складових даної похибки з білого шуму та білої послідовності.

5. Проведено дослідження МЕМС-акселерометрів *Gemini CAS211/291* для кожної осі з частотою дискретизації 100 Гц, визначено значення нестабільності нуля й випадкових блукань швидкості і прискорення та з'ясовано, що у вихідних сигналах відсутній марковський шум, а вісь Z є більш шумною, ніж осі X і Y.

6. Отримано співвідношення, які дозволяють оцінити похибки одноканаль-

ної БНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи. Проведено числові оцінки похибок такої БНС, реалізованої на MEMS-сенсорах низького класу точності, і зроблено висновок, що MEMS-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху і орієнтації порівняно з MEMS-акселерометрами такого самого класу точності. В першому наближенні можна вважати, що похибки визначення кута тангажу, викликані похибками акселерометрів, не впливають на похибки БНС визначення параметрів орієнтації через наявність в знаменнику формул для їх обчислення радіусу Землі.

7. Встановлено зв'язок варіації Алана з дисперсією похибки оцінювання постійної складової вихідного сигналу інерціального сенсора, отриманої при усередненні. Показано, що за визначених умов варіація Алана збігається з дисперсією похибки оцінювання постійної складової. Це дозволяє з її допомогою оцінювати мінімальне значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначати оптимальний час усереднення, що є важливим при калібруванні інерціальних сенсорів. За наведеною методикою, основою на використанні варіації Алана, розроблено і протестовано спеціалізоване програмне забезпечення, яке дозволяє обчислювати варіацію Алана за результатами обробки високочастотної інформації інерціальних сенсорів (акселерометрів і гіроскопів) при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією.

8. Проведено оцінки шумових складових вихідних сигналів MEMS акселерометрів типу Gemini CAS211/291 в трьох запусках з подальшим визначенням часу усереднення для кожної осі акселерометра і обчисленням мінімальних дисперсій та СКВ похибок оцінювання постійних складових при їх знаходженні шляхом усереднення. В подальшому при дослідженні точнісних характеристик приладових систем на підприємствах галузі приладобудування пропонується разом з класичними методами статистичної обробки використовувати метод варіації Алана як ефективний спосіб ідентифікації структури шумів в каналі ЗВ.

9. Показано, що за відомими моделями похибок інерціальних сенсорів можна оцінити загальну похибку БНС або розв'язати зворотну задачу – висунути вимоги до інерціальних сенсорів для забезпечення заданої точності БНС. Отри-

мано модель похибок БНС при визначенні швидкості і координат МР, яка є необхідною при розробці структури фільтра Калмана для розв'язання задач комплексування БНС з іншими пристроями. Розроблено узагальнену блок-схему формування похибок БНС при визначенні параметрів руху об'єкта і доведено, що точність визначення лінійних швидкостей та координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БНС залежить від динаміки руху об'єкта.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Алалуев, Р. В. Измерительный модуль микросистемной бесплатформенной инерциальной навигационной системы / Р. В. Алалуев, Ю. В. Иванов, В. В. Матвеев, В. А. Орлов, В. Я. Распопов // Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 9. – С. 61-64.
2. Алёшин, Б. С. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Б. С. Алёшин, К. К. Веремеенко, А. И. Черноморский. – М. : Физматлит, 2006. – 424 с.
3. Анучин, О. Н. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / О. Н. Анучин, Г. И. Емельянцеv. – СПб. : Издательство "Государственный Научный Центр РФ", 1999. – 357 с.
4. Барабанов, О. О. Математические задачи дальномерной навигации / О. О. Барабанов, Л. П. Барабанова. – М. : Физматлит, 2007. – 272 с.
5. Бекмачев, А. МЭМС-гироскопы и акселерометры Silicon Sensing: английские традиции, японские технологии / А. Бекмачев // Компоненты и технологии. – 2014. – № 4. – С. 18-26.
6. Бранец, В. Н. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский. – М. : Наука, 1992. – 280 с.
7. Букингем, М. Шумы в электронных приборах и системах / М. Букингем. – М. : Мир, 1986. – 399 с.
8. Вавилов, В. Д. Интегральные датчики : учебник / В. Д. Вавилов. – Н. Новгород : НГТУ, 2003. – 503 с.

9. Волков, В. Л. Обоснование требований к параметрам микромеханического акселерометра / В. Л. Волков // Труды НГТУ им. Р. Е. Алексеева. – 2011. – № 2 (87). – С. 288-295.
10. Грановский, В. А. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях / В. А. Грановский, Т. Н. Сирая. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
11. Дьяконов, В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель / В. П. Дьяконов. – М. : ДМК Пресс, 2008. – 784 с.
12. Егупов, Н. Д. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5-ти т. Т. 1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления / Н. Д. Егупов, К. А. Пупков. – М. : Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 656 с.
13. Квасніков, В. П. Математичні моделі MEMS-акселерометра / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 4. – С. 86-92.
14. Квасніков, В. П. Практична оцінка похибок одноканальної безплатформної інерціальної навігаційної системи на MEMS-сенсорах на короткому часовому інтервалі / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 1. – С. 190-196.
15. Кробка, Н. И. Дифференциальные методы идентификации структуры шумов гироскопов / Н. И. Кробка // Гироскопия и навигация. – 2011. – № 1 (72). – С. 59-77.
16. Кучерков, С. Г. Использование вариации Аллана при исследовании характеристик микромеханического гироскопа / С. Г. Кучерков, Д. И. Лычев, А. И. Скалон, Л. А. Чертков // Гироскопия и навигация. – 2003. – № 2 (41). – С. 98-104.
17. Матвеев, В. В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем: учебное пособие / В. В. Матвеев, В. Я. Распопов. – С.Пб. : ГНЦ РФ ОАО Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.
18. Матвеев, В. В. Инерциальные навигационные системы : учебное пособие / В. В. Матвеев. – Тула : Издательство ТулГУ, 2012. – 199 с.
19. Моторин, А. В. Применение методов нелинейной фильтрации в задачах

построения моделей ошибок измерителей и погрешностей карты / А. В. Моторин, О. А. Степанов, В. А. Васильев, А. Б. Торопов // Материалы ХХІХ конференции памяти Н. Н. Острякова. – СПб. : ОАО “Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»”, 2014. – С. 293-302.

20. Патент на винахід №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Опубліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

21. Патент на винахід №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

22. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

23. Прохоров, С. А. Прикладной анализ случайных процессов / С. А. Прохоров, А. В. Графкин, В. В. Графкин, О. А. Дегтярева, А. В. Иващенко, М. А. Кудрина. – Самара : СНЦ РАН, 2007. – 582 с.

24. Распопов, В. Я. Микромеханические приборы : учебное пособие / В. Я. Распопов. – М. : Машиностроение, 2007. – 400 с.

25. Рудик, А. В. Радиоавтоматика. Частина 1. Лінійні системи радіоавтоматики : навчальний посібник / А. В. Рудик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2001. – 158 с.

26. Рудик, А. В. Вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування. Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 14-15.

27. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

28. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

29. Рудик, А. В. Модель стану безплатформенної інерціальної навігаційної системи / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних

процесах (ВОТТІ-2016). Матеріали 16-ої міжнародної НТК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2016. – С. 150.

30. Рудик, А. В. Математична модель похибок акселерометрів безплатформної інерціальної навігаційної системи / А. В. Рудик // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2017. – № 2. – С. 7-13. **(Index Copernicus, РІНЦ)**

31. Рудик, А. В. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів з варіацією Алана / А. В. Рудик // Вісник Приазовського державного технічного університету (Маріуполь). – 2017. – № 35. – С. 212-220. **(Index Copernicus, РІНЦ, World Cat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, Google Scholar, ResearchBid, DOAJ, CiteFactor, DRJI)**

32. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квашніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.

33. Селезнев, В. П. Навигационные устройства: учебное пособие / В. П. Селезнев. – М. : Машиностроение, 1974. – 600 с.

34. Сирая, Т. Н. Вариация Аллана как оценка погрешности измерения / Т. Н. Сирая // Гироскопия и навигация. – 2010. – № 2. – С. 29-36.

35. Степанов, О. А. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации / О. А. Степанов. – СПб. : ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»», 2003. – 369 с.

36. Степанов, О. А. Особенности построения и перспективы развития навигационных инерциально-спутниковых систем / О. А. Степанов // Интегрированные инерциально-спутниковые системы навигации: сб. статей докладов. – С.Пб. : ГНЦ РФ ОАО Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2004. – С. 25-43.

37. Степанов, О. А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Ч. 2. Введение в теорию фильтрации / О. А. Степанов. – СПб. : ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»», 2012. – 417 с.

38. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск : Сибирский

федеральный университет, 2012. – 260 с.

39. Фрайден, Дж. Современные датчики. Справочник / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

40. Grewal, M. S. Global Position Systems, Inertial Navigation and Integration / M. S. Grewal, L. R. Weill, A. P. Andrews. – John Wiley & Sons, 2001. – 392 p.

41. Groves, P. D. Principles of GNSS, Inertial and Multisensor Integrated Navigation Systems / P. D. Groves. – Artech House, 2008. – 505 p.

42. IEEE Std 952-1997. Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single Axis Interferometric Fiber Optic Gyros. – Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1997. – 77 p.

43. IEEE Std 1431-2004. Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros. – IEEE, 2004. – 78 p.

44. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109. (**World Cat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; Google Scholar; ResearchBid**)

45. Woodman, O. J. An introduction to inertial navigation / O. J. Woodman // Technical reports published by the University of Cambridge. – 2007. – № 696. – 37 p.

46. Zhang, X. Allan Variance Analysis on Error Characters of MEMS Inertial Sensors for an FPGA-Based GPS/INS System / X. Zhang, Y. Li, P. Mumford, C. Rizos // Proceeding of the International Symposium on GPS/GNSS. – Tokyo, Japan, 11-14 November 2008. – P. 127-133.

47. Zotov, S. A. Folded MEMS Pyramid Inertial Measurement Unit / S. A. Zotov, M. C. Rivers, A. A. Trusov, A. M. Shkel // IEEE Sensors Journal. – 2011. – № 11. – P. 2780-2789.

48. ALLAN VARIANCE SOFTWARE: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.alamath.com>. (Дата звернення 15.04.2016).

49. $\pm 4g, \pm 12g$ Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer MMA7331L Freescale Data Sheet: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.datasheetdir.com>. (Дата звернення: 18.01.2017).

РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ МІКРОМЕХАНІЧНИХ СЕНСОРІВ ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

Мікромеханічні сенсори (акселерометри і гіроскопи) часто використовуються в сучасних технічних пристроях різного призначення: від стільникових телефонів до спеціалізованих пристроїв аерокосмічної техніки [1, 5, 8, 9, 18, 19, 46, 48]. При цьому найбільш поширеними для задач мобільної робототехніки є акселерометри і гіроскопи з ємнісними мікромеханічними сенсорами [7, 10, 17].

Реалізація мікромеханічних компонентів з використанням інтегральних технологій приводить до мінімізації ємностей сенсорів та їх зміни при дії лінійних прискорень і кутових швидкостей. Тому основною вимогою, що ставиться до пристроїв обробки сигналів ємнісних сенсорів, є висока чутливість [3, 16, 44].

Важливим аспектом при проектуванні схем з прецизійними ємнісними сенсорами є спосіб підключення сенсора до схеми. Іноді необхідно, щоб сенсор був підключений до пристрою обробки сигналу порівняно довгим кабелем, при цьому завади, що діють на кабель, можуть суттєво спотворити сигнал з сенсора, ємність якого може складати одиниці пФ. Крім того, якщо відстань від сенсора до пристрою обробки сигналу значна, то методи вимірювань, чутливі до ємності з'єднувального кабелю або струмів витоку, можуть виявитися непридатними.

Тому метою четвертого розділу дисертаційної роботи є розробка пристроїв обробки сигналів ємнісних мікромеханічних сенсорів навігаційних систем МР та її відхилення від номінального значення, в яких забезпечується комплексне розв'язання проблеми підвищення чутливості та стійкості до дії шумів.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [13-15, 21-37, 41, 42].

4.1. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних сенсорів генераторним нульовим методом

4.1.1. Аналіз методів вимірювання ємності сенсора

Зазвичай вимірювання ємності проводиться при подачі на електроди ємніс-

ного сенсора сигналу збудження, а зміна ємності сенсора перетворюється у зміну напруги, струму, частоти або тривалості імпульсів. Відомо декілька типових методів вимірювання ємності [10]. Згідно прямого методу конденсатор спочатку заряджається від джерела струму протягом деякого часу, а потім вимірюється напруга на конденсаторі. Однак такий метод потребує наявності прецизійного джерела малого струму і вимірювача напруги з високоімпедансним входом.

За другим методом ємність входить до складу часозадавального RC-кола генератора, при цьому вимірюються стала часу, період або частота коливань. Даний метод простий, однак не забезпечує потрібної точності.

Наступний метод полягає у вимірюванні імпедансу конденсатора на змінному струмі при підключенні джерела синусоїдального сигналу (при цьому вимірюються напруга і струм через конденсатор, метод амперметра-вольтметра). При використанні чотирьохпроводного логотричного підключення (при якому вимірюється співвідношення імпедансів) і синхронного детектора можна отримати порівняно високу точність, однак така схема є складною.

Одним з найбільш поширених методів вимірювання ємності прецизійного сенсора з малою величиною ємності є використання зарядового підсилювача, який перетворює співвідношення вимірюваної та опорної ємностей в напругу (рис. 4.1). Такі схеми поставляються у вигляді спеціалізованих мікросхем і мають високу чутливість. Однак підсилювачі заряду також мають високу чутливість до шумів, що суттєво обмежує характеристики пристроїв обробки на їх основі [30].

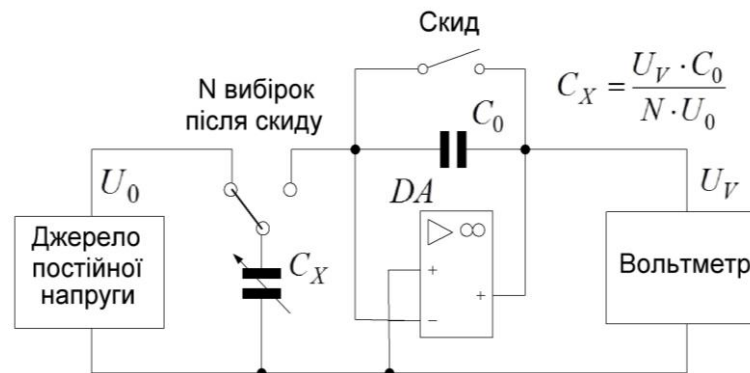


Рис. 4.1. Структурна схема методу вимірювання ємності, основаного на використанні зарядового підсилювача

У всіх описаних методах ємність спочатку перетворюється в напругу, яка потім перетворюється в цифровий код за допомогою прецизійного аналого-циф-

рового перетворювача (АЦП). Представлення сигналів у цифровій формі має суттєву перевагу, навіть якщо в кінцевому результаті потрібний аналоговий сигнал у вигляді напруги або струму в діапазоні (4...20) мА, яка полягає в тому, що лінеаризацію сигналу сенсора, температурну компенсацію і калібрування значно простіше виконувати в цифровій формі, ніж в аналоговій [37].

4.1.2. Аналогові пристрої обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання

Генераторний нульовий метод полягає у виділенні різницевої частоти сигналів, що формуються двома ідентичними генераторами гармонічних сигналів, в частотозадавальні кола яких включені ємності МЕМС-сенсорів (вимірювальні конденсатори 1 і 2 на рис. 4.2 [32]), що протифазно змінюються при дії лінійного прискорення (у мікроакселерометрі) або кутової швидкості (у мікрогіроскопі).

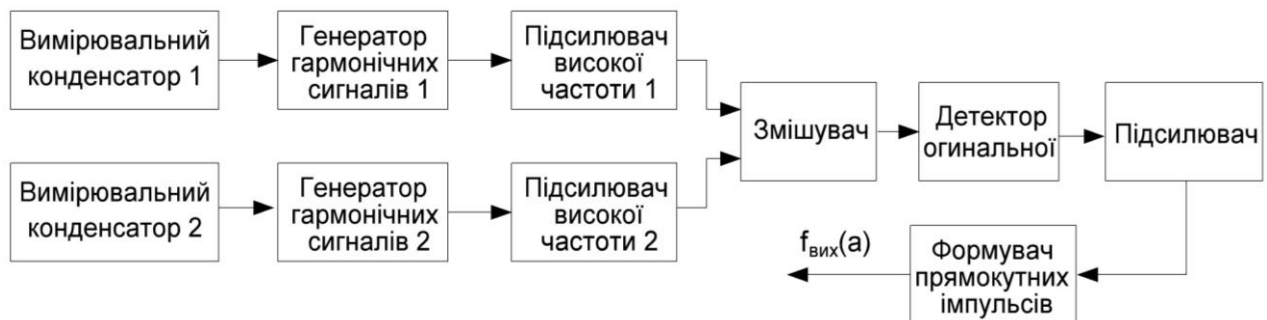


Рис. 4.2. Структурна схема пристрою обробки сигналів ємнісних сенсорів

Вихідні гармонічні сигнали генераторів подаються на змішувач, на виході якого формується сигнал биттів з різницевою частотою сигналів вимірювальних генераторів, що визначається різницею ємностей МЕМС-сенсора. Сигнал биттів з виходу змішувача подається на детектор огинальної, що виділяє огинальну сигналу, яка підсилюється лінійним підсилювачем і подається на формувач вихідних прямокутних імпульсів відповідної частоти для наступної цифрової обробки.

Для оцінки ефективності даного методу розроблено ряд пристроїв обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів. Електрична схема одного з таких пристроїв, реалізована за структурною схемою рис. 4.2, наведена на рис. 4.3 [31].

Генератори гармонічних сигналів реалізовані на елементах С1-С8, R1-R8, DA1, DA2, підсилювачі високої частоти – на елементах С9-С12, R9-R14, DA3,

DA4, змішувач – на елементах C13, R15-R20, DA5, VT1, Bat1, а детектор оги-
нальної – на елементах C14-C16, R21-R23, DA6. Лінійний підсилювач реалізова-
но на інверторі DD1 та резисторах від’ємного зворотного зв’язку R24 і R25. Фор-
мувач вихідних прямокутних імпульсів реалізовано на інверторі DD2.

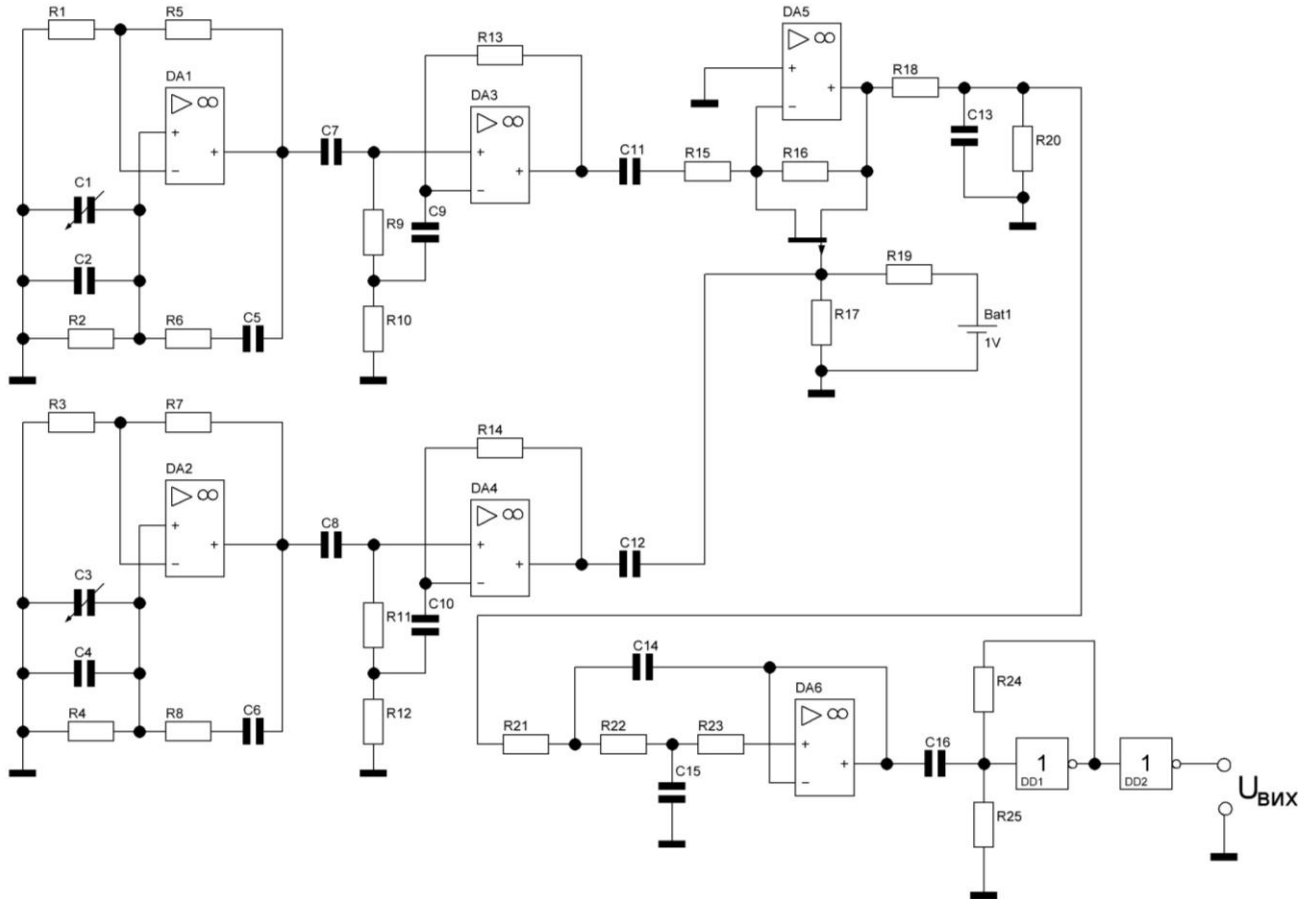
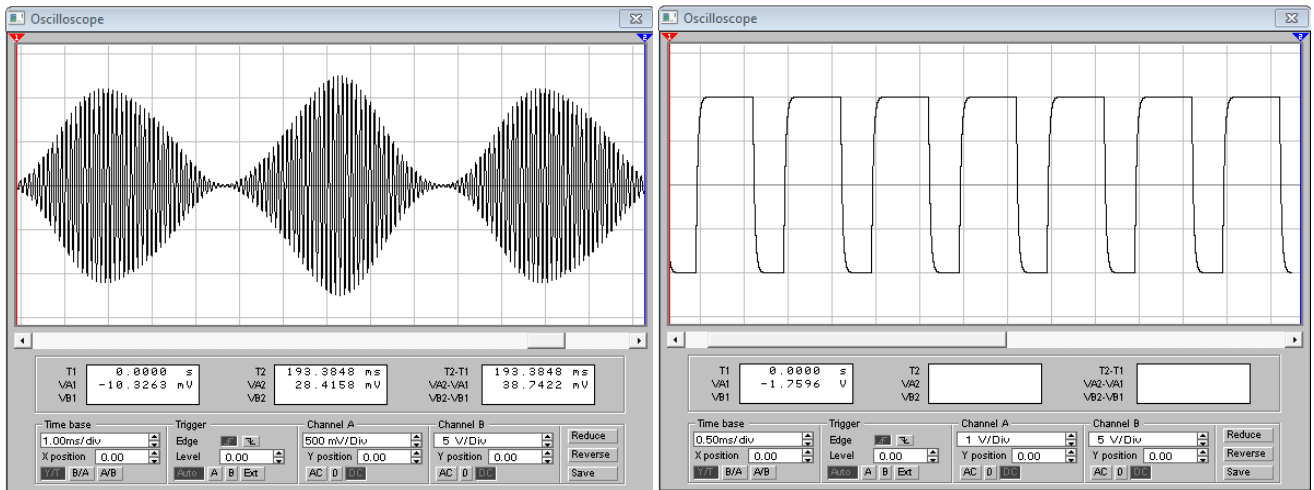


Рис. 4.3. Електрична схема пристрою обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів

На рис. 4.4 наведено результати моделювання пристрою обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів, реалізованого за схемою рис. 4.3.

Різницевий принцип формування вихідного сигналу забезпечує високу чутливість пристрою без використання зарядових підсилювачів, що дозволяє підвищити стійкість системи до шумів. Використання для формування вихідних імпульсів двох ідентичних генераторів забезпечує часткову компенсацію температурних змін вихідної частоти, розширюючи діапазон робочих температур пристрою. Однак використання RC-генераторів гармонічних коливань, аналогових схем змішувача, детектора огинальної та підсилювача створює складності для інтегрального виконання такого пристрою на напівпровідниковому кристалі мікросхеми разом з блоками наступної цифрової обробки [37].



а)

б)

Рис. 4.4. Часові діаграми пристрою обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів: вихідні сигнали змішувача (а) та формувача прямокутних імпульсів (б)

4.1.3. Цифровий пристрій обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі генераторного нульового методу вимірювання

Для розв'язання цієї проблеми при проведенні досліджень розроблено варіант реалізації пристрою обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів на основі цифрових логічних елементів, структурна схема якого наведена на рис. 4.5.

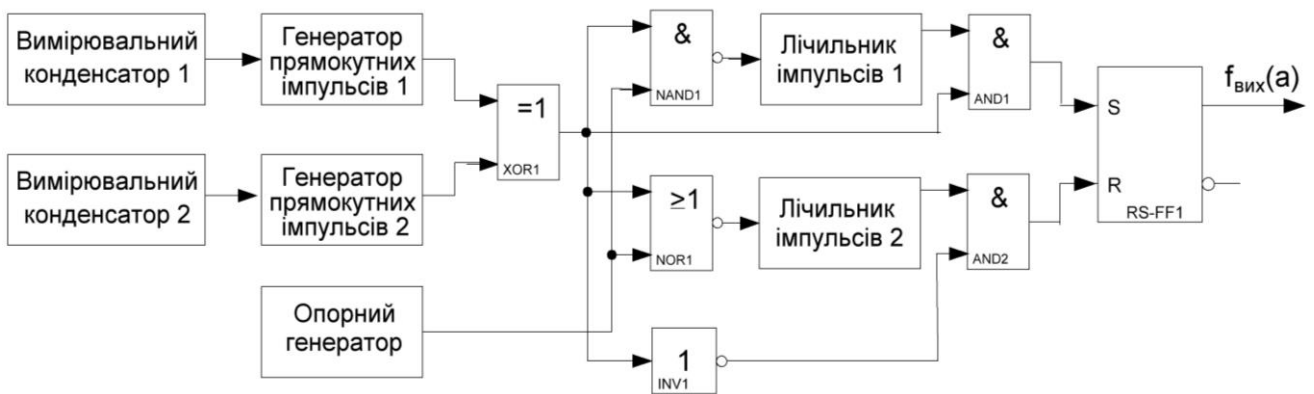


Рис. 4.5. Структурна схема цифрового пристрою обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів

В такій схемі [31] використовуються два генератори прямокутних імпульсів з вимірювальними конденсаторами у частотозадавальних колах. Вихідні імпульси генераторів подаються на входи логічного елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО (XOR1), при цьому на виході елемента формується послідовність прямокутних імпульсів, шпаруватість яких буде періодично змінюватися з часом з частотою, що дорівнює різниці частот генераторів прямокутних імпульсів $f_x = f_2 - f_1$ і про-

порційною різниці ємностей вимірювальних конденсаторів MEMC-сенсора ΔC :

$$f_x \approx f_0 \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.1)$$

де f_0 та C_0 – відповідно частота генератора прямокутних імпульсів і ємність вимірювальних конденсаторів за відсутності вхідної (збуджувальної) дії.

На основі генератора опорної частоти, логічних елементів І-НІ (NAND1) та АБО-НІ (NOR1), інвертора (INV1), першого і другого лічильників імпульсів розрядністю n , двох схем збігу або логічних елементів І (AND1 та AND2), а також RS-тригера (RS-FF1) реалізований формувач вихідних прямокутних імпульсів з частотою слідування $f_{вих} = f_x$, пропорційною зміні ΔC ємностей MEMC-сенсора. Частота імпульсів опорного генератора визначається як $f_{on} \approx 2^n \cdot f_0$, а чутливість пристрою – співвідношенням [37]

$$\frac{df_x}{d(\Delta C)} = \frac{f_0}{C_0} \sim \frac{1}{C_0^2}. \quad (4.2)$$

Таким чином, в результаті використання різницевого принципу формування вихідного сигналу зменшення ємності конденсаторів MEMC-сенсора забезпечує квадратичне збільшення чутливості пристрою, а нечутливість до шумів, обумовлена використанням тільки цифрових елементів дворівневої логіки, дозволяє значно зменшити порогове значення вимірюваної ємності. Максимально допустимий рівень завади (або шуму) є різницею між мінімально допустимим рівнем напруги логічної одиниці та максимально допустимим рівнем напруги логічного нуля (для поширеної логіки ТТЛ $U_{3.\max} = U_{\min}^1 - U_{\max}^0 = 2.4 - 0.8 = 1.6 \text{ В}$).

Використання двох ідентичних імпульсних генераторів і різницевої принцип формування вихідного сигналу забезпечують високу стабільність роботи пристрою при дії дестабілізуючих факторів. Так, коефіцієнт температурної нестабільності вихідної різницевої частоти $K_{T.f_x}$ можна наближено визначити як

$$K_{T.f_x} \approx K_T \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.3)$$

де K_T – коефіцієнт температурної нестабільності генераторів.

З (4.3) нестабільність вихідної частоти у $\Delta C/C_0$ разів менше нестабільності

частот генераторів, що забезпечує зменшення похибки перетворення ємності в частоту, обумовлену нестабільностями окремих елементів перетворювача.

4.1.4. Лінійний широкодіапазонний перетворювач частота – напруга

Для подальшого перетворення може використовуватися схема, мінімальна з точки зору кількості компонентів (рис. 4.6), вихідна напруга якої пропорційна частоті вхідного сигналу. При цьому тільки чотири елементи схеми (C1, R3, R4 та DA2) повинні мати високу температурну стабільність. Такий перетворювач забезпечує достатню лінійність в діапазоні частот до 1 МГц [31].

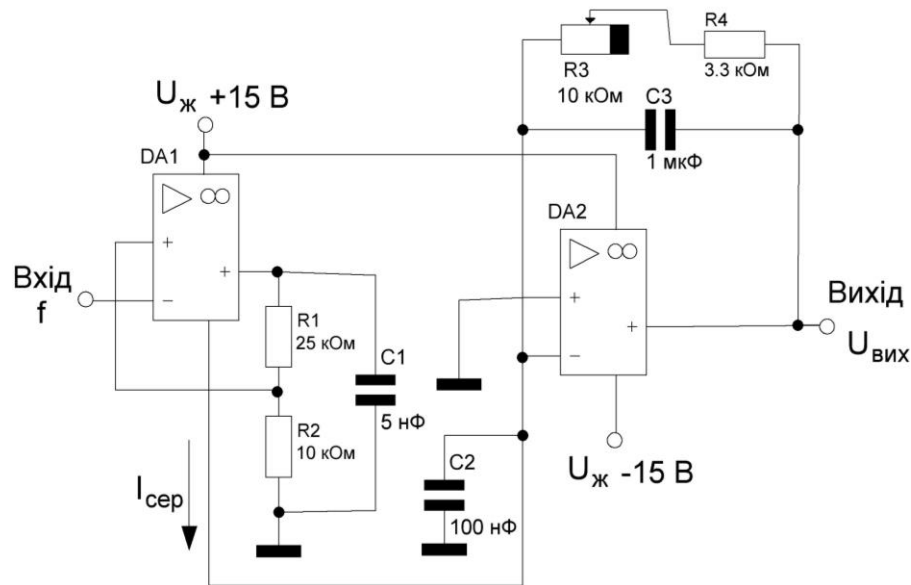


Рис. 4.6. Електрична схема перетворювача частота – напруга

Середній струм $I_{сер}$, що витікає з виводу живлення операційного підсилювача (ОП) DA1, лінійно залежить від частоти, з якою конденсатор C2 розряджається в підсумовувальну точку ОП. Протікаючи через опір зворотного зв'язку $R_3 + R_4 = 13.3 \text{ кОм}$, цей струм утворює пропорційний спад напруги

$$U_{вих} = -U_{ж} C_2 f_{вх} (R_3 + R_4), \quad (4.4)$$

де $f_{вх}$ – частота вхідного сигналу.

Такий перетворювач має бути відкалібрований за допомогою підстроювального резистора. Конденсатори C2 і C3 згладжують викиди, що виникають при швидкому перемиканні ОП. При використанні елементів з вказаними на рис. 4.6 номіналами зміна вихідної напруги складає (0...10) В для вхідних сигналів з частотою (0...10) кГц. При розширенні діапазону робочих частот доведеться вра-

ховувати споживаний струм ОП, пропорційний частоті (додається до струму розряду конденсатора). Враховуючи, що в одному корпусі мікросхеми знаходиться декілька ОП (зазвичай до 6), можна реалізувати суматор частот. Підключивши конденсатор до виходу кожного інвертора і подавши на кожний вхід сигнали з різними частотами, отримаємо вихідну напругу, пропорційну сумі частот:

$$U_{вих} = -U_{жс} (R_3 + R_4) (C_1 f_1 + C_2 f_2 + \dots + C_6 f_6).$$

Розширити можливості схеми можна, якщо з'єднати паралельно декілька інверторів. При вказаних на схемі номіналах компонентів в діапазоні частот від 0 до 10 кГц нелінійність перетворювача не перевищує 0.4% [37].

4.2. Пристрої вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів на основі амплітудно-фазового методу

4.2.1. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів

В п. 3.1.3 автором запропоновано експериментально визначати параметри еквівалентної схеми МЕМС-акселерометра, заданої у вигляді послідовного або паралельного резонансних контурів. Однак при вимірюванні таких параметрів резонансних контурів, як резонансна частота, добротність, характеристичний опір, ємність, смуга пропускання та ін., виникають труднощі. Проведений аналіз методів вимірювання, наприклад, за величиною добротності, показав, що існуючі методи (резонансні, мостові та ін.) мають значну похибку і не дозволяють в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання. Тому постає задача розробки нових пристроїв вимірювання параметрів мікромеханічних сенсорів [21].

Одним з основних параметрів мікромеханічного ємнісного сенсора є добротність, яка зв'язана з смугою пропускання, характеристичним опором та ємністю і є відношенням характеристичного опору ρ до опору втрат r_K : $Q = \rho / r_K$.

Для реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів необхідно забезпечити вимірювання фазового зсуву між двома електричними напругами – на деякому зразковому елементі та власне резонансному контуру, а також вимірювання відношення амплітуд цих напруг [22].

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між параметрами ємнісного МЕМС сенсора та фазовим зсувом і відношенням амплітуд напруг на зразковому елементі та ємнісному МЕМС-сенсорі. Розглянемо окремо вимірювання основних параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами у вигляді послідовного і паралельного резонансних контурів.

Для розв'язання такої задачі при вимірюванні параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів з еквівалентною схемою у вигляді паралельного резонансного контуру пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 4.7, а), до складу якого входять зразковий резистор R_0 та власне паралельний резонансний контур, де L , C та $r_K = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність і активний опір еквівалентної схеми сенсора. Проаналізувавши еквівалентну схему такого перетворювача (рис. 4.7, а), знаходимо комплексні напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 [28]:

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ex}} R_0}{R_0 + \dot{Z}_{K1}} = \frac{U_{\text{ex}} R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times \quad (4.5)$$

$$\times e^{i \left\{ \varphi_{\text{ex}} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + \rho Q} \right\}};$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_{\text{ex}} \dot{Z}_{K1}}{R_0 + \dot{Z}_{K1}} = \frac{U_{\text{ex}} \rho Q}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{i \left\{ \varphi_{\text{ex}} - \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + \rho Q} \right\}}, \quad (4.6)$$

де $\dot{Z}_{K1} = \frac{\rho Q}{1 + i Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$ – комплексний опір паралельного резонансного конту-

ру; $\dot{U}_{\text{ex}} = U_{\text{ex}} e^{i \varphi_{\text{ex}}}$ – комплексна вхідна напруга вимірювального перетворювача.

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 дорівнює [22]

$$\varphi_1 = \arg\{\dot{U}_1\} - \arg\{\dot{U}_2\} = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (4.7)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається співвідношенням

$$A_1 = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}. \quad (4.8)$$

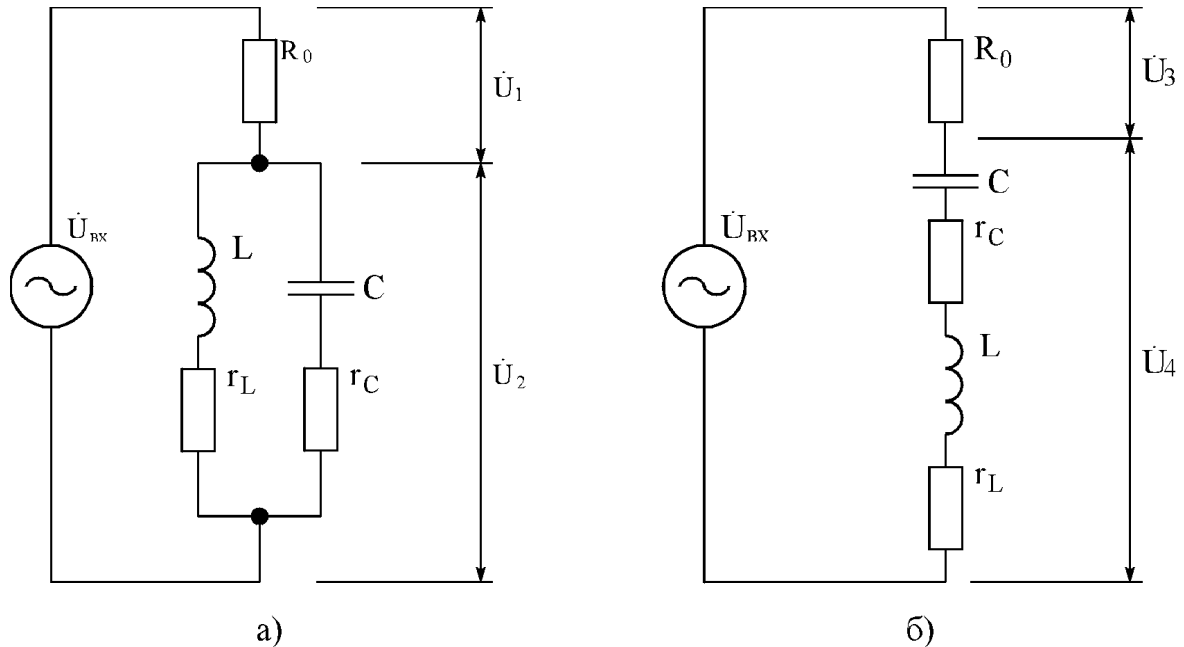


Рис. 4.7. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а) та послідовного (б) резонансних контурів

З (4.7) виходить, що для знаходження добротності вимірювання необхідно проводити на двох частотах, при цьому частоти ω_1 та ω_2 мають знаходитись поблизу резонансної частоти ω_0 для забезпечення виконання умови $|\varphi_{1.1(1.2)}| \leq 70^\circ$.

Тоді $tg \varphi_{1.1} = Q \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1 \omega_0}$ та $tg \varphi_{1.2} = Q \frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_2 \omega_0}$, де $\varphi_{1.1}$ та $\varphi_{1.2}$ – відповідно результати вимірювання фазового зсуву між комплексними напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 .

Розв'язавши сумісно два останні рівняння, отримаємо [25]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{1.1} - \omega_1 tg \varphi_{1.2})}{\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2}}}; \quad (4.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{1.1} - \omega_1 tg \varphi_{1.2}) (\omega_1 tg \varphi_{1.1} - \omega_2 tg \varphi_{1.2})}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}. \quad (4.10)$$

Таким чином, для знаходження резонансної частоти ω_0 і добротності Q ємнісного МЕМС-сенсора за еквівалентною схемою паралельного контуру необхідно виміряти значення частот ω_1 і ω_2 , що знаходяться поблизу резонансної частоти ω_0 , а також значення фазового зсуву між напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 на цих частотах.

Для того, щоб виміряти такі параметри ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, як характеристичний опір, індуктивність, ємність та ін., необхідно провести вимірювання відношення амплітуд комплексних напруг \dot{U}_1 і \dot{U}_2 . Розглянемо результат вимірювання відношення амплітуд комплексних напруг на частоті ω_1 :

$$A_{1.1} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0 - \omega_1} \right)^2}} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{1.1}}} = \frac{\rho Q}{R_0 \sec \varphi_{1.1}} = \frac{\rho Q \cos \varphi_{1.1}}{R_0}. \quad (4.11)$$

Використовуючи останнє співвідношення, знайдемо характеристичний опір ρ , індуктивність L , ємність C , активний опір r_K , коефіцієнт згасання α , смугу пропускання $2\Delta\omega$ та еквівалентний резонансний опір R_{EP} еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора [15]:

$$\rho = \frac{A_{1.1} R_0}{Q \cos \varphi_{1.1}} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\cos \varphi_{1.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}}; \quad (4.12)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.13)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (4.14)$$

$$r_K = \frac{\rho}{Q} = \frac{A_{1.1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}}; \quad (4.15)$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}; \quad (4.16)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}}; \quad (4.17)$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{A_{1.1} R_0}{\cos \varphi_{1.1}}. \quad (4.18)$$

Таким чином, знайти параметри еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора за еквівалентною схемою паралельного контуру можна, вимірявши фазові зсуви $\varphi_{1.1}$ і $\varphi_{1.2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (значення фазових зсувів на цих частотах за модулем мають бути меншими 70° для забезпечення достатньої точності вимірювань), та відношення амплітуд комплексних напруг на частоті, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1.1}$ [37].

При визначенні параметрів еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, використовується вимірювальний перетворювач (рис. 4.7, б), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 та власне послідовний резонансний контур. З аналізу схеми (рис. 4.7, б) знайдемо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 :

$$\dot{U}_3 = \frac{\dot{U}_{ex} R_0}{R_0 + \dot{Z}_{K2}} = \frac{U_{ex} R_0}{\sqrt{(R_0 + r_K)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{i \left\{ \varphi_{ex} - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_K} \right\}}; \quad (4.19)$$

$$\dot{U}_4 = \frac{U_{ex} r_K \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + r_K)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{i \left\{ \varphi_{ex} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_K} \right\}}, \quad (4.20)$$

де $\dot{Z}_{K2} = r_K \left[1 + i Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$ – опір послідовного резонансного контуру.

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_4 та \dot{U}_3 дорівнює

$$\varphi_2 = \arg\{\dot{U}_4\} - \arg\{\dot{U}_3\} = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (4.21)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається співвідношенням

$$A_2 = \frac{|\dot{U}_4|}{|\dot{U}_3|} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}. \quad (4.22)$$

Проаналізувавши (4.21), можна зробити висновок, що воно повністю аналогічне (4.7), тобто резонансна частота ω_0 і добротність Q послідовного резонансного контуру визначаються такими самими співвідношеннями, що і для паралельного резонансного контуру (формули (4.9) та (4.10)). Однак у (4.9) та (4.10) позначення $\varphi_{1.1}$ і $\varphi_{1.2}$ потрібно замінити на $\varphi_{2.1}$ та $\varphi_{2.2}$, де $\varphi_{2.1}$ та $\varphi_{2.2}$ – результати вимірювання фазового зсуву між напругами \dot{U}_4 і \dot{U}_3 на частотах ω_1 та ω_2 .

Для визначення параметрів еквівалентної схеми послідовного резонансного контуру (характеристичний опір, ємність, індуктивність та ін.) необхідно провести вимірювання відношення амплітуд напруг \dot{U}_4 і \dot{U}_3 на частоті ω_1 :

$$A_{2.1} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + tg^2 \varphi_{2.1}} = \frac{r_K}{R_0} \sec \varphi_{2.1} = \frac{r_K}{R_0 \cos \varphi_{2.1}}. \quad (4.23)$$

Використовуючи (4.23), знаходимо активний r_K , характеристичний ρ і еквівалентний резонансний R_{EP} опори, індуктивність L , ємність C , коефіцієнт затухання α і смугу пропускання $2\Delta\omega$ еквівалентної схеми ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру [13]:

$$r_K = A_{2.1} R_0 \cos \varphi_{2.1}; \quad (4.24)$$

$$\rho = r_K Q = \frac{A_{2.1} R_0 \cos \varphi_{2.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{2.1} - \omega_1 tg \varphi_{2.2})(\omega_1 tg \varphi_{2.1} - \omega_2 tg \varphi_{2.2})}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (4.25)$$

$$R_{EP} = r_K = A_{2.1} R_0 \cos \varphi_{2.1}; \quad (4.26)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_{2.1} R_0 (\omega_1 tg \varphi_{2.1} - \omega_2 tg \varphi_{2.2}) \cos \varphi_{2.1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (4.27)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_{2.1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 tg \varphi_{2.1} - \omega_1 tg \varphi_{2.2}) \cos \varphi_{2.1}}; \quad (4.28)$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 tg \varphi_{2.1} - \omega_2 tg \varphi_{2.2})}; \quad (4.29)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 tg \varphi_{2.1} - \omega_2 tg \varphi_{2.2}}. \quad (4.30)$$

Порівнявши співвідношення (4.16) і (4.17) та (4.29) і (4.30), робимо висно-

вок, що коефіцієнт згасання і смуга пропускання для еквівалентних схем послідовних і паралельних резонансних контурів визначаються однаково, тому що послідовні та паралельні резонансні контури описуються однаковими ФЧХ.

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірювальних перетворювачів для визначення параметрів еквівалентних схем ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного (рис. 4.7, а) і послідовного (рис. 4.7, б) резонансних контурів, отримано співвідношення (4.9), (4.10), (4.12)÷(4.18) та (4.24)÷(4.30), за якими можна розрахувати параметри еквівалентної схеми такого сенсора.

В додатку 3 наведено реалізацію амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів високочастотних і високочастотних мікромеханічних сенсорів.

4.2.2. Реалізація вимірювача відношення амплітуд сигналів на основі фазочастотного методу вимірювання

В роботі [29] запропоновано розвиток фазочастотного методу вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми, згідно з яким часовий інтервал τ (рис. 4.8) визначається часовими моментами переходу гармонічного сигналу з періодом T через рівні $+U_0$ та $-U_0$ опорної напруги, та отримано співвідношення для амплітуди напруги з перетворенням в часовий інтервал:

$$U_m = U_0 \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi\tau}{T}\right) = \frac{U_0}{\sin\left(\frac{\pi\tau}{T}\right)}. \quad (4.31)$$

Похибка вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми U_m визначається похибкою задавання опорної напруги U_0 , похибкою вимірювання часового інтервалу τ та нелінійною залежністю між U_m та U_0 .

Дану методику можна використовувати для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми (рис. 4.9). В цьому випадку у вимірювальному пристрої (рис. 4.10) компаратори 1 і 2 формують імпульси тривалістю $T/2 + \tau_1$ та $T/2 + \tau_2$, при цьому менша тривалість імпульсу відповідає більшому значенню амплітуди напруги (на рис. 4.9 $\Delta t_1 = T/2 + \tau_1$, $\Delta t_2 = T/2 + \tau_2$).

Зв'язок між амплітудами змінних напруг синусоїдальної форми і значенням

опорної напруги буде пропорційним тривалості часових інтервалів τ_1 і τ_2 :

$$U_0 = -U_{m1} \cos\left(\frac{\pi\Delta t_1}{T}\right) = -U_{m2} \cos\left(\frac{\pi\Delta t_2}{T}\right). \quad (4.32)$$

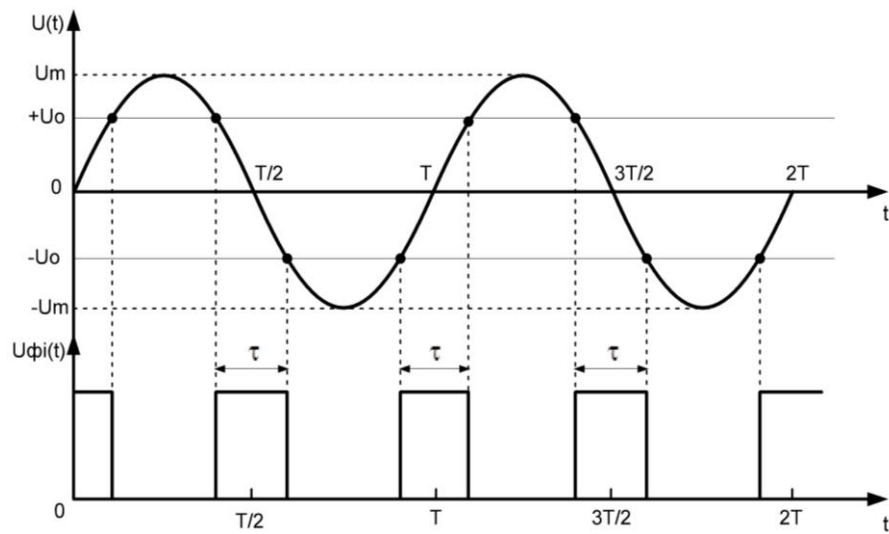


Рис. 4.8. Часові діаграми роботи пристрою для реалізації фазочастотного методу вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми

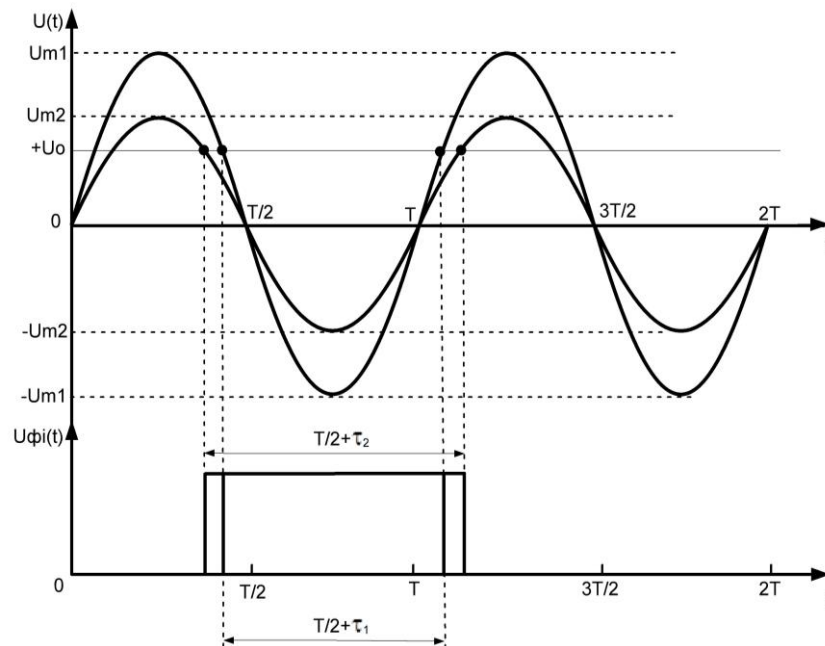


Рис. 4.9. Часові діаграми роботи пристрою для реалізації фазочастотного методу вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми

з (4.32) відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми [29]:

$$\frac{U_{m1}}{U_{m2}} = \frac{\cos\left(\frac{\pi\Delta t_2}{T}\right)}{\cos\left(\frac{\pi\Delta t_1}{T}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi\tau_2}{T}\right)}{\sin\left(\frac{\pi\tau_1}{T}\right)}. \quad (4.33)$$

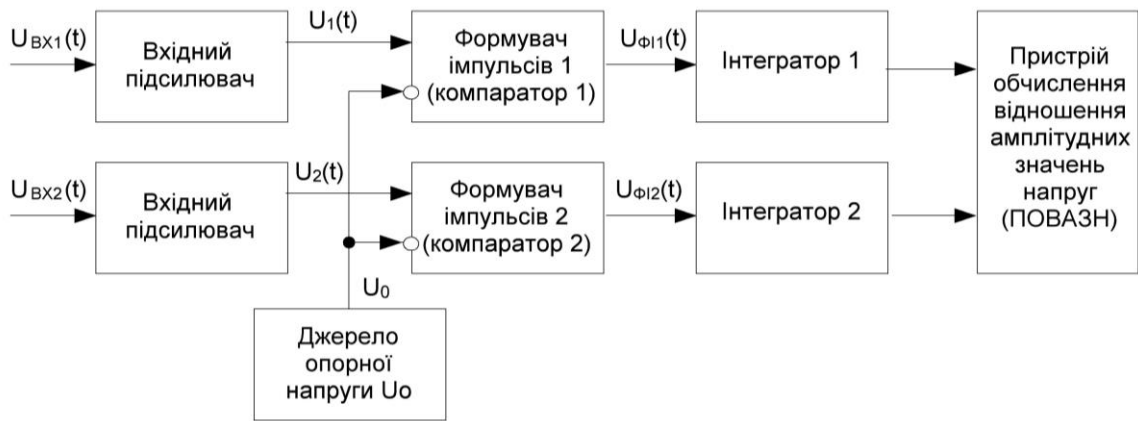


Рис. 4.10. Структурна схема пристрою для реалізації фазочастотного методу вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми

Таким чином, відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної форми перетворюється у відношення постійних напруг (вихідних напруг інтеграторів), пропорційних тривалості часових інтервалів Δt_1 і Δt_2 . Похибка вимірювання відношення амплітуд змінних напруг в пристрої рис. 4.10 буде визначатися в основному точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів Δt_1 і Δt_2 .

4.2.3. Аналіз точності амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічного сенсора

Аналізуючи співвідношення, за якими визначаються параметри еквівалентних схем ємнісних МЕМС-сенсорів за допомогою вимірювальних перетворювачів (рис. 4.7, рис. 3.1 і рис. 3.2), робимо висновок, що точність вимірювань залежить від чотирьох факторів: точності зразкових елементів (прецизійних еталонних активних опорів R_0 і R_1 , конденсатора $\dot{Z}_{C_0} = r_{C_0} + \frac{1}{i\omega C_0}$ та котушки індуктивності $\dot{Z}_{L_0} = r_{L_0} + i\omega L_0$), точності задавання або вимірювання циклічної частоти генератора вхідного сигналу, а також точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача і відношення їх амплітуд.

На сучасній прецизійній елементній базі забезпечення необхідної точності опорів R_0 і R_1 є можливим, тому що існують прецизійні резистори, точність яких складає 0.01% і вище. Точність реактивних елементів є приблизно на порядок нижчою, однак в будь-якому разі не гірше 0.1%. Тому деяка неточність зразкових елементів фактично не приводить до виникнення суттєвої помилки.

Іншим параметром, який впливає на точність вимірювання, є циклічна частота ω вхідної напруги вимірювального перетворювача. Враховуючи, що $\omega = 2\pi f$, частоту f можна виміряти, перетворивши її у часовий інтервал, вимірювання якого здійснюється з досить високою точністю (для сучасних частотомірів відносна похибка вимірювання не перевищує 0.05%). Отже, точність в даному випадку теж забезпечується. Тому основною проблемою є забезпечення точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача і відношення амплітуд цих сигналів [37].

Проаналізуємо точність визначення резонансної частоти і смуги пропускання за співвідношеннями (4.9) і (4.17). Для цих випадків середньоквадратичні відносні похибки вимірювання визначаються такими формулами [26, 28]:

$$\delta_{\omega_0} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_1} \sigma_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_2} \sigma_{\varphi}\right)^2}}{\omega_{0екв}} = \quad (4.34)$$

$$= \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2) \sqrt{\sin^2 2\varphi_1 + \sin^2 2\varphi_2}}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_{\varphi};$$

$$\delta_{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\omega_1^2 \cos^4 \varphi_2 + \omega_2^2 \cos^4 \varphi_1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_{\varphi}, \quad (4.35)$$

де σ_{φ} – СКВ відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву фазометром.

На рис. 4.11 наведені середньоквадратичні відносні похибки визначення резонансної частоти і смуги пропускання амплітудно-фазовим методом при $\sigma_{\varphi} = 1\%$. Від СКВ відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву фазометром розглянуті похибки залежать лінійно, тому зміна σ_{φ} приводить до пропорційної зміни даних похибок. При розрахунках введено два безрозмірних частотних коефіцієнти $k_1 = \omega_1/\omega_0$ і $k_2 = \omega_2/\omega_0$, використання яких дозволяє оцінити похибки без прив'язки до діапазону робочих частот ємнісного МЕМС-сенсора.

Аналіз поверхонь, наведених на рис. 4.11, дозволяє зробити такі висновки:

- при визначенні резонансної частоти амплітудно-фазовим методом для підвищення точності вимірювань бажано наближати значення частот ω_1 і ω_2 , на

яких проводяться вимірювання, до резонансної частоти ω_0 (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{\omega_0} \approx 0.25\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.6\omega_0$ та $\omega_2 = 1.5\omega_0$ $\delta_{\omega_0} = 1.7\sigma_\varphi$ (рис. 4.11, б));

- при визначенні смуги пропускання амплітудно-фазовим методом для підвищення точності вимірювань бажано вибирати значення частот ω_1 і ω_2 з розрахунку $\omega_2 - \omega_1 \approx (0.4 \div 0.6)\omega_0$ (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} \approx 2.1\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.75\omega_0$ та $\omega_2 = 1.25\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} = 1.45\sigma_\varphi$ (рис. 4.11, г));

- частоти ω_1 і ω_2 мають знаходитись на відносно лінійній ділянці ФЧХ, тобто при проведенні вимірювань має забезпечуватися виконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$.

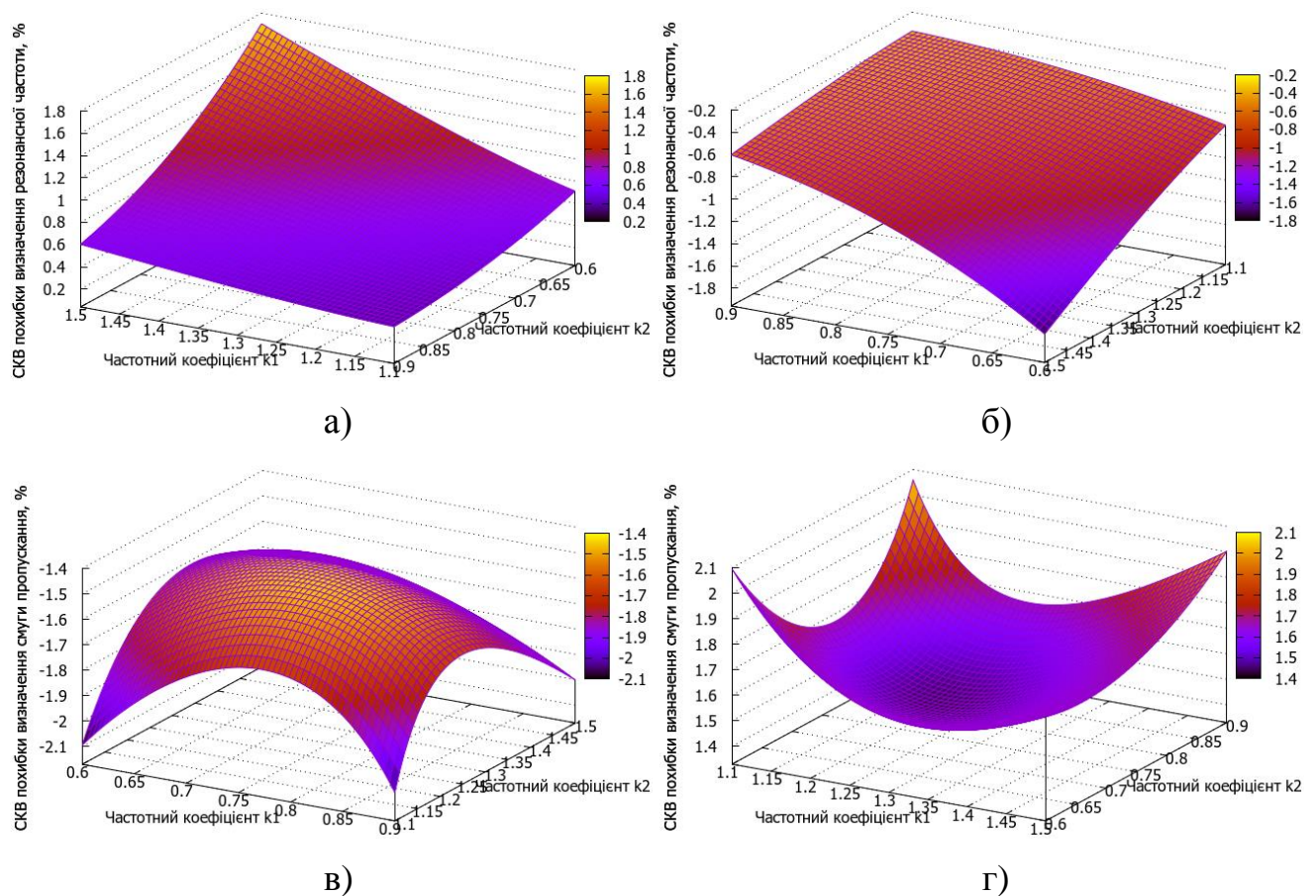


Рис. 4.11. Поверхні, що описують розподіл середньоквадратичних відносних похибок визначення резонансної частоти (а, б) та смуги пропускання (в, г) амплітудно-фазовим методом при $\sigma_\varphi = 1\%$ та різних співвідношеннях між частотами ω_1 , ω_2 і ω_0 : $\omega_1 > \omega_0 > \omega_2$ (а, в); $\omega_2 > \omega_0 > \omega_1$ (б, г) [37]

На основі розроблених вимірювальних перетворювачів (ВП) (рис. 4.7, рис. 3.1 і рис. 3.2) для вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів, пропонується структурна схема

амплітудно-фазового вимірювача, наведена на рис. 4.12 [14, 23], який складається з генератора змінної частоти 1, ВП 2, частотоміра 3, фазометра 4, вимірювача відношення амплітуд 5 і пристрою обчислення та управління (ПОУ) 6.

Працює вимірювач таким чином. Генератор змінної частоти 1 виробляє гармонічний сигнал з частотою f_1 (для забезпечення виконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$), який потрапляє на вхід ВП 2. Виходи ВП підключені до входів фазометра 4 і вимірювача відношення амплітуд 5, а вихід генератора змінної частоти підключений до входу частотоміра 3. Частотомір вимірює частоту f_1 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1, фазометр – кут фазового зсуву між напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 (або \dot{U}_4 і \dot{U}_3) $\varphi_{1,1}$ (або $\varphi_{2,1}$), а вимірювач відношення амплітуд – відношення амплітуд цих напруг $A_{1,1}$ (або $A_{2,1}$). Після цього відбувається перестроювання генератора 1 (за сигналом від ПОУ 6) і на частоті f_2 фазометр 4 вимірює кут фазового зсуву $\varphi_{1,2}$ (або $\varphi_{2,2}$) між напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 (або \dot{U}_4 і \dot{U}_3), а частотомір 3 – частоту f_2 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1. Результат вимірювання відношення амплітуд разом з результатами вимірювання частоти та кута фазового зсуву потрапляють на ПОУ 6, де і відбувається обчислення результатів вимірювання параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів. У випадку невиконання умови $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$ ПОУ 6 перестроює генератор 1 для забезпечення її виконання.

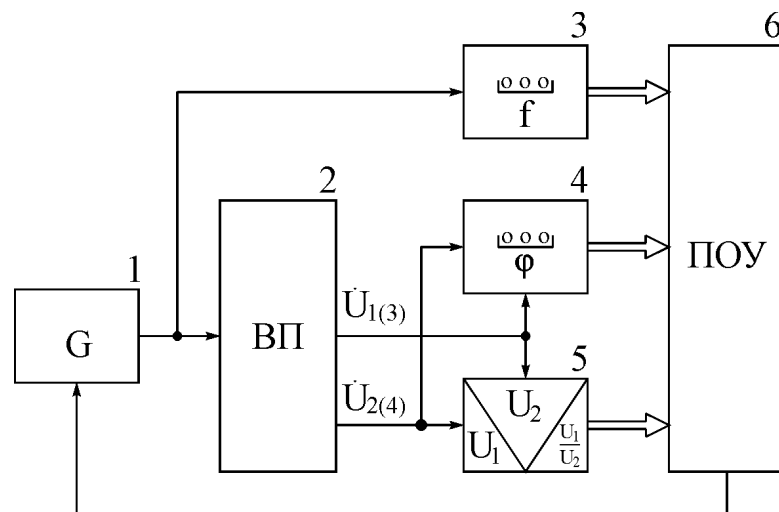


Рис. 4.12. Структурна схема амплітудно-фазового вимірювача параметрів ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів

Якщо в діапазонному генераторі змінної частоти для розширення діапазону робочих частот використовуються помножувачі частоти, то в них виникають паразитні амплітудна і фазова модуляції, які приводять до зменшення відносної стабільності частоти та зменшення точності вимірювання амплітудних і фазових параметрів сигналів. Тому в роботі [41] авторами розглянуто фазові співвідношення в каскадах помножувача частоти, знайдено умови, при яких відсутні паразитні амплітудна і фазова модуляції, а також запропоновано декілька варіантів побудови помножувальної комірки для багатокаскадного помножувача частоти, у вихідному сигналі якого відсутні паразитні амплітудна і фазова модуляції.

При використанні в якості носійного сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією (радіоімпульсного сигналу) при вимірюваннях виникає додаткова похибка, пов'язана з перериванням інтервалу часу вимірювання на час відсутності сигналу на вході засобу вимірювання. Тому в роботі [42] авторами запропоновано декілька варіантів побудови засобів вимірювання параметрів сигналів з амплітудно-імпульсною модуляцією, а також проведено аналіз основних складових похибки, що виникають в запропонованих засобах вимірювання.

4.3. Пристрої для вимірювання електричної ємності МЕМС-сенсорів та її відхилення від номінального значення

4.3.1. Пристрої обробки сигналів МЕМС-сенсорів на основі сигма-дельта АЦП

На даний час технологія сигма-дельта перетворення добре відпрацьована і використовується в АЦП з високою розділовою здатністю. На рис. 4.13 спрощено показана архітектура типового промислового сигма-дельта АЦП, в якому конденсатори C_{ex} і C_0 періодично переключаються між входом сигналу U_{ex} і джерелом опорної напруги U_0 , “накачуючи” заряд конденсатора інтегратора C_{INT} [30].

Компаратор контролює рівень сигналу на виході інтегратора і керує фазою підключення конденсаторів, замикаючи коло зворотного зв'язку і компенсуючи струми в сигнальному та опорному колах. Однобітний потік нулів і одиниць на виході компаратора змінюється відповідно до величини заряду, пропорційного напрузі на ємності, що необхідно для балансування кола. Тому що ємність кон-

денсатора в АЦП має фіксовану величину, густина одиниць в однобітному потоці відповідає співвідношенню напруг $U_{вх}$ і U_0 . Цифровий фільтр обробляє однобітний потік даних і формує результат перетворення в цифровій формі.

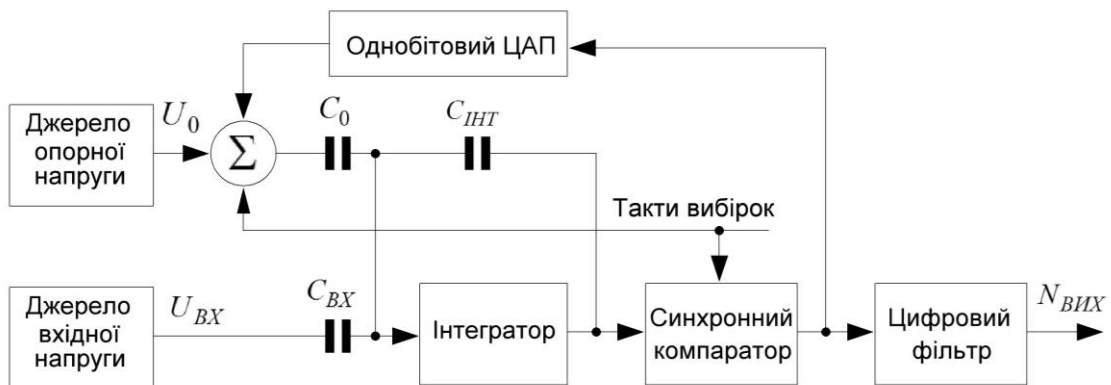


Рис. 4.13. Спрощена структурна схема сигма-дельта АЦП

Така архітектура має високу лінійність і точність, а її особливістю є компроміс між розділовою здатністю і швидкодією (частотою оновлення даних на виході). Якщо цифровий фільтр накопичує багато однобітних даних, то це збільшує час обробки, однак і збільшує кількість розрядів “без тремтіння”. Розділова здатність обмежується тільки шумом системи. Частота оновлення даних на виході обмежена максимальною тактовою частотою, яка визначається швидкістю перемикавання електронних ключів, смугою пропускання інтегратора і швидкодією синхронного компаратора. Якщо розглянути характеристики типових сигма-дельта АЦП, то 24-розрядний перетворювач гарантовано забезпечує 18 стабільних розрядів від мінімуму до максимуму, інтегральна нелінійність складає $4 \cdot 10^{-6}$, а частота оновлення даних на виході – від 10 кГц до 40 кГц [4].

У звичайному сигма-дельта АЦП відбувається перемикавання конденсаторів фіксованої ємності, що приводить до вирівнювання заряду між змінним сигналом на аналоговому вході та постійним сигналом джерела опорної напруги. Однак тому, що заряд пропорційний напрузі на ємності, можна зафіксувати вхідну напругу і змінювати ємність.

Модифікована схема сигма-дельта модулятора наведена на рис. 4.14 [30], в якій як фіксована вхідна напруга використовується напруга збудження, а конденсатор, ємність якого змінюється, розглядається як ємнісний сенсор. В результаті вихідний код буде відповідати співвідношенню ємності сенсора C_d і опорної єм-

ності C_0 . Такий новий підхід дозволяє реалізувати пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення розділової здатності, точності та лінійності перетворення. Крім того, такий інтерфейс нечутливий до величини ємності між виводами сенсора і спільним проводом або до струму витoku на спільний провід [37].

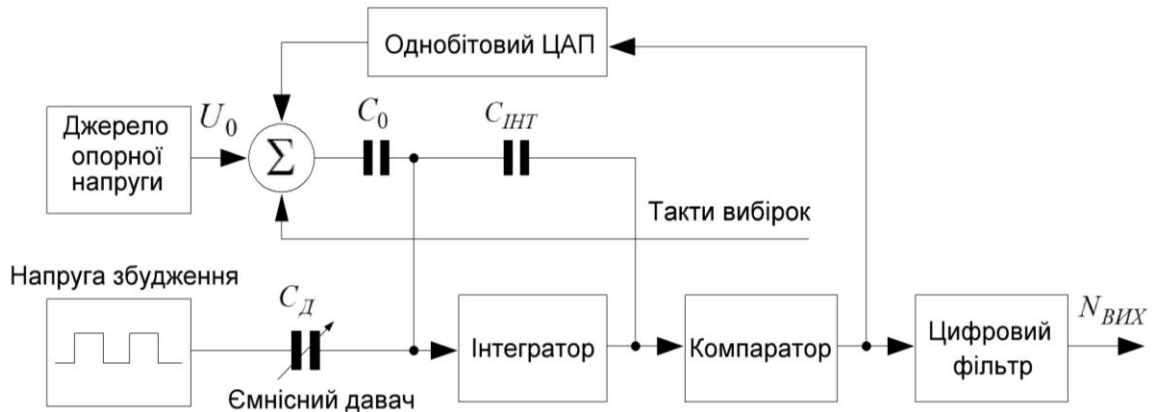


Рис. 4.14. Структурна схема сигма-дельта АЦП як вимірювача ємності

Перетворювач ємності в цифровий код може бути повністю виконаний у вигляді однокристального пристрою, що забезпечує високий ступінь інтеграції, простоту реалізації схеми, високу повторюваність, високу надійність і значне зменшення собівартості модуля.

4.3.2. Пристрої для вимірювання відхилення електричної ємності від номінального значення

В більшості задач вимірювання, контролю і керування з використанням ємнісних сенсорів різного призначення інформацію несе не абсолютне значення їх електричної ємності, а її відхилення від деякого номінального значення. Однак принцип дії більшості вимірювальних перетворювачів оснований на вимірюванні повної ємності сенсора, що не дозволяє ефективно використовувати повний діапазон перетворення вимірювальних пристроїв. Тому ряд фірм і окремі розробники пропонують оригінальні варіанти побудови вимірювачів відхилення електричної ємності сенсора відносно деякого еталонного значення. Тут необхідно виділити закінчені інтегральні мікросхеми, серед яких найбільш поширеними є *AD7745/AD7746* [51] та *AD7747* [52] фірми *Analog Devices*.

Дані мікросхеми дозволяють з високою розділовою здатністю (ефективна

розділова здатність до 21 розряду) та точністю до ± 4 фФ вимірювати прирости до ± 4 пФ відносно еталонного значення ємності від 0 до 17 пФ.

Схема включення двох ємнісних сенсорів C_0 і C_D (рис. 4.15, а) забезпечує перетворення відхилення ємності в цифровий код $N_{ВИХ} = k \cdot \Delta C = k \cdot (C_0 - C_D)$, де k – коефіцієнт перетворення. Один з цих конденсаторів, наприклад C_0 , має бути еталонним з номіналом від 0 до 17 пФ, відносно якого вимірюється приріст $|\Delta C| \leq 4$ нФ. Ємності підключаються між відповідними входами $Cin(+)$, $Cin(-)$ і виходом EXC джерела збудження (*Excitation Source*), що формує прямокутні імпульси, які керують колами перезаряду сигма-дельта модулятора. На рис. 4.15, а CDC (*capacitance to digital converter*) – перетворювач ємності в цифровий код.

Якщо в мікросхемах наявні програмно перестроювані перетворювачі код – ємність ($CAPDAC$), то це дозволяє програмно зміщувати рівні ємностей C_0 і (або) C_D на величину до 17 пФ (рис. 4.15, б). Результат перетворення різниці двох ємностей з врахуванням впливу $CAPDAC$:

$$N_{ВИХ} = k \cdot [(C_0 + CAPDAC(+)) - (C_D - CAPDAC(-))]. \quad (4.36)$$

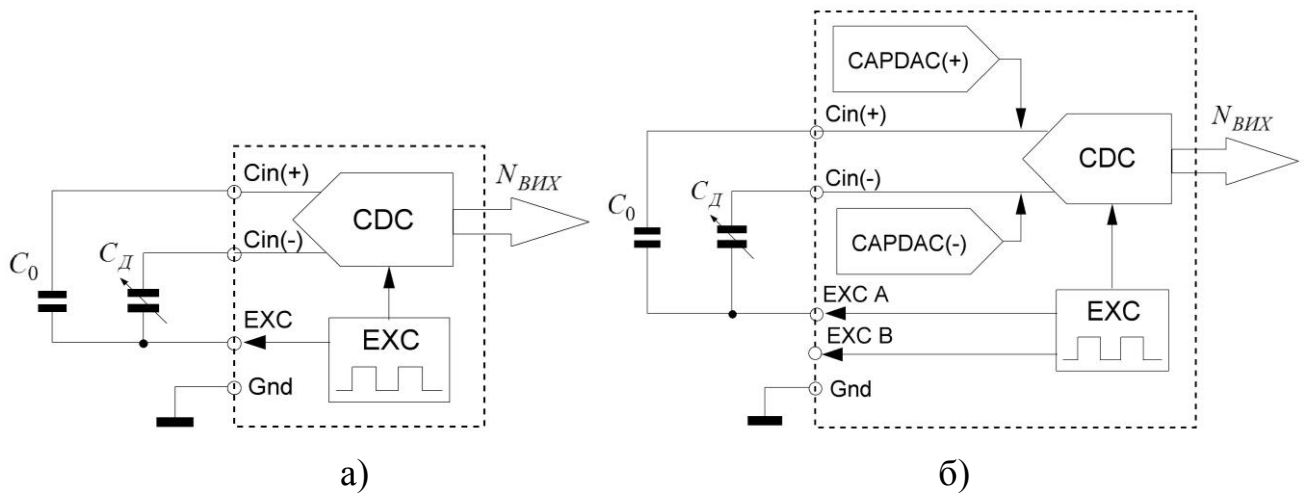


Рис. 4.15. Спрощені схеми підключення двох ємнісних сенсорів до вимірювального пристрою на мікросхемі AD7745 (а) та з використанням вбудованих програмованих перетворювачів код – ємність ($CAPDAC$) (б)

Так, при підключенні тільки ємності C_0 (ємності C_D бітом керування $CAPDIFF$ задається нульове значення) і значенні $CAPDAC(+)=17$ нФ буде фіксуватися зміна C_0 від 13 пФ до 21 пФ.

Перетворювачі *CAPDAC* мають розрядність 7 біт, що при діапазоні 21 пФ відповідає дискретності зміни ємності 164 фФ. Однак така точність не відповідає 21-розрядній розділовій здатності власне *CDC*. Ця похибка може бути скомпенсована при калібруванні внесенням у 16-розрядний регістр *CAP Offset Calibration Register* поправки нульового зміщення в діапазоні ± 1 пФ з дискретністю 31 аФ.

Обмеженням для широкого використання таких перетворювачів є обмежений діапазон номінальних значень ємності (0...20) пФ, відносно якого вимірюється приріст ємності (до ± 8 пФ). Розширити вказаний діапазон можна при зміні величини заряду ємності сенсора імпульсами джерела опорної напруги [52], тому що заряд ємності прямо пропорційний напрузі на ній: $Q = CU$.

Якщо підключається ємність одного сенсора, то вона заряджається імпульсами джерела збудження (*Excitation Source*) U_{EXC} , а внутрішня еталонна ємність заряджається від опорної напруги U_0 . При використанні в якості джерела збудження напруги $U_{EXC(A-B)} = U_{EXCA} - U_{EXCB}$, яка формується зовнішньою схемою, можна зменшити амплітуду сигналу збудження у α разів, що приводить до розширення діапазону перетворюваних ємностей при незмінній величині заряду.

Мікросхеми типу *AD7745/AD7746* та *AD7747* мають по два джерела напруги збудження *EXC A* і *EXC B*, амплітуди напруг яких можуть задаватися програмно (зазвичай їх задають як половину напруги джерела живлення). Крім того, можна для кожного виводу запрограмувати пряме або інверсне значення вихідного сигналу і отримати $U_{EXC\ peak-to-peak} = E_{Ж}$.

Сигнали з виходів джерел напруги збудження подаються на неінвертуючий підсумовуючий підсилювач з одиничним коефіцієнтом передачі. При рівності амплітуд $U_{EXCA} = U_{EXCB} = U_{EXC}$ та їх протифазному режимі роботи отримаємо необхідне значення коефіцієнта α за умов потрібного розширення величини номінального значення контрольованої ємності та діапазону перетворення:

$$\alpha = \frac{C_{0.ном}}{C_{0.он}} = \frac{U_{EXC}}{U_{EXC(A-B)}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2}, \quad (4.37)$$

де R_1 та R_2 – зовнішні резистори, підключені до входів неінвертуючого підсумовуючого підсилювача, які забезпечують необхідне значення коефіцієнта α .

При використанні мікросхеми *AD7745* для збільшення номінального значення ємності сенсора з $C_{0.оп} = 17 \text{ нФ}$ до $C_{0.ном} = 150 \text{ нФ}$ необхідно підбором опорів резисторів R_1 і R_2 забезпечити значення $\alpha = 8.82$. З тим самим коефіцієнтом збільшується і діапазон вимірюваного приросту ємності, тобто при заданому для *AD7745* значенні $\Delta C = \pm 4 \text{ нФ}$ отримуємо можливість вимірювати відхилення ємності в діапазоні $\pm 35.28 \text{ нФ}$ [37].

На відміну від мікросхем *AD7745/7746*, у яких обкладки досліджуваних конденсаторів не мають зв'язку з сигнальною землею *Gnd*, в мікросхемах *AD7747* передбачено підключення одного з виводів конденсатора безпосередньо до землі, однак при цьому постає проблема впливу паразитних ємностей, що шунтують досліджувану. Для зменшення цього ефекту передбачена можливість підключення екрануючої обкладки вхідного кола до виводу *SHLD* (рис. 4.16), з якого знімається сигнал з формою, аналогічною формі сигналу збудження, що вирівнює потенціали входу *Cin* та екрануючої обкладки *SHLD*.

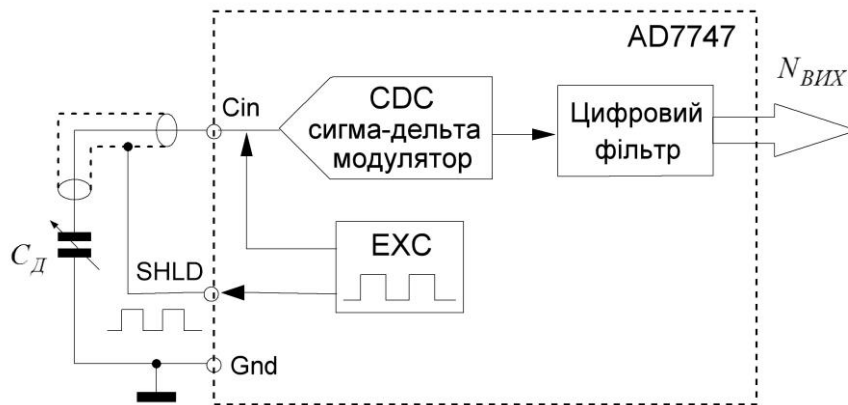


Рис. 4.16. Схема включення досліджуваної ємності з підключенням безпосередньо до сигнальної землі

Більш широкий діапазон перетворення відносної зміни ємності забезпечують перетворювачі приросту ємності в напругу на двох інтеграторах (рис. 4.17). Заряд вимірюваного і еталонного конденсаторів від двох джерел струму I_1 та I_2 з синхронною зміною напрямку струму заряду формує дві пилкоподібні напруги з періодом T , які знімаються з конденсаторів C_0 і C_D та мають амплітуди

$$U_{m1} = \frac{I_1 T}{2C_0} \quad \text{та} \quad U_{m2} = \frac{I_2 T}{2C_D}. \quad (4.38)$$

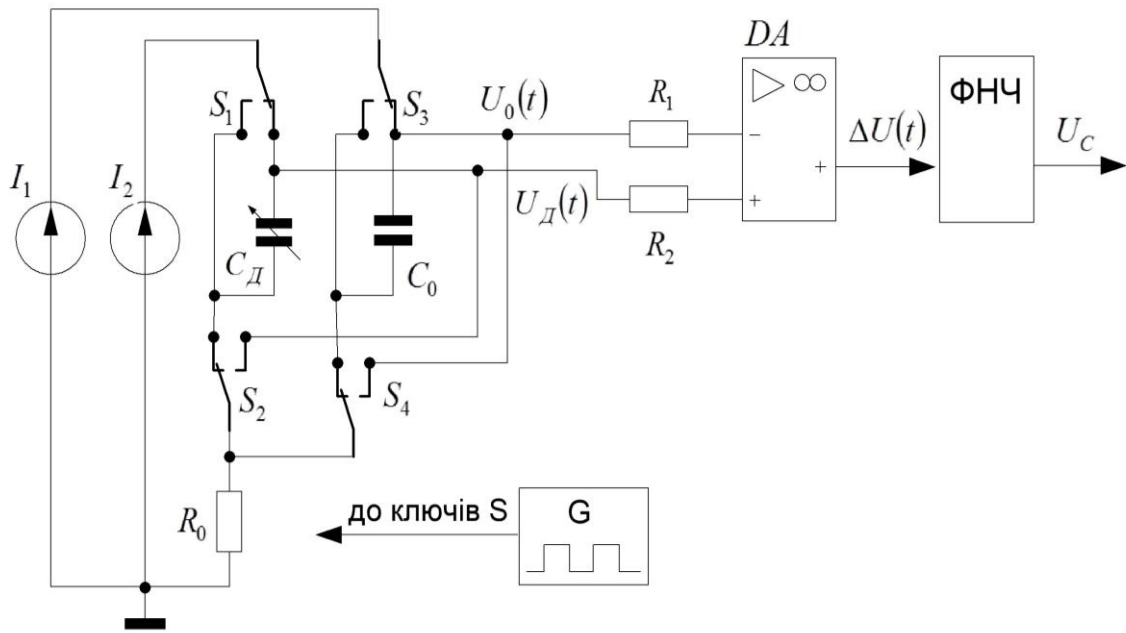


Рис. 4.17. Пояснення принципу перетворення відносного приросту ємності від номіналу на базі двох інтеграторів

Зміна напрямку струмів заряду відбувається при комутації струмових кіл ключами $S1 \dots S4$, що керуються тактовим генератором прямокутних імпульсів G . При забезпеченні рівності струмів $I_1 = I_2 = I$ амплітуда різницевого сигналу, що виділяється віднімальним підсилювачем з коефіцієнтом підсилення K_U [30]

$$\Delta U_m = \frac{K_U I T C_D C_0}{2(C_D - C_0)}. \quad (4.39)$$

Якщо номінальне значення вимірюваної ємності дорівнює ємності опорного конденсатора, тобто $C_{Д.ном} = C_0$, то напруга на виході підсилювача

$$\Delta U(t) = K_U I \frac{\Delta C_D t}{2C_0 (C_0 \pm \Delta C_D)}. \quad (4.40)$$

Виділена фільтром нижніх частот (ФНЧ) постійна складова сигналу $\Delta U(t)$ є вихідним сигналом перетворювача U_C , який далі подається на вхід АЦП:

$$U_C = K_U I \frac{\Delta C_D T}{4C_0 (C_0 \pm \Delta C_D)}. \quad (4.41)$$

Відносна зміна вимірюваної ємності відповідно до (4.41)

$$\delta C_D = \frac{\Delta C_D}{C_0} = \frac{U_C k_C}{1 \mp U_C k_C}, \quad (4.42)$$

де δC_D – відносьне відхилення вимірюваної ємності від номінального значення

$$C_{D,ном}; k_C = \frac{4C_0}{K_U IT} \text{ – масштабний коефіцієнт [37].}$$

За отриманими формулами можна при заданому номінальному значенні вимірюваної ємності вибрати потрібні величину струму і період слідування імпульсів синхрогенератора або за відомими максимальними значеннями періоду T та струму I визначити мінімальне значення вимірюваної ємності.

На рис. 4.18 наведена реалізація схеми рис. 4.17 при використанні прецизійного аналогового мікроконтролера $ADuCM360/CM361$ [53] з вбудованим диференціальним підсилювачем з програмованим коефіцієнтом підсилення (PGA), двома 24-розрядними АЦП, двома вбудованими програмованими джерелами струму і 32-розрядними таймерами, а також додаткових зовнішніх ключів і ФНЧ. Функція тактового генератора G реалізується на базі вбудованого таймера.

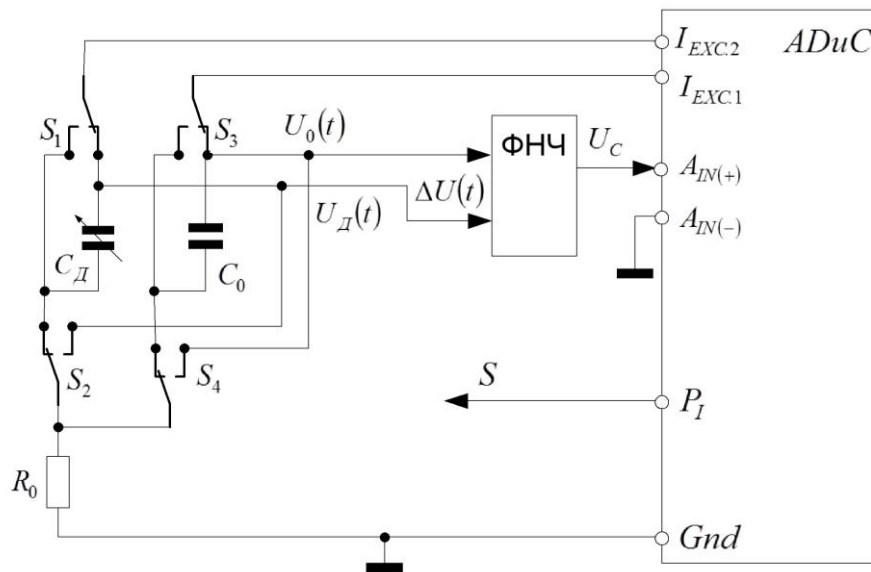


Рис. 4.18. Структурна схема перетворювача відносного відхилення значення ємності від номіналу на базі аналогового мікроконтролера

Для використання повного діапазону перетворення необхідно забезпечити

$$U_0 = K_U U_{C_{D, \max}}, \quad (4.43)$$

де $U_0 = 0.5U_C = 1.2 \text{ В}$ – опорна напруга АЦП; $U_{C_{D, \max}}$ – напруга на вході АЦП.

При максимальному значенні відхилення $\delta C_{D, \max} = 1$ відповідно до (4.42)

$$\text{отримаємо необхідне значення } k_C = \frac{\delta C_{D, \max}}{U_C (1 \pm \delta C_{D, \max})} = \frac{1}{2.4 \cdot (1+1)} = 0.208 \text{ [30].}$$

За відомим значенням k_C при мінімальному струмі збудження $I = 10 \text{ мкА}$, періоді тактової частоти таймера $T = 62.5 \text{ нс}$ та $K_U = 1$ з (4.41) можна визначити мінімальне номінальне значення вимірюваної ємності. Теоретично дана схема може забезпечити мінімальне номінальне значення $C_{0,\min} = 32 \text{ пФ}$ з дискретністю 1 фФ (при ефективній розрядності АЦП 15 розрядів і частоті опитування 8 кГц). Однак досягнення таких параметрів обмежується впливом паразитних параметрів (кінцевий вхідний опір PGA , опори витоку ключів та ін.). При використанні швидкодіяного АЦП функцію ФНЧ реалізують програмними засобами.

Перетворювач відносної зміни величини вимірюваної ємності в напругу на базі двох інтеграторів реалізований в серійних мікросхемах *CAV414/424 Analog Microelectronics* [30, 49, 50] (рис. 4.19). Струми I_1 та I_2 задаються резисторами R_2 та R_3 і опорною напругою $U_{оп}$, тобто $I_1 = U_{оп}/R_3$ та $I_2 = U_{оп}/R_2$ [32].

Частота тактового генератора G (*reference oscillator*):

$$f_{osc} = \frac{U_{оп}}{2R_6 C_{osc} U_{osc}}, \quad (4.44)$$

де U_{osc} – амплітуда вихідної напруги тактового генератора.

Подальше перетворення різниці зарядів ємностей C_D і C_0 в диференціальну напругу відбувається аналогічно схемі рис. 4.16.

Інший принцип перетворення відхилення електричної ємності від номінального значення використовується в мікросхемі *CAV444* [30, 51]. В схемі спочатку відбувається частотно-імпульсне перетворення контрольованої ємності, а отриманий тактовий сигнал далі використовується в перетворювачі частота – напруга, на виході якого формується напруга $U_{вих} = k_C \delta C_M$.

Таким чином, використання розглянутих мікросхем дозволяє розв'язати більшість технічних задач, пов'язаних з контролем приростів електричної ємності ємнісних сенсорів. Однак значна кількість необхідних зовнішніх навісних елементів створює деякі ускладнення для забезпечення високої точності вимірювань. Використовувані в розглянутих мікросхемах принципи перетворення можуть бути успішно реалізовані на базі сучасних мікроконтролерів.

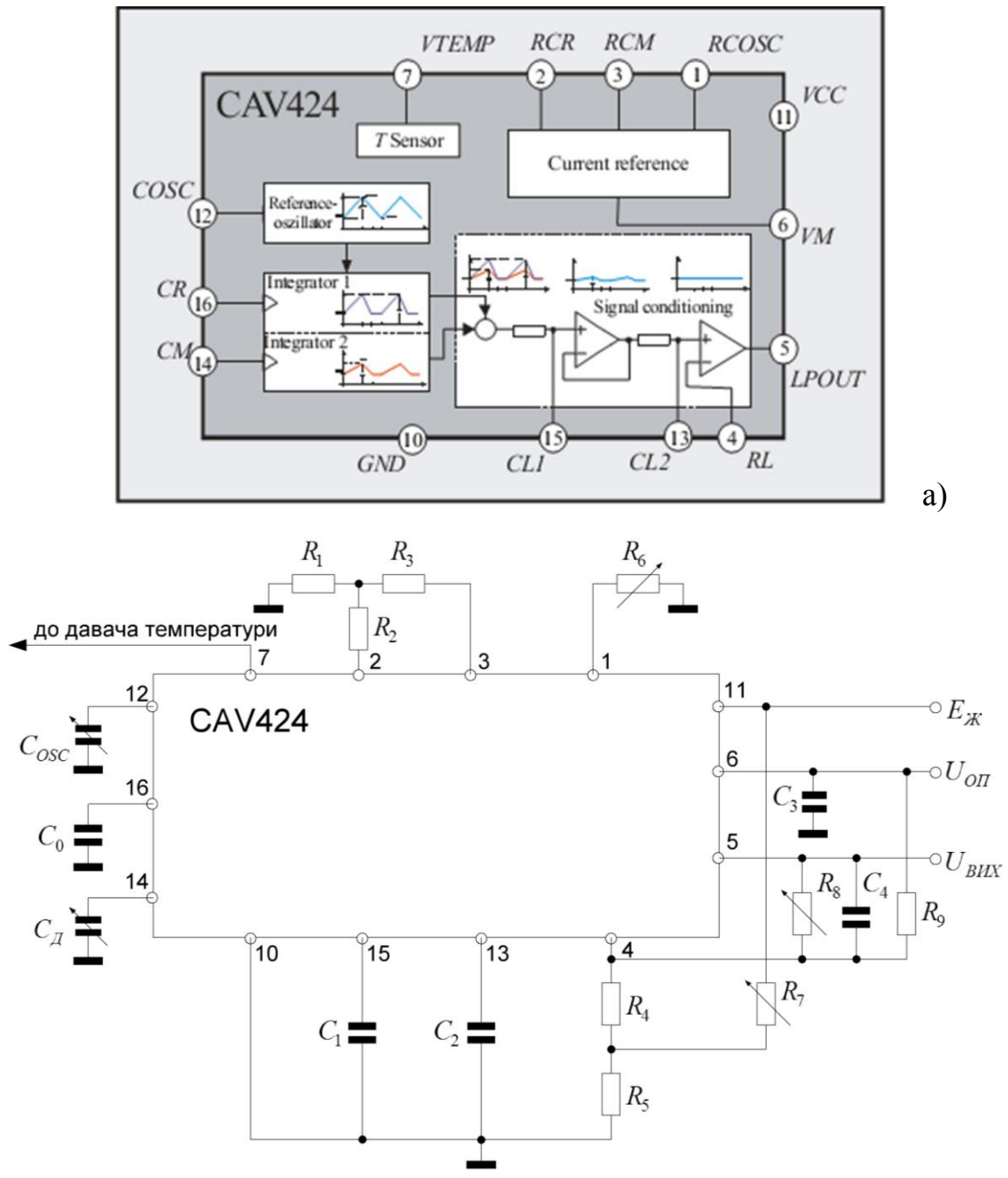


Рис. 4.19. Структурна схема перетворювача ємність – напруга (а) і схема підключення зовнішніх елементів (б)

4.4. Методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних роботів

4.4.1. Структура системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини

В системі керування МР один сенсор може брати участь у формуванні ке-

руючої дії для декількох виконавчих пристроїв, а сигнал, що подається на виконавчий пристрій, може залежати від сигналів декількох сенсорів. Така структура побудови системи керування МР не дозволяє використовувати традиційні способи визначення потрібних частот дискретизації [2, 45, 47]. Крім того, програми вводу-виводу сигналів в системі керування через інтерфейсну шину також накладають свої додаткові вимоги на значення частот дискретизації. Тому значення частоти дискретизації аналогових сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системах МР мають вибиратися з обов'язковим врахуванням структури системи.

Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини [6, 12, 20, 35] наведена на рис. 4.20, до складу якої входять об'єкт керування, блоки вводу-виводу даних і керування та цифрова інтерфейсна шина.

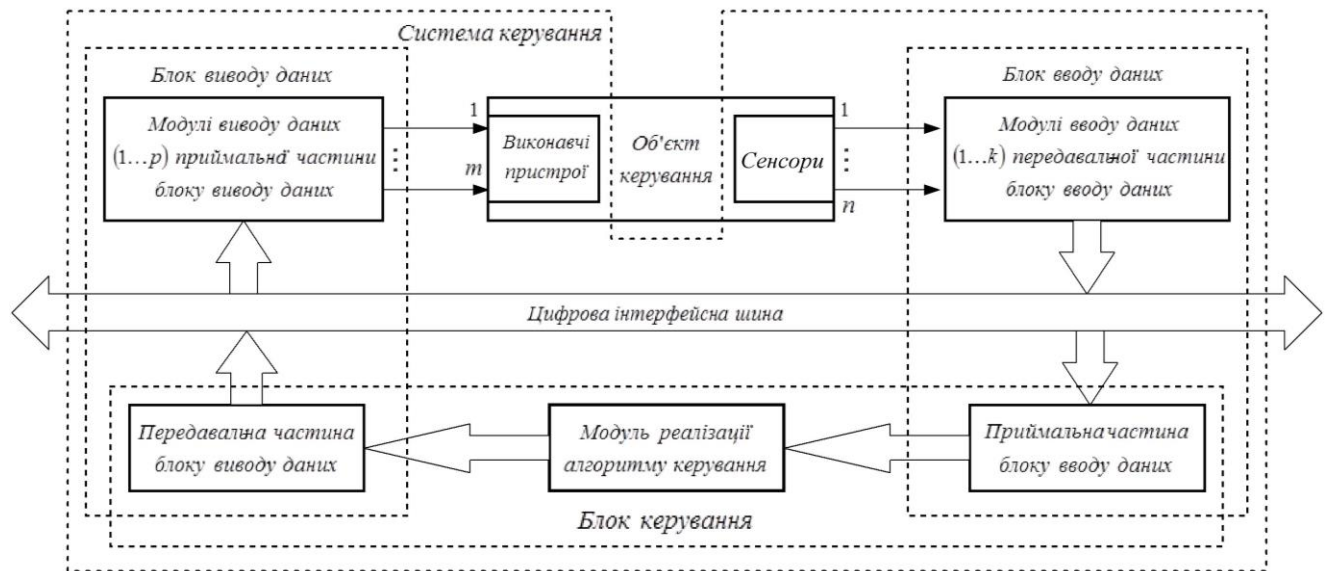


Рис. 4.20. Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини

До складу об'єкту керування входять n давачів (сенсорів) та t виконавчих пристроїв. Сигнал кожного i -го сенсора ($1 \leq i \leq n$) вводиться до системи керування за допомогою передавальної частини блоку вводу даних, яка складається з k модулів вводу даних. Сигнали для кожного j -го виконавчого пристрою ($1 \leq j \leq t$) вводяться за допомогою приймальної частини блоку виводу даних, яка складається з p модулів виводу даних.

Блок керування складається з модуля реалізації алгоритму керування, приймальної частини блоку вводу даних і передавальної частини блоку виводу

даних. В колі “сенсор – виконавчий пристрій” відбувається дискретизація аналогового сигналу сенсора і перетворення цифрового сигналу у вихідний аналоговий сигнал керування. В одноканальній структурі за результатами оцінки таких процесів відбувається вибір частоти дискретизації [43, 45, 47]. Однак в системі керування рис. 4.20 оцінка має проводитися з врахуванням структури системи.

Тому далі розглянемо вдосконалення і практичне використання алгоритму знаходження підсумкової частоти дискретизації сигналів n сенсорів, які формують сигнали керування для m виконавчих пристроїв МР.

4.4.2. Розробка алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування

Як показано в [38, 39], оптимальна частота дискретизації в системі керування визначається як результат розв’язання прямої задачі розподілу похибок:

$$\delta_{БПij}^2 = K_{Вij}^2 \delta_{Нij}^2 + \delta_{ВДij.мет}^2 = \delta_{\Sigma ij}^2 - (K_{Вij}^2 \delta_{ВВij}^2 + \delta_{АКj}^2 + \delta_{ВИВij}^2). \quad (4.45)$$

В (4.45) введено такі позначення: $i = 1, 2, \dots, n$ – номер сенсора, n – кількість сенсорів; $j = 1, 2, \dots, m$ – номер виконавчого пристрою, m – кількість виконавчих пристроїв; $\delta_{БПij}$ – середньоквадратична похибка (СКП) системи керування, яка визначає величину частоти дискретизації; $\delta_{\Sigma ij}$ – сумарне значення СКП ij -го каналу керування; $\delta_{ВВij}$ – СКП системи керування для вводу сигналу i -го сенсора для керування j -м виконавчим пристроєм (від i -го сенсора до системи керування); $\delta_{Нij}$ – СКП накладання спектрів, яка виникає при дискретизації сигналу i -го сенсора в процесі формування сигналу керування для j -го виконавчого пристрою; $\delta_{ВИВij}$ – СКП системи керування при виводі сигналу для j -го виконавчого пристрою під дією i -го сенсора (від системи керування до j -го виконавчого пристрою); $\delta_{ВДij.мет}$ – методична похибка відновлення сигналу керування для j -го виконавчого пристрою при формуванні сигналу керування від i -го сенсора; $\delta_{АКj}$ – СКП реалізації алгоритму керування для j -го виконавчого пристрою; $K_{Вij}$ – коефіцієнт впливу каналу i -го сенсора на j -ий канал керування, $K_{Вij} \leq 1$.

Якщо i -ий сенсор не бере участі в процесі формування сигналу керування

для j -го виконавчого пристрою, то відповідний коефіцієнт впливу $K_{Bij} = 0$. Конкретне значення коефіцієнта впливу встановлюють відповідно до алгоритму керування для кожного каналу. В кожному з $n \cdot m$ каналів системи згідно з (4.45) наявні похибки, які напряду визначають величину частоти дискретизації [38, 45, 47]. Похибка δ_{Hij} визначає величину частоти дискретизації сигналу i -го сенсора $f_{ДijH}$ при накладанні спектрів сигналів, а похибка $\delta_{ВДij.мет}$ – величину частоти дискретизації сигналу керування для j -го виконавчого пристрою $f_{ДijB}$ при відновленні сигналу керування. Тоді відповідно до (4.45) в системі керування рис. 4.20 в найгіршому випадку буде $2 \cdot n \cdot m$ частот дискретизації, з точки зору похибок накладання спектрів буде $n \cdot m$ частот дискретизації $f_{ДijH}$:

$$f_{ДijH} = F_H(\delta_{Hij}), \quad (4.46)$$

а з точки зору похибок відновлення також буде $n \cdot m$ частот дискретизації $f_{ДijB}$:

$$f_{ДijB} = F_M(\delta_{ВДij.мет}). \quad (4.47)$$

Ці частоти необхідно розглядати парами: $\{f_{ДijH}; f_{ДijB}\}$. Далі можна використовувати один з двох алгоритмів, розглянутих в [11, 39]. За алгоритмом [11] з пари частот вибирають максимальну: $f_{Дij.мах} = \{f_{ДijH}; f_{ДijB}\}_{мах}$, а відповідно до ітераційного алгоритму [39] проводиться перерозподіл похибок δ_{Hij} і $\delta_{ВДij.мет}$ між собою доти, поки не буде виконуватися рівність частот $f_{ДijH} = f_{ДijB}$.

Кожний i -ий сенсор (j -ий виконавчий пристрій) в граничному випадку буде мати m (n) частот дискретизації, з яких вибирається максимальна, що і буде частотою дискретизації i -го сенсора (частотою видачі інформації на j -ий виконавчий пристрій). На рис. 4.21 наведена робота такого алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування, яка описується набором рівнянь:

$$\begin{aligned} F_{ВП1} &= \{F_{Д11}, F_{Д12}, F_{Д13}\}; \\ F_{ВП2} &= \{F_{Д23}, F_{Д2n}\}; \\ &\dots\dots\dots \\ F_{ВПm} &= \{F_{Дm2}, F_{Дm3}, F_{Дmn}\}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Відповідно до рівнянь (4.48) система керування формує m керуючих дій

$F_{ВПj}$, які отримують як результат реалізації m функцій керування типу $\{F_{Д11}, F_{Д12}, \dots, F_{Дij}, \dots, F_{Дmn}\}$. Аргументами функцій керування є сигнали n сенсорів, а змістова частина визначається використовуваним алгоритмом керування. Аналізуючи кожну функцію керування, встановлюють величини коефіцієнтів впливу $K_{Вij}$. Кожний зв'язок i -го сенсора з j -им виконавчим пристроєм має задачу розподілу похибок, результатом розв'язання якої є знаходження двох частот дискретизації $f_{ДijH}$ і $f_{ДijB}$ за методиками, розглянутими в роботах [2, 11, 39].

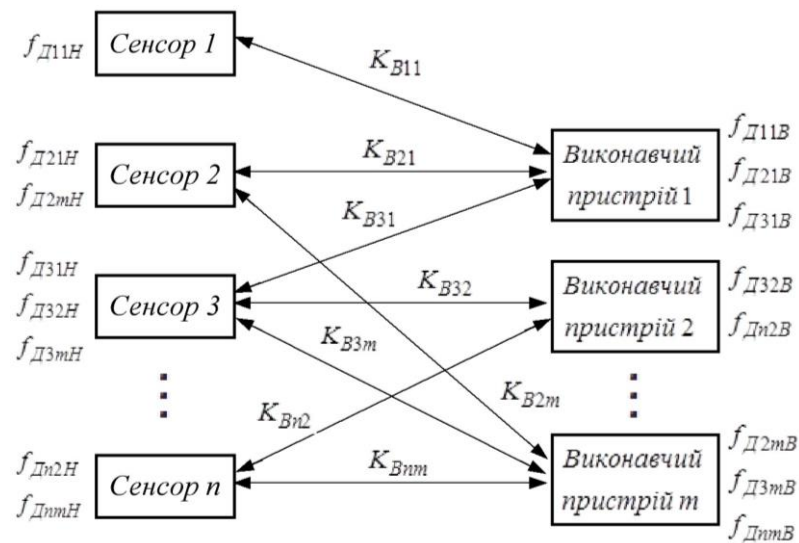


Рис. 4.21. Робота алгоритму визначення частот дискретизації

Кількість частот дискретизації, що буде мати кожний i -ий сенсор, дорівнює кількості виконавчих пристроїв, які використовують його сигнал. Кількість частот дискретизації, що буде мати кожний j -ий виконавчий пристрій, дорівнює кількості сенсорів, сигнали яких використовуються для формування керуючої дії.

Підсумкові частоти дискретизації сигналів i -го сенсора або j -го виконавчого пристрою ($f_{ДijH}$ та $f_{ДijB}$) будуть дорівнювати максимальним частотам дискретизації з усіх отриманих частот для i -го сенсора або j -го виконавчого пристрою. Для варіанту реалізації системи керування (рис. 4.21) ці частоти наведені в (4.49):

$$\begin{aligned}
 f_{Д1H} &= \{f_{Д11H}\}; & f_{Д1B} &= \{f_{Д11B}, f_{Д21B}, f_{Д31B}\}_{\max}; \\
 f_{Д2H} &= \{f_{Д21H}, f_{Д2mH}\}_{\max}; & f_{Д2B} &= \{f_{Д32B}, f_{Дn2B}\}_{\max}; \\
 f_{Д3H} &= \{f_{Д31H}, f_{Д32H}, f_{Д3mH}\}_{\max}; & & \dots \dots \dots \\
 & \dots \dots \dots & f_{ДmB} &= \{f_{Д2mB}, f_{Д3mB}, f_{ДnmB}\}_{\max}.
 \end{aligned}
 \tag{4.79}$$

Потрібна частота дискретизації каналу цифрового інтерфейсу вводу-виводу для вводу сигналів n сенсорів та виводу сигналів для m виконавчих пристроїв f_{Σ} визначається сумою частот дискретизації модулів вводу $f_{\Sigma D}$ і виводу $f_{\Sigma BП}$ даних:

$$f_{\Sigma} = f_{\Sigma D} + f_{\Sigma BП} = \sum_{i=1}^n f_{DiH} + \sum_{j=1}^m f_{DjB}. \quad (4.50)$$

При цьому сумарна частота дискретизації $f_{\Sigma D}$ фактично є тактовою частотою роботи аналогового інтерфейсу і визначає потрібну мінімальну швидкість вводу інформації в цифровій системі контролю і керування [38]. Циклом опитування сенсорів є часовий інтервал $T_{Ц} = \frac{1}{f_{DiH.min}}$, протягом якого будуть прийняті цифрові сигнали від усіх сенсорів. Тривалість циклу опитування визначається частотою опитування сигналу сенсора з мінімальною частотою $f_{DiH.min}$, а під час циклу опитування цей сенсор буде опитаний тільки один раз.

Якщо частоти дискретизації всіх сенсорів однакові ($f_{DiH.min} = f_{DiH.max}$), то алгоритм вводу інформації є циклічним. Якщо $f_{DiH.min} < f_{DiH.max}$, то такий алгоритм вводу інформації є програмним, при якому кількість тактів опитування в циклі l_{Σ} може значно перевищувати кількість сенсорів n [34]:

$$l_{\Sigma} = \frac{f_{\Sigma D}}{f_{DiH.min}} = \frac{1}{T_{\Sigma D} f_{DiH.min}} = \frac{T_{Ц}}{T_{\Sigma D}}. \quad (4.51)$$

Особливістю програмного опитування є те, що окремі сенсори в циклі опитуються декілька разів, при цьому кількість опитувань i -го сенсора в циклі

$l_i = \frac{f_{DiH}}{f_{DiH.min}}$. В даному випадку необхідно виконати умову рівності l_i інтервалів

опитування сенсорів у циклі, а $l_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n l_i$.

При використанні програмного опитування можливим є додаткове збільшення потрібної частоти вводу інформації в цифрову систему контролю і керування, що пов'язано з двома процесами [35]:

- приведенням кількості опитувань в циклі до цілих чисел ($f_{\Sigma D1}$);
- розміщенням програми опитування всередині циклу ($f_{\Sigma D2}$).

Кількість опитувань одного сенсора може бути тільки цілим числом, тобто

$$l_{i1} = \left\lceil \frac{f_{DiH}}{f_{DiH.min}} \right\rceil, \quad (4.52)$$

де оператор $\lceil \cdot \rceil$ означає вибір найближчого більшого цілого числа, а кількість тактів опитування в циклі

$$l_{\Sigma 1} = \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (4.53)$$

Це приводить до того, що частота роботи аналогового інтерфейсу для опитування n сенсорів $f_{\Sigma D}$ збільшиться у порівнянні з (4.50) до значення $f_{\Sigma D1}$:

$$f_{\Sigma D1} = f_{DiH.min} \cdot \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (4.54)$$

З співвідношень (4.52) та (4.54) отримуємо обмеження значення можливого збільшення частоти опитування сенсорів в аналоговому інтерфейсі: $f_{\Sigma D1} = f_{\Sigma D} + n \cdot f_{DiH.min}$. Імпульси опитування кожного сенсора в циклі мають бути розташовані через однакову кількість тактів, що можна записати як

$$\frac{l_{\Sigma 1}}{l_{i1}} = q_i, \quad \text{де } q_i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (4.55)$$

Якщо умова (4.55) не виконується, то окремі інтервали опитування всередині циклу необхідно коригувати, що відбувається при збільшенні $f_{\Sigma D2}$.

Проблема створення оптимальної програми опитування сенсорів в аналоговому інтерфейсі полягає в розв'язанні комбінаторної задачі повного перебору усіх можливих варіантів. Однак навіть для порівняно невеликої кількості сенсорів часто такий підхід є непридатним через велике обчислювальне навантаження і складне логічне описання задачі.

4.4.3. Практичне розв'язання задачі опитування сенсорів навігаційної системи мобільного робота

Результати проведених досліджень показали, що спеціальне завищення значення частоти $f_{DiH.min}$ оптимізує значення потрібної частоти вводу інформації аналогового інтерфейсу після процедури приведення кількості опитувань в циклі до цілих чисел, наближаючи її до $f_{\Sigma D}$. При реалізації такого алгоритму необхід-

но збільшувати значення $f_{ДiH.min}$ з деяким кроком, однак штучне завищення $f_{ДiH.min}$ суттєво змінює величину відношення $\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$. В табл. 4.1 наведений варіант розрахунку частоти дискретизації $f_{\Sigma Д1}$ для навігаційної системи з сімома сенсорами (по три акселерометри і гіроскопи за відповідними осями, а також висотомір) при різних значеннях $f_{ДiH.min}$ [35]. Для розрахунку приймаємо такі частоти дискретизації сенсорів: $f_{Д1H} = 15 \text{ Гц}$; $f_{Д2H} = 25 \text{ Гц}$; $f_{Д3H} = 27 \text{ Гц}$; $f_{Д4H} = 31 \text{ Гц}$; $f_{Д5H} = 35 \text{ Гц}$; $f_{Д6H} = 40 \text{ Гц}$; $f_{Д7H} = 60 \text{ Гц}$.

Таблиця 4.1

Результати розрахунку тактової частоти роботи інтерфейсу як функції мінімальної частоти дискретизації сенсорів

№	$f_{min},$ Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{min}} \right\rceil$	$f_{\Sigma Д},$ Гц	$f_{\Sigma Д1},$ Гц	$\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$	l_{Σ}
1	15	1	2	2	3	3	3	4	233	270	1.159	18
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	233	263.5	1.131	17
3	16	1	2	2	2	3	3	4	233	272	1.167	17
4	16.5	1	2	2	2	3	3	4	233	280.5	1.204	17
5	17	1	2	2	2	3	3	4	233	289	1.24	17
6	18	1	2	2	2	2	3	4	233	288	1.236	16
7	19	1	2	2	2	2	3	4	233	304	1.305	16
8	20	1	2	2	2	2	2	3	233	280	1.202	14
9	30	1	1	1	2	2	2	2	233	330	1.416	11
10	60	1	1	1	1	1	1	1	233	420	1.806	7

На графіку рис. 4.22 показана залежність $\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$ від f_{min} , на якій виділяють мінімуми відношення $\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$. Оптимальні значення отримують при виборі мінімальної частоти за умови $f_{min} = 0.5 \cdot f_{ДiH}$ при $i > 1$. Параметри аналогового інтерфейсу, які відповідають цим мінімумам, вважають потенційно близькими до оп-

тимальних. В табл. 4.1 ці варіанти f_{\min} виділені жирним шрифтом. Для прийняття рішення про оптимальний варіант необхідно додатково розв'язати задачу складання програми опитування для виділених варіантів.

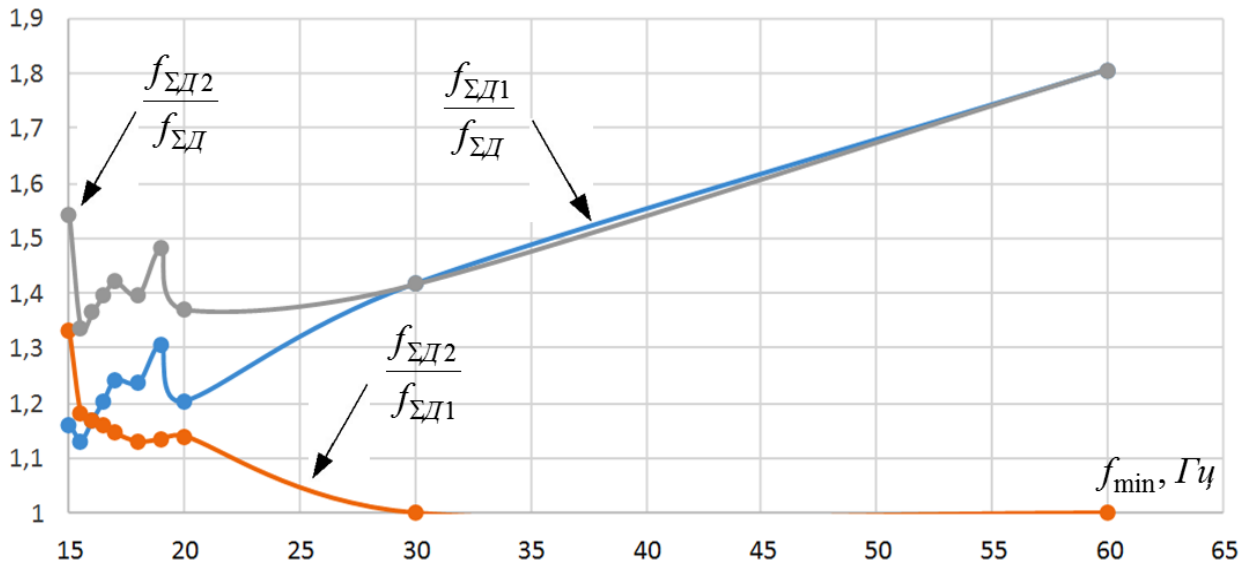


Рис. 4.22. Залежність тактових частот інтерфейсу від значення мінімальної частоти дискретизації сенсорів

Процедура розміщення програми опитування всередині циклу приводить до збільшення частоти роботи аналогового інтерфейсу до значення $f_{\Sigma D2}$ тому, що відношення $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$ не є цілим числом, а також при розміщенні необхідно імпульс опитування в програмі опитування зміщувати з оптимального місця тому, що воно зайняте імпульсом іншого сенсора, який розподілявся раніше.

Для останнього варіанту №10 коефіцієнти $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = 1$ і $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D}} = \frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$ отримуються автоматично, тому що при циклічному опитуванні для даного варіанту програма опитування розподіляється в циклі без втрат.

Розв'язок задачі розміщення програми опитування для варіантів №1 при $l_{\Sigma} = 18$, №2 при $l_{\Sigma} = 17$, №6 при $l_{\Sigma} = 16$ і №8 при $l_{\Sigma} = 14$ представлений на рис. 4.23, а результати розміщення для цих варіантів – в табл. 4.2 [35].

З табл. 4.2 виходить, що варіант №1 для задачі розміщення потребує збільшення частоти опитування в 1.33 рази, варіант №2 – в 1.18 рази, варіант №6 – в

1.13 рази, а варіант №8 – в 1.14 рази. Для варіантів №9 і №10 програма опитування розміщується без втрат, тобто $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = 1$. Отримана в результаті розв'язання задачі розміщення програм всередині циклу інформація занесена в табл. 4.3, в якій наведені виділені варіанти.

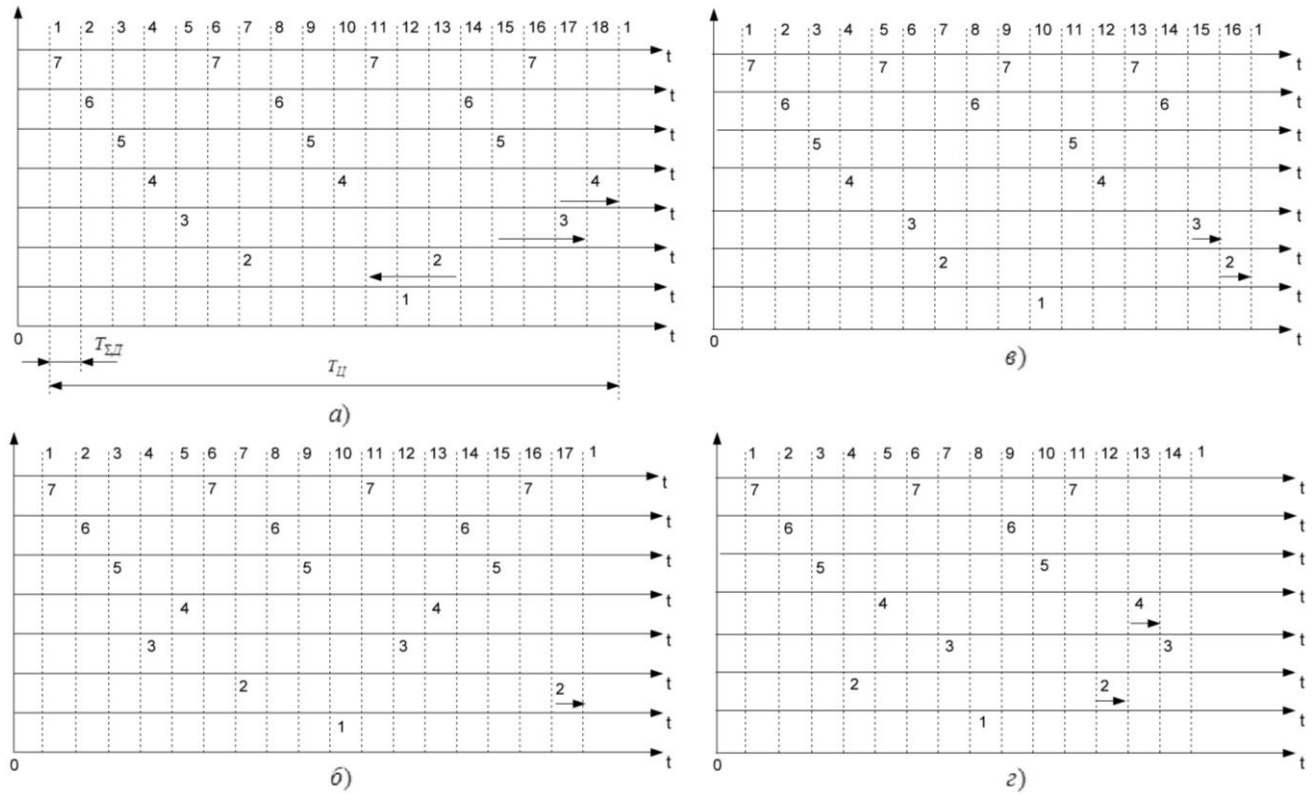


Рис. 4.23. Розміщення імпульсів опитування для різних варіантів:

а) – варіант №1; б) – варіант №2; в) – варіант №6; г) – варіант №8

На графіку (рис. 4.22) наведені загальні результати формування програми опитування. Як видно з підсумкової залежності $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = F(f_{\min})$, наявним є мінімум функції. Варіанти формування програми опитування, що знаходяться в зоні цього мінімуму, будуть близькими до оптимальної.

З табл. 4.3 і графіків рис. 4.22 можна зробити висновок, що оптимальності варіантів №2 та №8 практично рівноцінні. Тому можна рекомендувати вибрати варіант №8, який має меншу кількість імпульсів опитування (14 імпульсів) та більш наочну програму розміщення імпульсів опитування всередині циклу [37].

В розглянутому варіанті №10 при використанні циклічного опитування частота опитування в аналоговому інтерфейсі збільшується у порівнянні з вибра-

ним оптимальним варіантом №8 у $1.806/1.37=1.318$ рази, при цьому розкид між f_{\min} та f_{\max} невеликий і складає 4 рази. При великих значеннях розкиду між f_{\min} і f_{\max} частота опитування в аналоговому інтерфейсі при використанні циклічного опитування збільшується в рази у порівнянні з оптимальним варіантом. Тому на практиці отримані в (4.50) значення частот корегують:

$$f_{\Sigma D.кор} = K_{D1} K_{D2} f_{\Sigma D}; \quad f_{\Sigma ВП.кор} = K_{ВП1} K_{ВП2} f_{\Sigma ВП}; \quad (4.56)$$

Таблиця 4.2

Результати розміщення для різних варіантів розв'язання задачі опитування

№ сенсора	Потрібний інтервал опитування сенсора в тактах $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$ для відповідного варіанту				Максимальний інтервал опитування сенсора в тактах $q_{i,max}$ для відповідного варіанту				Необхідне збільшення сумарної частоти інтерфейсу в результаті розв'язання задачі розміщення $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = \frac{q_{i,max}}{q_i}$ для відповідного варіанту			
	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8
7	4.5	4.25	4	4.67	5	5	4	5	1.11	1.18	1	1.07
6	6	5.67	5.33	7	6	6	6	7	1	1.06	1.13	1
5	6	5.67	8	7	6	6	8	7	1	1.06	1	1
4	6	8.5	8	7	8	9	8	8	1.33	1.06	1	1.14
3	9	8.5	8	7	12	9	9	7	1.33	1.06	1.125	1
2	9	8.5	8	7	12	10	9	8	1.33	1.18	1.125	1.14
1	18	17	16	14	18	17	16	14	1	1	1	1

Коефіцієнти в (4.56) більші за одиницю, при цьому коефіцієнти K_{D1} і $K_{ВП1}$ визначаються процедурою приведення кількості команд вводу-виводу в циклі до цілих чисел, а коефіцієнти K_{D2} і $K_{ВП2}$ – необхідністю рівномірного розміщення команд вводу-виводу всередині циклу. Корегування пов'язано з тим, що відношення $\frac{f_{DiH}}{f_{DiH.min}}$, $\frac{f_{\Sigma D}}{f_{DiH}}$, $\frac{f_{DjB}}{f_{DjB.min}}$ та $\frac{f_{\Sigma ВП}}{f_{DjB}}$ для кожного i та j мають бути цілими числами.

Таблиця 4.3

Підсумкові значення варіантів розміщення програми опитування

№	$f_{\min},$ Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{\min}} \right\rceil$	$\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$	l_{Σ}	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}}$	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D}}$
1	15	1	2	2	3	3	3	4	1.159	18	1.33	1.541
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	1.131	17	1.18	1.335
6	18	1	2	2	2	2	3	4	1.236	16	1.13	1.397
8	20	1	2	2	2	2	2	3	1.202	14	1.14	1.37
9	30	1	1	1	2	2	2	2	1.416	11	1	1.416
10	60	1	1	1	1	1	1	1	1.806	7	1	1.806

Врахування зазначених коефіцієнтів може в окремих випадках привести до збільшення частоти дискретизації на (60...80)%. Для нормальної роботи системи керування цифрові відліки всіх n сенсорів на вході модуля реалізації алгоритму керування мають бути синхронними, тобто мати однакову частоту дискретизації $f_{ДН}$, а також синфазними, тобто мати один і той самий час взяття відліку. Спільною для всіх сенсорів частотою буде частота сенсора, що має максимальне значення частоти дискретизації: $f_{ДН} = \{f_{Д1Н}, f_{Д2Н}, f_{ДnН}\}_{\max}$.

4.4.4. Рекомендації щодо вибору частоти дискретизації сенсорів

При виборі частоти дискретизації можливі два варіанти: або всі n сенсорів мають однакову частоту дискретизації $f_{ДН}$, або кожний сенсор має власну частоту дискретизації з врахуванням коефіцієнтів $K_{Д1}$ і $K_{Д2}$.

Однак в другому варіанті до подачі цифрових відліків в модуль реалізації алгоритму керування відбувається передискретизація цифрових сигналів сенсорів з використанням операції проміжного відновлення недостатніх відліків цифрового сигналу при використанні процедури екстраполяції або інтерполяції з визначенням нової частоти дискретизації $f_{ДН}$. Цифровий сигнал сенсора з максимальною частотою дискретизації $f_{ДН}$ подається на вхід модуля реалізації алгоритму керування без зміни, в результаті чого на вході даного модуля частота дис-

кретизації сигналів кожного сенсора буде дорівнювати $f_{дн}$.

Обидва розглянуті варіанти мають як переваги, так і недоліки. Перевагою першого варіанту є простота виконання умови рівності частот, а недоліком – висока потрібна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, яка може в рази перевищувати попередню сумарну частоту дискретизації усіх сенсорів (4.50). Перевагою другого варіанту є оптимальна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, а недоліком – необхідність реалізації операцій цифрового відновлення сигналів сенсорів для передискретизації, що приводить до додаткової затримки сигналу і збільшує похибку процедури вводу сигналу [35].

Однак в одному окремому випадку цей недолік другого варіанту можна виключити. Якщо в системі керування для відновлення сигналів виконавчих пристроїв використовуються поліноми нульового порядку, то при проміжному відновленні сигналів з метою передискретизації на вході модуля реалізації алгоритму керування також доцільно використовувати екстраполяцію нульового порядку, яка практично не потребує додаткових програмних або апаратних витрат. Тому блок вводу інформації, в якому використовується другий варіант вибору частоти дискретизації з використанням екстраполяції нульового порядку для проміжного відновлення цифрових сигналів сенсорів на вході модуля реалізації алгоритму керування, має мінімальну сумарну середньоквадратичну похибку.

Висновки до розділу 4

1. Запропоновано використовувати генераторний нульовий метод для побудови пристроїв обробки сигналів ємнісних МЕМС-сенсорів приладових систем МР, згідно з яким перетворення ємності в частоту реалізується при виділенні різницевої частоти сигналів двох генераторів, до складу яких входять ємності МЕМС-сенсорів (акселерометрів або гіроскопів). Розроблено схеми перетворювачів ємності в частоту, які реалізовані на основі генераторного нульового методу. Різницевий принцип формування вихідного сигналу забезпечує високу чутливість пристроїв без використання зарядових підсилювачів, що підвищує стійкість схеми до впливу шумів. Використання для формування вихідних імпульсів двох

ідентичних генераторів забезпечує часткову компенсацію температурних змін вихідної частоти, що розширює діапазон робочих температур пристроїв обробки. Також запропонована схема перетворювача частоти в напругу, який має високу лінійність в діапазоні частот до 1 МГц.

2. Проведено моделювання розроблених схем пристроїв обробки сигналів, яке підтвердило можливість використання різницевого принципу формування вихідного сигналу для обробки сигналів МЕМС-сенсорів приладових систем МР.

3. Показано, що параметри ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами резонансних контурів (паралельних і послідовних), можна визначити при вимірюванні кута фазового зсуву між двома напругами на виході вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих напруг. Розроблені схеми ВП захищені патентами України на винахід №57135 та №57836.

4. Проаналізовано залежність похибок вимірювання резонансної частоти і смуги пропускання ємнісного МЕМС-сенсора від параметрів ВП. Показано, що для підвищення точності вимірювань при визначенні резонансної частоти амплітудно-фазовим методом бажано наближати значення частот ω_1 і ω_2 , на яких проводяться вимірювання, до резонансної частоти ω_0 (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{\omega_0} \approx 0.25\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.6\omega_0$ та $\omega_2 = 1.5\omega_0$ $\delta_{\omega_0} = 1.7\sigma_\varphi$), при визначенні смуги пропускання частоти ω_1 та ω_2 вибираються з розрахунку $\omega_2 - \omega_1 \approx (0.4 \div 0.6)\omega_0$ (при $\omega_1 = 0.9\omega_0$ та $\omega_2 = 1.1\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} \approx 2.1\sigma_\varphi$, а при $\omega_1 = 0.75\omega_0$ та $\omega_2 = 1.25\omega_0$ $\delta_{2\Delta\omega} = 1.45\sigma_\varphi$), а частоти ω_1 і ω_2 мають знаходитись на відносно лінійній ділянці ФЧХ, тобто при проведенні вимірювань має забезпечуватися умова $|\varphi_{1(2)}| \leq 70^\circ$. На основі запропонованих ВП розроблено структурну схему амплітудно-фазового вимірювача еквівалентних параметрів ємнісного МЕМС-сенсора.

5. Запропоновано вдосконалений фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми, згідно з яким амплітуда перетворюється в часовий інтервал, що визначається моментами переходу гармонічного сигналу через фіксовані рівні. Показано, що даний метод можна використовувати для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг синусоїдальної фор-

ми, а похибка розроблених вимірювачів буде в основному визначатися точністю вимірювання (перетворення) часових інтервалів (імпульсних послідовностей).

6. Запропонована модифікована схема сигма-дельта модулятора, в якій як фіксована вхідна напруга використовується напруга збудження, а вихідний код відповідає співвідношенню ємності сенсора і опорної ємності. Такий новий підхід реалізує пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення розділової здатності, точності та лінійності перетворення. Крім того, такий інтерфейс нечутливий до величини ємності між выводами сенсора і спільним проводом або до струму витoku на спільний провід.

7. Розроблено варіанти схемної реалізації пристроїв для вимірювання відхилення електричної ємності МЕМС-сенсора від номінального значення на основі закінчених інтегральних мікросхем *AD7745/AD7746* і *AD7747* фірми *Analog Devices* та *CAV414/424* фірми *Analog Microelectronics*, а також прецизійного аналогового мікроконтролера *ADuCM360/CM361* фірми *ARM Limited*.

8. Удосконалено методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв'язків, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів. Потенційно система керування, до складу якої входять n сенсорів та m виконавчих пристроїв, може мати $n \cdot m$ каналів керування. Основою структурного підходу до визначення частоти дискретизації сигналів системи керування є використання двох частот дискретизації, які можна встановити в кожному з $n \cdot m$ каналів системи: $f_{ДіjH}$ і $f_{ДіjB}$, які визначаються за результатами розв'язання прямої задачі розподілу похибок відносно похибки дискретизації-відновлення для кожного з $n \cdot m$ каналів керування. Кількість частот дискретизації сенсора дорівнює кількості виконавчих пристроїв за структурою системи, на формування сигналів керування яких впливає сигнал даного сенсора, а частота дискретизації сигналу сенсора визначається максимальною з цих частот.

9. За даною методикою при введенні даних відбувається збільшення частоти дискретизації сигналу сенсора відносно необхідної з точки зору його частотних властивостей, похибки дискретизації-відновлення та умов відновлення ін-

формації, що дозволяє отримати оптимальну програму опитування. На вході модуля реалізації алгоритму керування необхідно, щоб всі сенсори мали однакову частоту дискретизації, що забезпечується або задаванням всім сенсорам максимальної частоти дискретизації, або при проміжному відновленні інформації на вході модуля реалізації алгоритму керування.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Анчурин, С. А. Блок инерциальных датчиков / С. А. Анчурин, В. Н. Максимов, Е. С. Морозов, А. С. Головань, В. Ф. Шилов // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 1. – С. 50-53.

2. Баранов, Л. А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления / Л. А. Баранов. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.

3. Белоус, А. И. Схемотехническое конструирование БИС преобразователя емкость-напряжение для микроэлектромеханических датчиков / А. И. Белоус, В. А. Емельянов, С. Е. Дрозд, Е. В. Коннов, Н. И. Мухуров, В. А. Плебанович // Нано- и микросистемная техника. – 2008. – № 8. – С. 15-19.

4. Брихта, М. Преобразователи ёмкости в цифровой код на основе сигма-дельта модулятора / М. Брихта // Компоненты и технологии. – 2006. – № 1. – С. 34-36.

5. Вернер, В. Д. Современные тенденции развития микросистемной техники / В. Д. Вернер, П. П. Мальцев, А. А. Резнев, А. Н. Сауров, Ю. А. Чаплыгин // Нано- и микросистемная техника. – 2008. – № 8. – С. 2-6.

6. Денисенко, В. В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / В. В. Денисенко. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009. – 608 с.

7. Коноплев, Б. Г. Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр на основе углеродных нанотрубок / Б. Г. Коноплев, И. Е. Лысенко, Е. В. Полищук. – Патент РФ №2334237, 2008.

8. Королев, М. А. Интегрированные микросистемы – перспективные элементы микросистемной техники / М. А. Королев, Р. Д. Тихонов, Ю. А. Чаплыгин // Микросистемная техника. – 2003. – № 7. – С. 6-7.

9. Лысенко, И. Е. Проектирование сенсорных и актюаторных элементов микросистемной техники : учебное пособие / И. Е. Лысенко. – Таганрог : Издательство ТРТУ, 2005. – 103 с.

10. Лысенко, И. Е. Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр / И. Е. Лысенко. – Патент РФ №2293338, 2007.

11. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х т. Т. 1. Основные принципы и классические методы / Ж. Макс, Ж.-К. Карре, Ф. Пельтье. – М. : Мир, 1983. – 312 с.

12. Парк, Дж. Сбор данных в системах контроля и управления. Практическое руководство / Дж. Парк, С. Маккей. – М. : ООО «Группа ИТД», 2006. – 504 с.

13. Патент на винахід №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Оpubліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

14. Патент на винахід №57795 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000020904. Оpubліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

15. Патент на винахід №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Оpubліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

16. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М. : БИНОМ, 1994. – 352 с.

17. Погалов, А. И. Разработка микрогироскопов на основе многослойных структур кремния и стекла / А. И. Погалов, В. П. Тимошенко, С. П. Тимошенко, Ю. А. Чаплыгин // Микросистемная техника. – 1999. – № 1. – С. 36-41.

18. Прокофьев, И. В. Нано- и микросистемы для мониторинга параметров движения транспортных средств / И. В. Прокофьев, Р. Д. Тихонов // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 12. – С. 48-50.

19. Распопов, В. Я. Микромеханические приборы / В. Я. Распопов. – М. : Машиностроение, 2007. – 400 с.

20. Редькин, П. П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка

приложений / П. П. Редькин. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 608 с.

21. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 1999. – № 11. – С.106-114.

22. Рудик, А. В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів / А. В. Рудик // Прогресивні матеріали, технології та обладнання в приладобудуванні. Тези доповідей 4-ої НТК. – Тернопіль : ТДГУ, 2000. – С. 81.

23. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних резонансних контурів / А. В. Рудик, О. М. Возняк, І. В. Барановський // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – 2001. – № 2 (11). – С. 137-143.

24. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик // Контроль і управління в складних системах. Тези доповідей 6-ої міжнародної НТК. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – С. 100.

25. Рудик, А. В. Резонансний метод визначення добротності варикапів / А. В. Рудик, С. М. Павлов // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 3. – С. 81-85.

26. Рудик, А. В. До визначення точності результатів вимірювань / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов // Наука і освіта-2005. Матеріали 8-ої міжнародної НПК. – Дніпропетровськ : Наука і освіта, 2005. – Т. 62. – С. 35-37.

27. Рудик, А. В. Резонансний метод вимірювання параметрів еквівалентної схеми варикапа / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК-2012). Матеріали 5-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2012. – С. 155-157.

28. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик, О. О. Семенова, А. О. Семенов // Вісник Інженерної академії України. – 2013. – № 2. – С. 276-281.

29. Рудик, А. В. Фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна тех-

ніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2015. – № 4. – С. 96-102. (**Index Copernicus, Google Scholar, PИЦ**)

30. Рудик, А. В. Пристрої для вимірювання електричної ємності мікромеханічних давачів навігаційних систем мобільних роботів та її відхилення від номінального значення / А. В. Рудик // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 3 (78). – С. 93-103. (**World-Cat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; eLibrary; Google Scholar; Research Bid; UIF**)

31. Рудик, А. В. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Національного університету водного господарства та природокористування. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 4 (76). – С. 189-199.

32. Рудик, А. В. Інтегральні перетворювачі відхилення електричної ємності від номінального значення / А. В. Рудик // Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій. Тези доповідей 8-ої міжнародної НПК. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2016. – С. 67-68.

33. Рудик, А. В. Пристрій обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем / А. В. Рудик, А. І. Шлома // Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2016). Тези доповідей 10-ої міжнародної НТК. – Харків : ННЦ «Інститут метрології», 2016. – С. 73.

34. Рудик, А. В. Оптимізація алгоритму опитування давачів навігаційної системи мобільного робототехнічного комплексу в аналоговому інтерфейсі / А. В. Рудик // Збірник наукових праць 6-ої міжнародної науково-практичної конференції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи». – Одеса : ФОП Бондаренко М. О., 2016. – С. 158-163.

35. Рудик, А. В. Методика вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних робототехнічних комплексів / А. В. Рудик // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1 (245). – С. 166-173. (**Index Copernicus, Google Scholar, PИЦ, Polish Scholarly Bibliography**)

36. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 2. – С. 198-204.
37. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.
38. Самойлов, Л. К. Дискретизация сигналов по времени (практика, алгоритмы) : монография / Л. К. Самойлов, А. А. Палазиенко, В. В. Сарычев, Г. И. Ткаченко. – Таганрог : Издательство ТРТУ, 2000. – 81 с.
39. Самойлов, Л. К. Итерационные алгоритмы выбора частоты дискретизации аналоговых сигналов в цифровых системах управления и контроля / Л. К. Самойлов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 2. – С. 43-53.
40. Сарычев, В. В. Реализация программного опроса первичных преобразователей в информационно-измерительных системах / В. В. Сарычев, М. Г. Ткаченко, Г. И. Ткаченко // Известия ТТИ ЮФУ-Дон НТУ: Материалы IX Международного научно-практического семинара «Практика и перспективы развития партнёрства в сфере высшей школы». – Таганрог : Издательство ТТИ ЮФУ. Кн. 1. – 2008. – № 8. – С. 186-193.
41. Суп'ян, В. Я. Фазові співвідношення при множенні частоти сигналів / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, І. В. Барановський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 1. – С. 5-11.
42. Суп'ян, В. Я. Вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 4. – С. 54-59.
43. Цикин, И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов / И. А. Цикин. – М. : Радио и связь, 1982. – 160 с.
44. Шарапов, В. М. Пьезоэлектрические датчики / В. М. Шарапов, М. П. Мусяенко, Е. В. Шарапова. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.
45. Crochiere, R. E. Interpolation and Decimation of digital signals. A Tutorial Review / R. E. Crochiere, L. R. Rabiner // Proceedings of the IEEE. – March 1981. – Vol. 69, № 3. – P. 300-332.

46. Elwenspoek, M. Mechanical microsensors / M. Elwenspoek, R. Wiegerink. – Springer, 2001. – 308 p.
47. Maheshwari, R. Multirate DSP and its technique to reduce the cost of the analog signal conditionary filters / R. Maheshwari, M. Bharadia, M. Gupta // International Journal of Computer Applications. – August 2010. – Vol. 4, № 10. – P. 27-34.
48. Xie, H. Gyroscope and micromirror design using vertical-axis CMOS-MEMS actuation and sensing / H. Xie. – Carnegie Mellon university, 2002. – 246 p.
49. CAV414 – Capacity/voltage (C/V-) transducer IC with adjustable output voltage: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analogmicro.de>. (Дата звернення: 05.09.2016).
50. CAV424 – C/U transducer IC with adjustable output voltage: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analogmicro.de>. (Дата звернення: 05.09.2016).
51. CAV444 – C/V transmitter IC with adjustable output voltage for capacitive input signals: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analogmicro.de>. (Дата звернення: 05.09.2016).
52. Extending the Capacitive Input Range of the AD7745/AD7746 Capacitance-to-Digital Converter. Circuit Note CN-0129: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).
53. Using the ADuCM360/ADuCM361 Low Power, Precision Analog Microcontroller with Dual Sigma-Delta ADCs, ARM Cortex-M3: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).
54. 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor AD7745/AD7746 Analog Devices: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 09.09.2016).
55. 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor AD7747 Analog Devices: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.analog.com>. (Дата звернення: 07.09.2016).

РОЗДІЛ 5. ФІЛЬТРАЦІЯ СИГНАЛІВ В ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМАХ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

Класичним способом боротьби з похибками, завадами і помилками у вимірювальних системах є використання різних алгоритмів фільтрації, які враховують відомі властивості сигналів і завад. Якщо вимірювальні дані є гладкими неперервними функціями, заданими масивом відліків, то для їх обробки можна використовувати фільтри, принцип дії яких оснований на усередненні декількох сусідніх відліків, при цьому гладкість сигналів обумовлюється тим, що місцезнаходження МР та його навігаційні параметри змінюються плавно.

Крім того, при проходженні складних електричних сигналів через неперервні та дискретні кола за рахунок кінцевої смуги пропускання виникають перехідні процеси, які приводять до спотворень сигналів і закладеної в них інформації.

В процесі оцінки параметрів руху МР (зокрема, прискорення) і його орієнтації необхідна апріорна інформація про статистичні властивості випадкових процесів, які спотворюють детерміновані корисні сигнали, що характеризують стан приладової системи МР. В загальному випадку вихідні сигнали інерціальних сенсорів “офарбовані” шумовими процесами різного роду (білим шумом з рівномірною спектральною густиною (СГ); рожевим або флікер-шумом, СГ якого обернено пропорційна частоті; червоним або броунівським шумом з СГ, обернено пропорційною квадрату частоти; синім шумом, СГ якого прямо пропорційна частоті, та фіолетовим шумом, СГ якого прямо пропорційна квадрату частоти).

Тому метою п'ятого розділу дисертаційної роботи є розробка засобів і алгоритмів фільтрації інформативних сигналів в приладових системах вимірювання прискорення мобільного робота на фоні шумів різного роду.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [18-31, 48].

5.1. Низькочастотний смуговий фільтр з високою вибірковістю

Побудова вибіркового (селективного) фільтра для придавлення низькочас-

тотних вузькосмугових інтенсивних завад, який би забезпечив різницю коефіцієнтів передачі в діапазоні низьких частот (НЧ) при зміні частоти на октаву не менше ніж на (35...40) дБ, є доволі складною задачею. Використання пасивних фільтрів на LC-елементах ускладнене через доволі низькі частоти сигналів (при цьому масогабаритні параметри котушок індуктивності та конденсаторів є великими), а використання RC-фільтрів обмежено необхідністю застосування схем шостого або сьомого порядку (нахил АЧХ – (120...140) дБ/дек).

Тому в даному випадку доцільно використовувати спеціальні активні RC-фільтри, які окрім систем обробки інформації застосовуються в телефонії, системах передачі даних, телебаченні, радіомовленні та системах якісного відтворення звуку і передусім використовуються на низьких частотах. На існуючих активних елементах (ОП) частотний діапазон може бути від нуля до сотень кГц [25].

5.1.1. Параметри та характеристики смугового фільтра з високою вибірковістю

Задачею даного підрозділу є ефективне розділення корисного сигналу і завади з частотами, наприклад, 100 Гц та 50 Гц (фільтрація мережевої завади), розрахунок його основних параметрів і характеристик, а також схемна реалізація такого фільтра. Для її реалізації (забезпечення різниці коефіцієнтів передачі на частотах 50 Гц та 100 Гц на 40 дБ) найкраще підходить активний фільтр, реалізований за схемою Тоу (рис. 5.1). Теоретичне виведення передавальних функцій для такої схеми викладено в роботі [11]. Така схема є бікватратним колом на трьох ОП і забезпечує фільтрацію не тільки завади з частотою 50 Гц, але й складових з частотами вище 100 Гц (є смуговим фільтром (СФ)).

Передавальна і операторна функції даного фільтра визначаються так [11]:

$$K_{C\Phi}(i\omega) = \frac{1}{R_1 C_1} \times \frac{i\omega}{(i\omega)^2 + \frac{i\omega}{R_2 C_1} + \frac{R_5}{R_3 R_4 R_6 C_1 C_2}}; \quad (5.1)$$

$$K_{C\Phi}(p) = \frac{\frac{p}{R_1 C_1}}{p^2 + \frac{p}{R_2 C_1} + \frac{R_5}{R_3 R_4 R_6 C_1 C_2}} = \frac{a_1 p}{p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (5.2)$$

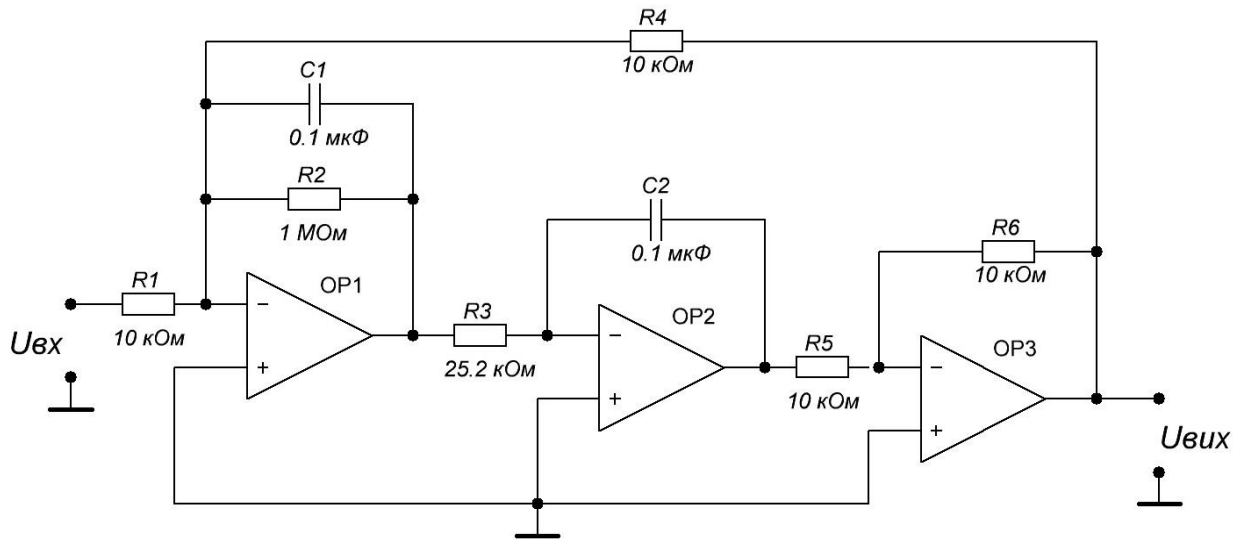


Рис. 5.1. Смуговий фільтр, реалізований за схемою Тоу

В результаті розв'язання рівняння (5.2) отримаємо:

$$R_1 = \frac{1}{a_1 C_1}; \quad R_2 = \frac{1}{b_1 C_1}; \quad R_4 = R_5; \quad R_6 = \frac{\sqrt{b_0 C_1}}{k_1}; \quad R_3 = \frac{k_1}{b_0 C_2}. \quad (5.3)$$

Оскільки дискретні зосереджені ємності (конденсатори) не можуть мати довільну величину ємності, необхідно вибрати їх номінали, що і виходить з (5.3).

Зазвичай номінали резисторів $R_4=R_5$ вибираються в межах (1...20) кОм. Це означає, що в (5.3) єдиним вільним параметром є k_1 . Тому часто параметр k_1 вибирають з міркувань мінімізації діапазону величин резисторів $R_1...R_6$.

Операторна передавальна функція (ПФ), якою апроксимується АЧХ СФ, необхідна для фільтрування завади з частотою 50 Гц та частот вище частоти 100 Гц за допомогою фільтра Тоу, має згідно з (5.2) такий вигляд [25]:

$$K(p) = \frac{a_1 p}{p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{1000 p}{p^2 + 10 p + 394800}. \quad (5.4)$$

При апроксимації основну роль відіграє крутизна нахилу АЧХ на ділянці від нульової частоти до частоти основного корисного сигналу, тобто 100 Гц. В схемі значення номіналів конденсаторів C_1 і C_2 прийнято за стандартним рядом 0.1 мкФ. Далі розраховуємо точні значення опорів резисторів R_1 та R_2 за (5.3):

$$R_1 = \frac{1}{a_1 C_1} = \frac{1}{1000 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ кОм}; \quad R_2 = \frac{1}{b_1 C_1} = \frac{1}{10 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ МОм}.$$

Розраховані значення опорів резисторів R_1 та R_2 відповідають існуючим номіналам в стандартному ряді. Використовуючи (5.3), вибираємо значення опорів

резисторів $R_4 = R_5 = 10$ кОм. Якщо прийняти значення опору резистора R_6 довільно, наприклад, $R_6 = 10$ кОм, то можна розрахувати опір резистора R_3 :

$$R_3 = \frac{k_1}{b_0 R_6 C_1 C_2} = \frac{1}{394800 \cdot 10000 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6} \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 25.33 \text{ кОм}. \quad (5.5)$$

Розраховане значення опору резистора не відповідає стандартним значенням ряду. Для підвищення точності настроювання фільтра приймемо значення номіналу опору резистора R_3 за рядом E192 рівним 25.2 кОм.

Аналогічно розраховуємо значення номіналів елементів СФ для інших значень частот сигналу і завади. Схема фільтра реалізована на таких елементах: конденсатори C_1 і C_2 типу КМ-6-0.1 мкФ×25 В±10%; резистори типу С2-22-0.125 Вт ± 10%: R_1 і $R_4 \dots R_6$ – 10 кОм; R_2 – 1 МОм; R_3 – 25.2 кОм.

Співвідношення для АЧХ СФ є модулем його комплексної ПФ, тобто

$$K_{C\Phi}(\omega) = \frac{\omega}{R_1 C_1} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_5}{R_3 R_4 R_6 C_1 C_2} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{R_2 C_1}\right)^2}}. \quad (5.6)$$

Розраховані значення модуля комплексної ПФ на частотах 50 і 100 Гц:

$$K_{C\Phi}(50 \text{ Гц}) = \frac{314}{10^4 \cdot 10^{-7}} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10^4}{25200 \cdot 10^4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-14}} - 314^2\right)^2 + \left(\frac{314}{10^6 \cdot 10^{-7}}\right)^2}} = 1.012;$$

$$K_{C\Phi}(100 \text{ Гц}) = \frac{628}{10^4 \cdot 10^{-7}} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{10^4}{25200 \cdot 10^4 \cdot 10^4 \cdot 10^{-14}} - 628^2\right)^2 + \left(\frac{628}{10^6 \cdot 10^{-7}}\right)^2}} = 101.478.$$

Відношення модулів коефіцієнтів передачі на частотах 100 Гц та 50 Гц:

$$A = \frac{K_{C\Phi}(100 \text{ Гц})}{K_{C\Phi}(50 \text{ Гц})} = \frac{101.478}{1.012} = 100.2747 \text{ (40.024 дБ)}. \quad (5.7)$$

На практиці частіше оперують коефіцієнтом придушення завади [25]:

$$d = \frac{1}{A} = \frac{K_{C\Phi}(50 \text{ Гц})}{K_{C\Phi}(100 \text{ Гц})} = \frac{1}{100.2747} = 0.009973 \text{ (-40.024 дБ)}. \quad (5.8)$$

Розраховане значення коефіцієнта придушення завади відповідає сформульованим вимогам. Розрахункові значення залежності модуля апроксимуючої передавальної функції від частоти $K_{анп}(f)$ з кроком 10 Гц наведені в табл. 5.1, а гра-

фічна залежність – на рис. 5.2, а [25].

Таблиця 5.1

Розрахункові значень модуля апроксимуючої передавальної функції $K_{анп}(f)$
та модуля передавальної функції $K(f)$

f , Гц	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200
$K_{анп}(f)$	0.000	0.161	0.332	0.525	0.785	1.000	1.492	2.184	3.535	7.518	101.478	8.308	4.337	2.997	2.320	1.910	1.632	1.431	1.279	1.159	1.061
$K(f)$	0.000	0.161	0.332	0.525	0.758	1.012	1.493	2.186	3.540	7.540	101.478	8.286	4.331	2.995	2.319	1.909	1.632	1.431	1.278	1.158	1.061

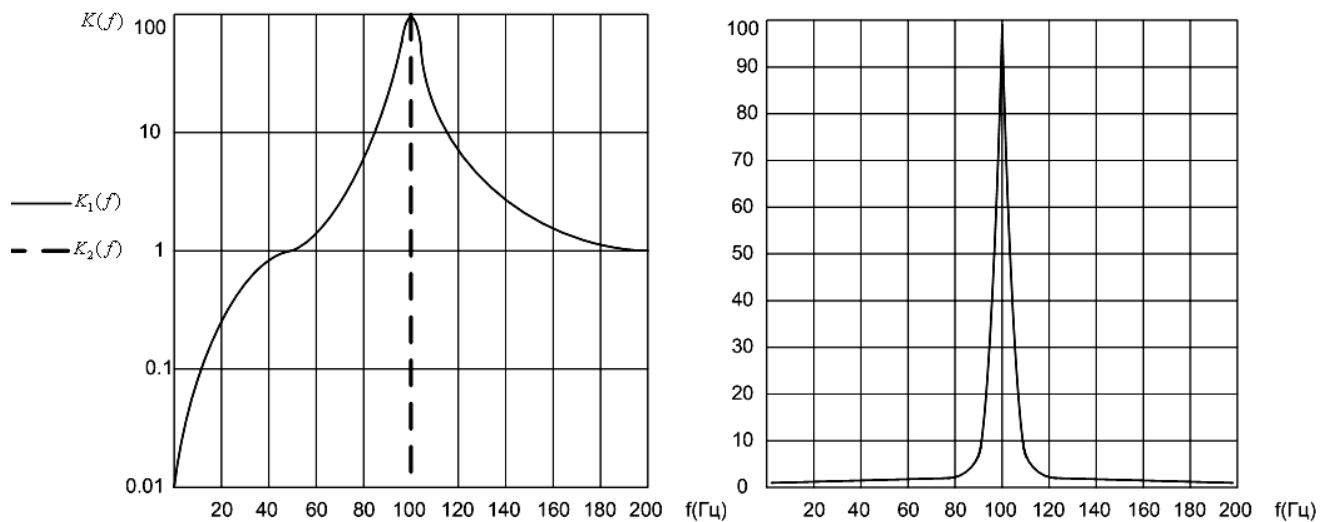


Рис. 5.2. АЧХ, отримана за апроксимуючою передавальною функцією (K_1), та ідеальна характеристика смугового фільтра (K_2) (а); графік залежності модуля передавальної функції від частоти (АЧХ) (б)

Апроксимуюча ПФ (5.4) і розрахункові значення модуля ПФ (5.6) відрізняються чисельно, хоча форма апроксимуючої кривої зберігається. Розрахункові значення модуля ПФ, розрахованого з врахуванням точних параметрів використаних в схемі елементів, наведені в табл. 5.1.

Величина модуля ПФ після частоти 200 Гц продовжує спадати, що дозволяє ефективно відфільтрувати завади з частотами більше 100 Гц, наприклад, промислову частоту 400 Гц і наводки від радіостанцій, що працюють в діапазоні довгих хвиль. Графік залежності модуля ПФ від частоти наведений на рис. 5.2, б.

Вхідний опір СФ визначається величиною опору R_1 , тому спеціальних за-

ходів для узгодження з попереднім каскадом (зазвичай підсилювальним) приймати непотрібно. Враховуючи, що ОП має вихідний опір (0.1...1) кОм, навантаження (за умови реалізації наступного каскаду на аналогічному ОП) є на порядок більшим опором і не буде мати суттєвого впливу на величину сигналу на виході попереднього каскаду, а отже, і на вході СФ. Величина вихідного опору є залежною від типу активного елементу, що використовується в схемі СФ.

В якості активного елемента фільтра використовується ОП, вибір типу якого здійснюється виходячи з таких міркувань: великий вхідний опір, маленький вихідний опір, великий коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку, малий споживаний струм, наявність режиму мікроспоживання.

На підставі даних вимог в схемі можна використовувати ОП К555УД1А, що має такі параметри: коефіцієнт підсилення напруги без зворотного зв'язку $K_U = 50000$; напруга зміщення $U_{ЗМ} = 5$ мВ; вхідний струм $I_{ВХ} = 7.5$ нА; частота зрізу (частота одиничного підсилення напруги) $f_{ЗР} = 10$ кГц; коефіцієнт послаблення синфазної завади $K_{ПСЗ} = 70$ дБ; номінальні вихідні напруга і струм $U_{ВІХ.ном} = 2$ В та $I_{ВІХ.ном} = 2.9$ мА; споживаний струм $I_{СП} = 25$ мкА; номінальна напруга живлення $U_{Ж.ном} = \pm 9$ В. Даний ОП має можливість включення режиму мікроспоживання, низьковольтне живлення і достатній вихідний струм. Він зберігає працездатність при зменшенні напруги живлення до 1.2 В, що є важливим при застосуванні такого СФ в переносних пристроях при живленні від акумуляторної батареї.

Типова схема включення [6] ОП К555УД1А наведена на рис. 5.3.

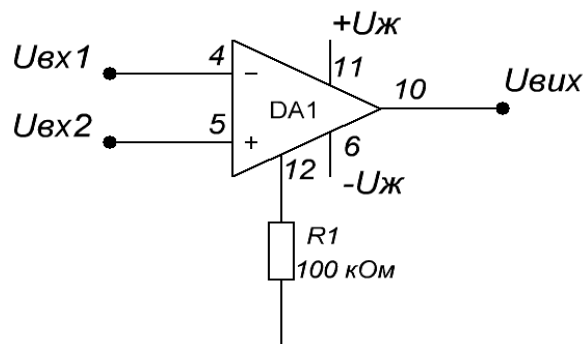


Рис. 5.3. Типова схема включення ОП К555УД1А

Даний ОП може працювати в діапазоні напруг живлення $\pm(1.2...18)$ В, при цьому максимальна вихідна напруга дорівнює $0.9 U_{Ж}$, та побудований за двокаскадною схемою і випускається в корпусі 201.8-6. АЧХ скорегована одним внут-

рішнім конденсатором. Передбачений захист вихідного каскаду від перевантаження і тригерного режиму. Основною відмінністю такого ОП є те, що режим внутрішнього стабілізатора-регулятора, який визначає всю роботу ОП за постійним струмом, задається ззовні. Вибором струму зміщення стабілізатора-регулятора регулюють споживаний струм ОП від 1 мкА до величин, властивих звичайним універсальним ОП [23]. Резистором R_I задається режим мікроспоживання.

$$\text{Вихідний опір ОП визначається як } R_{\text{ВИХ}} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВИХ}}} = \frac{2}{2.9 \cdot 10^{-3}} = 690 \text{ Ом, тобто}$$

підтверджуються попередні міркування про те, що при вхідному опорі наступного каскаду, на порядок більшому вихідного опору попереднього каскаду, вхідний опір істотного впливу на величину вихідної напруги не має.

5.1.2. Аналіз зміни характеристик смугового фільтра при розкиді параметрів елементів схеми

Дослідження схеми на зміну параметрів при розкиді параметрів елементів схеми доцільно проводити тільки за “найгіршим” випадком, тобто коли всі елементи схеми мають максимальне відхилення тільки в один бік. Для даного пристрою приймемо точність елементів рівною 10%. Дослідження СФ має за мету показати вимоги до точності підбору елементів схеми фільтра.

Аналіз будемо проводити для двох крайніх випадків [26, 27]:

- в першому значення параметрів всіх елементів схеми зменшимо на 10%;
- в другому значення параметрів всіх елементів схеми збільшимо на 10%.

Розрахунок величини модуля передавальної функції (коефіцієнта передачі) при величині номіналів елементів на 10% меншій, ніж розраховано:

- для частоти 50 Гц: $K_{-10\%}(50 \text{ Гц}) = 0.772$;
- для частоти 100 Гц: $K_{-10\%}(100 \text{ Гц}) = 3.752$;
- коефіцієнт придушення завади: $d_{\text{дБ}-10\%} = 20 \cdot \lg\left(\frac{0.772}{3.752}\right) = -13.733 \text{ дБ}$.

При величині номіналів елементів на 10% більшій, ніж розраховано:

- для частоти 50 Гц: $K_{+10\%}(50 \text{ Гц}) = 1.523$;
- для частоти 100 Гц: $K_{+10\%}(100 \text{ Гц}) = 4.142$;

– коефіцієнт придушення завади: $d_{\partial B+10\%} = 20 \cdot \lg\left(\frac{1.523}{4.142}\right) = -8.691 \text{ дБ}$.

Порівняно з коефіцієнтом придушення завади з частотою 50 Гц при точних значеннях номіналів елементів $d_{\partial B} = -40.024 \text{ дБ}$ (5.8) видно сильну залежність коефіцієнта фільтрації завади від розкиду параметрів елементів схеми. Подальше дослідження ПФ на розкид параметрів елементів схеми показує, що основний вплив дає розкид параметрів елементів C_1, C_2, R_1 і R_3 .

При точному значенні параметрів елементів схеми C_1, C_2, R_1 та R_3 і розкиді -10% у інших елементів схеми отримуємо такі результати:

– коефіцієнт передачі для частоти 50 Гц: $K_{-10\%}(50 \text{ Гц}) = 1.181$;

– коефіцієнт передачі для частоти 100 Гц: $K_{-10\%}(100 \text{ Гц}) = 100.864$;

– коефіцієнт придушення завади: $d_{\partial B-10\%} = 20 \cdot \lg\left(\frac{1.181}{100.864}\right) = -38.63 \text{ дБ}$, що

вказує на покращення коефіцієнта фільтрації.

При точному значенні параметрів елементів схеми C_1, C_2, R_1 та R_3 і розкиді $+10\%$ у інших елементів схеми отримуємо такі результати:

$K_{+10\%}(50 \text{ Гц}) = 0.963$; $K_{+10\%}(100 \text{ Гц}) = 99.938$; $d_{\partial B+10\%} = 20 \lg\left(\frac{0.963}{99.958}\right) = -40.324 \text{ дБ}$,

що також вказує на покращення коефіцієнта фільтрації.

Моделювання характеристик фільтра проведено в програмі схемотехнічного моделювання Electronics Workbench 5.12 за схемою, наведеною на рис. 5.4.

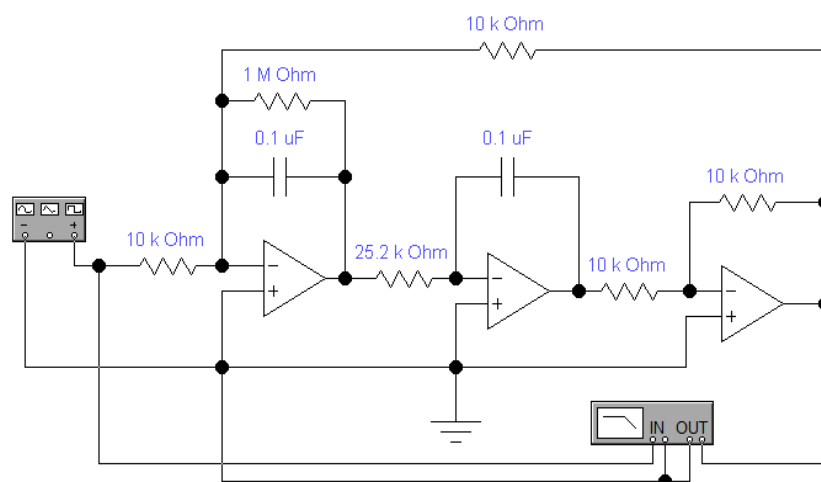


Рис. 5.4. Схема моделі СФ в моделювальному редакторі EWB v.5.12

Графічна залежність зміни коефіцієнта передачі фільтра від частоти при рі-

зних величинах розкиду параметрів всіх елементів СФ наведена на рис. 5.5, а залежності при розкиді всіх параметрів елементів схеми, крім C_1 , C_2 , R_1 та R_3 , – на рис. 5.6. Як видно з порівняння залежностей, при точних значеннях параметрів елементів схеми C_1 , C_2 , R_1 та R_3 відмінності між характеристиками значно менші.

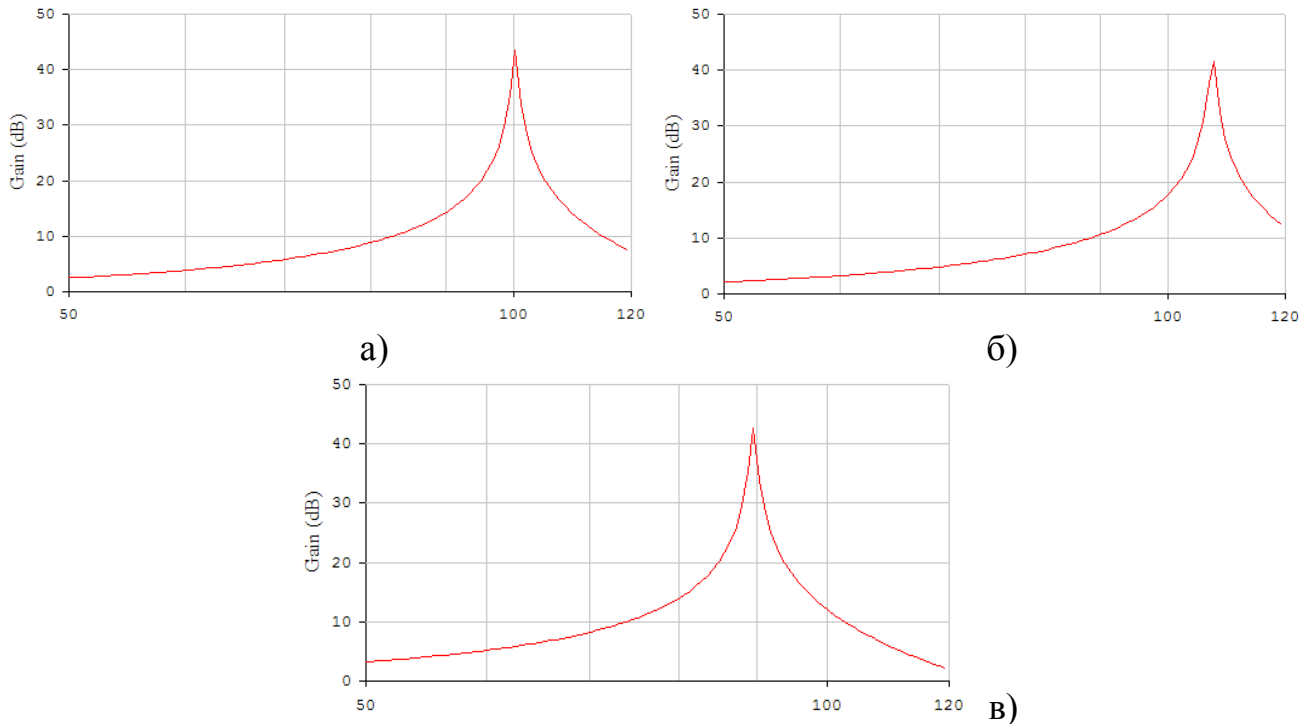


Рис. 5.5. Залежності коефіцієнта передачі СФ від частоти при точних значеннях всіх параметрів елементів схеми (а), при розкиді -10% всіх параметрів елементів схеми (б) та при розкиді $+10\%$ всіх параметрів елементів схеми (в)

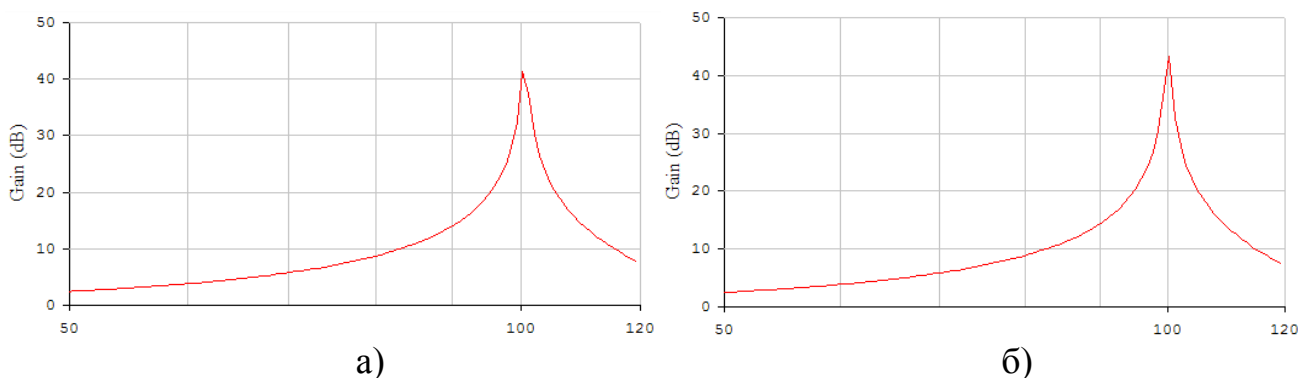


Рис. 5.6. Залежності коефіцієнта передачі СФ від частоти при розкиді -10% (а) та $+10\%$ (б) всіх параметрів елементів схеми, крім C_1 , C_2 , R_1 та R_3

З проведеного дослідження видно, що схема фільтра є дуже чутливою до розкиду параметрів елементів схеми, тому при виробництві потребує окремого регулювання і настроювання. Залежності коефіцієнта придушення завади від розкиду параметрів елементів схеми показані на рис. 5.7. На рис. 5.7, а показана за-

лежність при розкиді всіх параметрів елементів схеми, а на рис. 5.7, б – всіх параметрів елементів схеми, крім C_1 , C_2 , R_1 і R_3 . Після аналізу вищевказаних залежностей очевидним є рішення про точний підбір параметрів елементів або про застосування підстроювальних резисторів в якості елементів регулювання, що спростить регулювання пристрою, однак зменшить його надійність за рахунок ускладнення схеми і меншої надійності підстроювальних резисторів [26, 27].

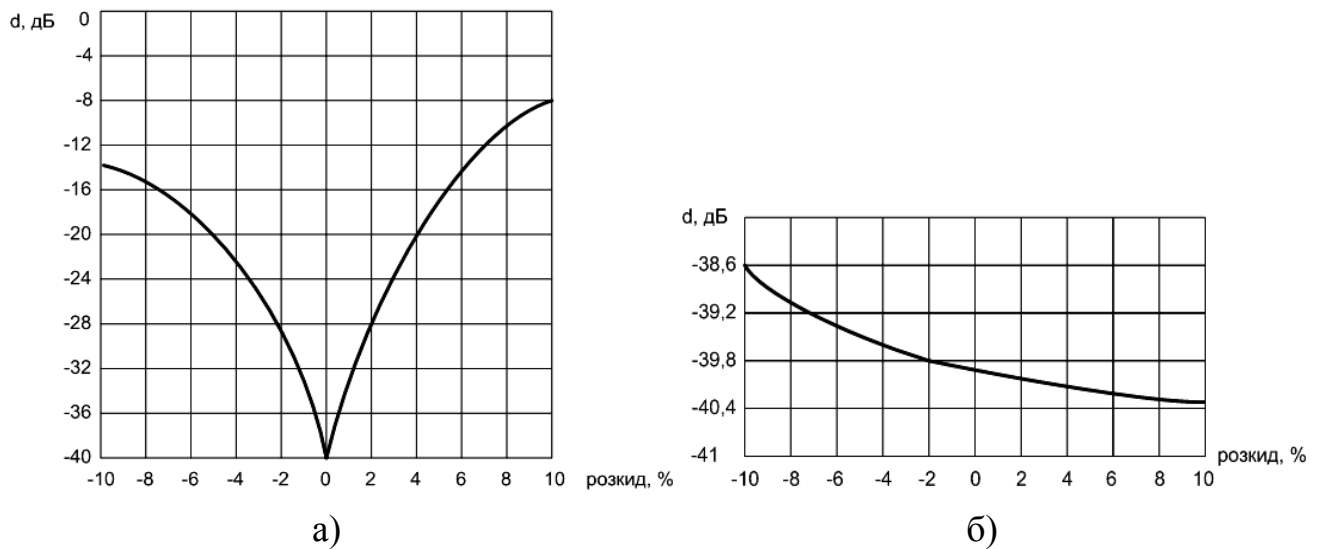


Рис. 5.7. Залежність коефіцієнта придушення завади СФ від розкиду всіх параметрів елементів схеми (а) та від розкиду всіх параметрів елементів схеми, крім C_1 , C_2 , R_1 та R_3 (б)

5.1.3. Аналіз зміни характеристик смугового фільтра при зміні температури навколишнього середовища

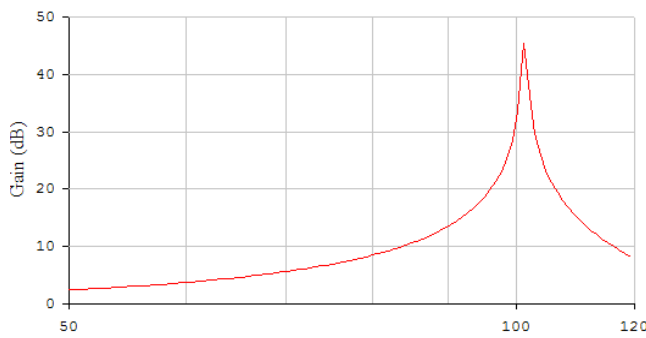
Дослідження зміни характеристик пристрою при зміні температури навколишнього середовища має на меті виявити вплив температури на характеристики пристрою і внести пропозиції щодо зменшення такої залежності. Аналіз будемо проводити для діапазону робочих температур від -10°C до $+40^{\circ}\text{C}$.

Залежність коефіцієнтів передачі від частоти для СФ при зміні температури навколишнього середовища наведені на рис. 5.8. При дослідженні в схемі пристрою використовуються резистори марки С2-22 з температурним коефіцієнтом опору $\text{ТКО} = 0.07\ \%/^{\circ}\text{C}$, конденсатори з температурним коефіцієнтом ємності $\text{ТКЄ} = 0.0033\ \%/^{\circ}\text{C}$ (група ТКЄ П33) та отримано такі результати:

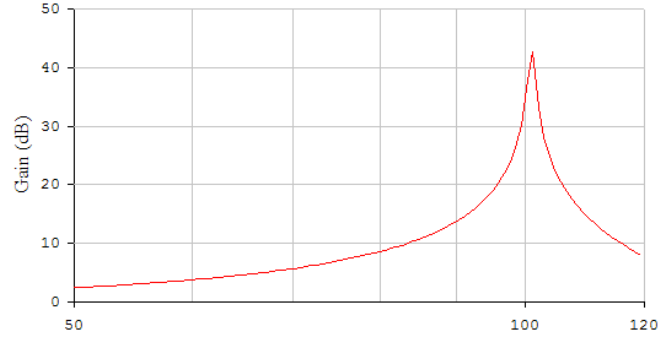
$$d_{\text{дБ-}10^{\circ}\text{C}} = 20\lg\left(\frac{1.022}{32.459}\right) = -30.042\ \text{дБ}; \quad d_{\text{дБ}0^{\circ}\text{C}} = 20\lg\left(\frac{1.035}{46.112}\right) = -32.981\ \text{дБ};$$

$$d_{\partial B+20^{\circ}C} = 20 \lg \left(\frac{1.012}{101.478} \right) = -40.024 \text{ дБ};$$

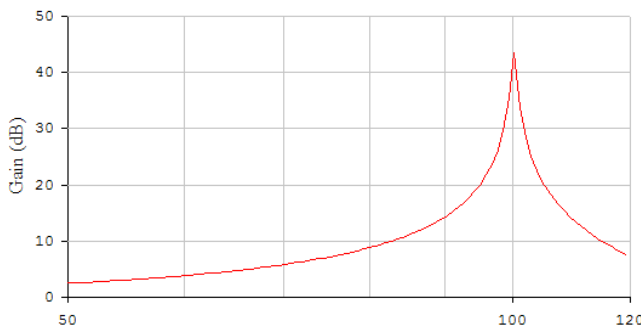
$$d_{\partial B+40^{\circ}C} = 20 \lg \left(\frac{1.091}{45.254} \right) = -32.357 \text{ дБ}.$$



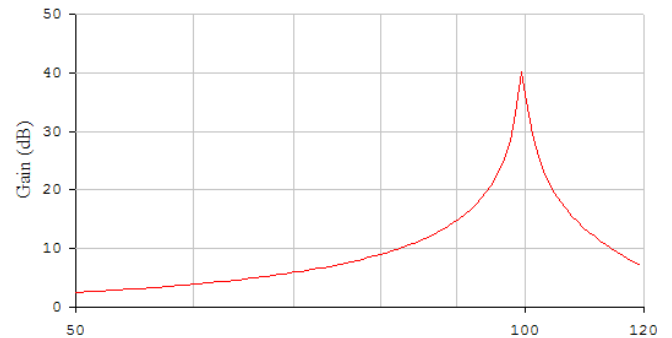
а)



б)



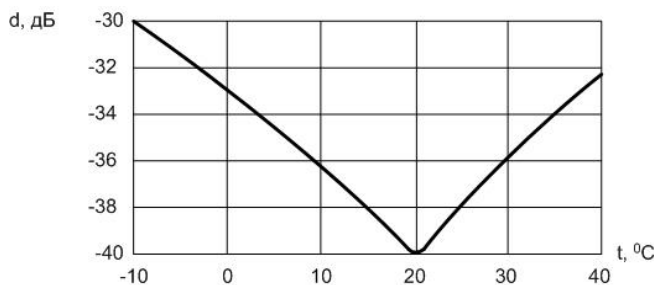
в)



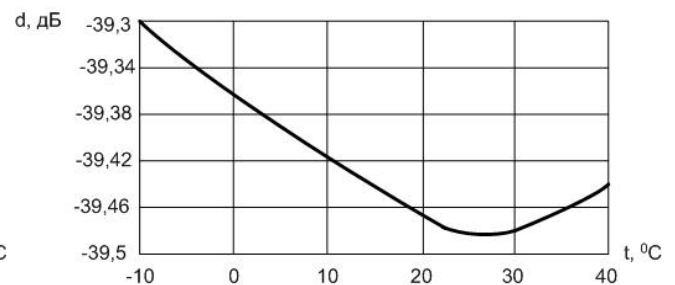
г)

Рис. 5.8. Залежності коефіцієнта передачі смугового фільтра від частоти при температурі навколишнього середовища -10°C (а), 0°C (б), $+20^{\circ}\text{C}$ (в) та $+40^{\circ}\text{C}$ (г)

Графічно залежність коефіцієнта придавлення завади від температури з використанням конденсаторів з ТКЄ групи ПЗЗ наведена на рис. 5.9, а, з якої видно, що температура в значній мірі впливає на цей параметр. Зменшити температурну залежність коефіцієнта придавлення завади можна при застосуванні конденсаторів з ТКЄ іншої групи, наприклад, М750 (рис. 5.9, б) [27].



а)



б)

Рис. 5.9. Залежність коефіцієнта придавлення завади смугового фільтра від температури навколишнього середовища з використанням конденсаторів з ТКЄ груп ПЗЗ (а) та М750 (б)

5.1.4. Реалізація та експериментальні дослідження смугового фільтра

За результатами проведених в 5.1.1. розрахунків розроблено конструкцію СФ і створено його дослідний зразок (рис. 5.10) за уточненою електричною схемою (рис. 5.11), на якій враховано елементи живлення та кола корекції ОП.

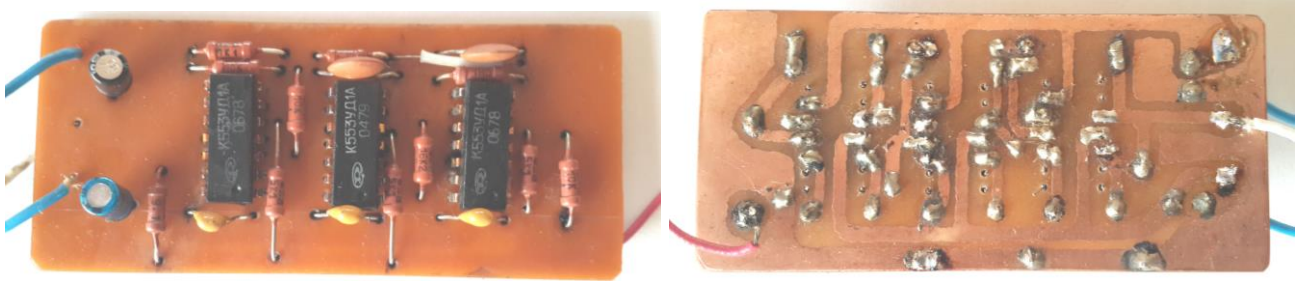


Рис. 5.10. Дослідний зразок смугового фільтра, реалізованого за схемою Тоу

В роботі проведено дослідження розробленого дослідного зразка СФ, під час якого визначалася частотна залежність коефіцієнта передачі фільтра від частоти при сталому значенні амплітуди вхідної напруги $U_{m,вх} = 20$ мВ (табл. 5.2).

За результатами експериментальних досліджень побудовано АЧХ фільтра (рис. 5.12) і визначено такі параметри СФ:

- коефіцієнт передачі фільтра на частоті 100 Гц: $K_{U,СФ}(100 \text{ Гц}) = 39.755$ дБ;
- коефіцієнт передачі фільтра на частоті 50 Гц: $K_{U,СФ}(50 \text{ Гц}) = 0.481$ дБ;

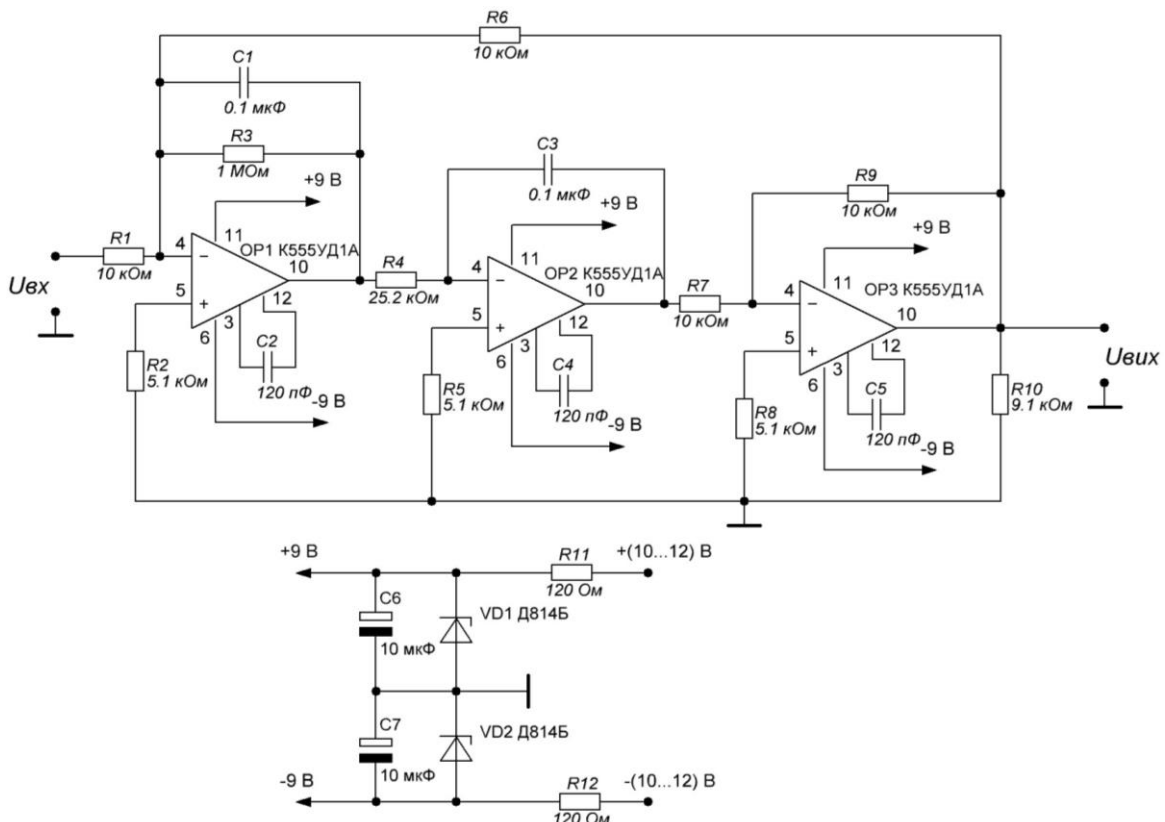


Рис. 5.11. Уточнена електрична схема СФ

Таблиця 5.2

Експериментальні значення залежності коефіцієнта передачі СФ від частоти

$f, \text{Гц}$	20	30	40	50	60	70	80	82	84	86	88	90	92	94	96	98	100	102	104
$K(f)$	0.337	0.534	0.798	1.057	1.508	2.181	3.588	3.974	4.525	5.271	6.177	7.608	9.503	12.727	18.787	35.698	97.218	38.775	20.363
$K(f), \text{дБ}$	-9.447	-5.449	-1.960	0.481	3.568	6.773	11.097	11.985	13.112	14.438	15.816	17.625	19.557	22.095	25.477	31.053	39.755	31.771	26.134

$f, \text{Гц}$	106	108	110	112	114	116	118	120	130	140	150	160	170	180	190	200
$K(f)$	13.742	10.397	8.393	7.086	6.093	5.377	4.821	4.274	2.914	2.293	1.902	1.613	1.419	1.286	1.151	1.048
$K(f), \text{дБ}$	22.761	20.338	18.478	17.008	15.697	14.611	13.663	12.617	9.290	7.208	5.584	4.153	3.040	2.185	1.222	0.407

– коефіцієнт придушення завади з частотою 50 Гц: $d_{\text{дБ}} = -39.273 \text{ дБ}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.707 (-3 дБ): $\Delta f_{0.707} = 2.7 \text{ Гц}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.5 (-6 дБ): $\Delta f_{0.5} = 3.8 \text{ Гц}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.2 (-14 дБ): $\Delta f_{0.2} = 7.8 \text{ Гц}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.1 (-20 дБ): $\Delta f_{0.1} = 16.7 \text{ Гц}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.05 (-26 дБ): $\Delta f_{0.05} = 32.6 \text{ Гц}$;

– смуга пропускання фільтра на рівні 0.02 (-34 дБ): $\Delta f_{0.02} = 82.4 \text{ Гц}$;

– добротність фільтра: $Q = \frac{f_0}{\Delta f_{0.707}} = \frac{100}{2.7} = 37.04$;

– коефіцієнт прямокутності СФ на рівні 0.5: $K_{\text{П}0.5} = \frac{\Delta f_{0.5}}{\Delta f_{0.707}} = \frac{3.8}{2.7} = 1.407$;

– аналогічно коефіцієнти прямокутності фільтра на рівні 0.2 – 2.889; на рівні 0.1 – 6.185; на рівні 0.05 – 12.074; на рівні 0.02 – 30.519.

Залежність коефіцієнта прямокутності смугового фільтра від рівня, на якому визначався коефіцієнт прямокутності, представлена на рис. 5.13.

Крутизна підйому та спаду АЧХ на різних ділянках характеристики:

– крутизна підйому АЧХ в межах смуги пропускання:

$$S_{\Delta f^+} = \frac{K_{100\text{Гц}} - K_{98\text{Гц}}}{100 - 98} = \frac{39.755 - 31.053}{2} = 4.351 \text{ дБ/Гц} \approx 109 \text{ дБ/окт};$$

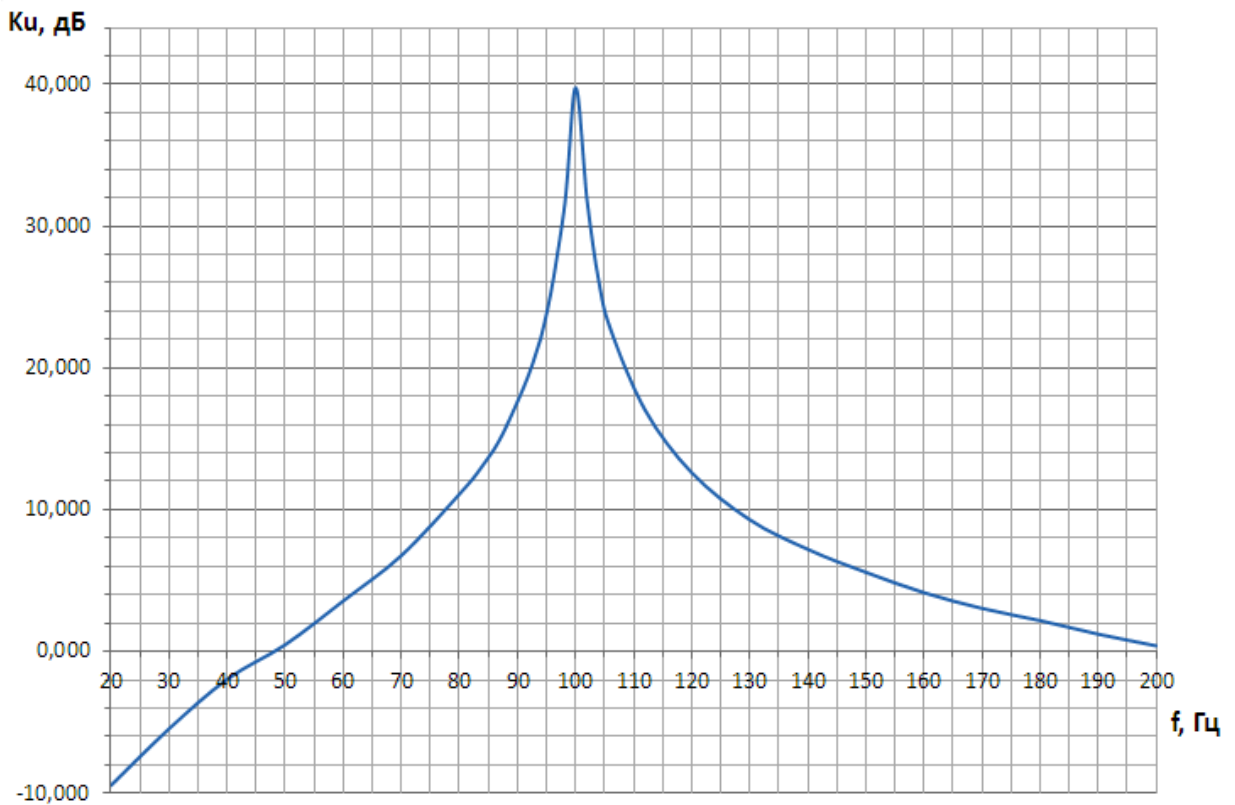


Рис. 5.12. Експериментальна АЧХ СФ

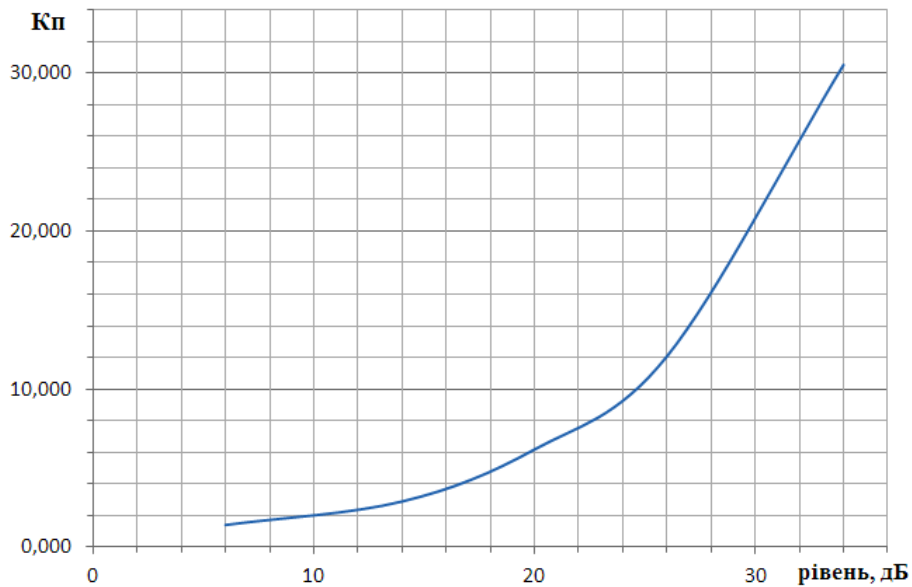


Рис. 5.13. Залежність коефіцієнта прямокутності СФ від рівня його визначення

– крутизна підйому АЧХ в діапазоні (90...100) Гц:

$$S_{90\text{Гц}} = \frac{K_{100\text{Гц}} - K_{90\text{Гц}}}{100 - 90} = \frac{39.755 - 17.625}{10} = 2.213 \text{ дБ/Гц} \approx 55 \text{ дБ/окт};$$

– крутизна спаду АЧХ в межах смуги пропускання:

$$S_{\Delta f-} = \frac{K_{100\text{Гц}} - K_{102\text{Гц}}}{102 - 100} = \frac{39.755 - 31.771}{2} = 3.992 \text{ дБ/Гц} \approx 100 \text{ дБ/окт};$$

– крутизна спаду АЧХ в діапазоні (100...110) Гц:

$$S_{110\text{Гц}} = \frac{K_{100\text{Гц}} - K_{110\text{Гц}}}{110 - 100} = \frac{39.755 - 18.478}{10} = 2.128 \text{ дБ/Гц} \approx 53 \text{ дБ/окт};$$

– крутизна спаду АЧХ в діапазоні (100...200) Гц:

$$S_{200\text{Гц}} = \frac{K_{100\text{Гц}} - K_{200\text{Гц}}}{200 - 100} = \frac{39.755 - 0.407}{100} = 0.3935 \text{ дБ/Гц} = 39.35 \text{ дБ/окт}.$$

Таким чином, при підборі елементів схеми фільтра та його настроюванні експериментальна АЧХ (рис. 5.12) мало відрізняється від теоретичної (рис. 5.2).

В додатку К проведений аналіз нестабільності вихідного сигналу СФ і проаналізовано вплив фільтрації на стабільність частоти вихідного сигналу фільтра.

5.2. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів

5.2.1. Основні типи алгоритмів гарантованої фільтрації

В бортовому обчислювачі сигнали представлені як масив відліків x_1, x_2, \dots, x_N , що відносяться до рівновіддалених моментів часу. Тому умовою гладкості є нерівність $|x_{i+1} - x_i| \leq \varepsilon$, яка означає, що сусідні відліки в масиві відрізняються один від одного на малу величину, меншу деякого заданого порогу ε .

Для виключення відліків, спотворених наявністю похибок (збоїв, помилок), може використовуватися зазначена вище близькість сусідніх відліків вимірювальних сигналів, а обробка сигналу проводиться за структурною схемою рис. 5.14.

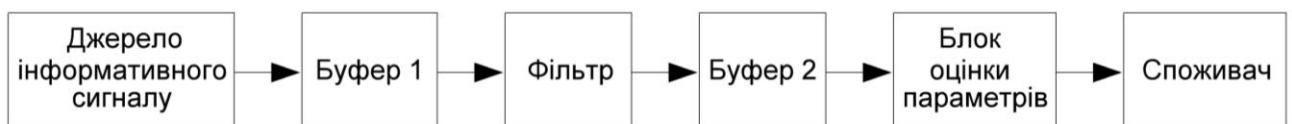


Рис. 5.14. Структурна схема обробки інформативного сигналу

На вхід фільтра з буфера 1 послідовно подаються відліки сигналу x_1, x_2, \dots, x_N , які обробляються відповідно до вибраного алгоритму фільтрації та перетворюються у вихідну послідовність $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_N$. Одним з найбільш простих алгоритмів фільтрації є алгоритм ковзного середнього (*moving average, MA*):

$$\hat{x}_{MAi} = \frac{x_i + x_{i-1} + \dots + x_{i-k+1}}{k}, \quad (5.9)$$

де k – довжина “вікна”, що ковзає по відлікам сигналу (фільтр з кінечною пам’яттю або з кінечною імпульсною характеристикою (КИХ)).

Довільний фільтр з кінечною пам’яттю описується співвідношенням

$$\hat{x}_i = f(x_i + x_{i-1} + \dots + x_{i-k+1}). \quad (5.10)$$

Задача синтезу фільтра, що задовольняє заданим вимогам, зводиться до вибору функції f . Функція ковзного середнього (5.9) відповідає функції середнього арифметичного. Будь-якій з функцій оцінювання [16] можна співставити алгоритм фільтрації, що визначається (5.10).

За видом оцінок алгоритми діляться на сім груп:

- класичні середні (арифметичне, геометричне, гармонічне і квадратичне);
- лінійні оцінки (зважене середнє арифметичне, марковська оцінка, оцінка за методом збиткових змінних);
- квазілінійні оцінки (принципи довіри і недовіри двом найближчим значенням вимірювань, вибіркової медіани);
- нелінійні оцінки (середні степеневе і логарифмічне, узагальнення середнього геометричного);
- оцінки з відбраківкою двох значень вимірювань (вибір найбільшого, вибір найменшого, вибір медіани, відкидання двох найближчих, відбраковка на основі алгоритмів діагностики методом збиткових змінних);
- оцінки з відбраковкою одного значення вимірювань і усереднення інших (відкидання найбільшого, найменшого, медіани або за деяким критерієм);
- комбінації оцінок (середнє арифметичне від 4 класичних середніх та ін.).

Використовуючи формулу середнього гармонічного, отримаємо фільтр, що описується як $\hat{x}_i = \frac{3x_i x_{i-1} x_{i-2}}{x_i x_{i-1} + x_i x_{i-2} + x_{i-1} x_{i-2}}$, а алгоритм фільтрації називають алгоритмом ковзного середнього гармонічного.

Найпростіший алгоритм гарантованої фільтрації оснований на тому, що вихідний відлік фільтра визначається як півсума максимального і мінімального з трьох вхідних відліків (при цьому медіанне значення відкидається). Розглянуті

сім груп функцій оцінювання породжують порядку семидесяти алгоритмів фільтрації, що забезпечують обробку гладких сигналів. Найбільш поширеними алгоритмами є медіанний та діагностичний, що забезпечують виключення збоїв (помилки, промахів) необхідної кратності в сигналі.

5.2.2. Медіанний фільтр та його властивості

Алгоритм медіанної обробки при фільтрації перетворюється в алгоритм ковзної медіани, що при $k = 3$ описується як $\hat{x}_i = \text{med}(x_i, x_{i-1}, x_{i-2})$, $i = \overline{3, N}$. За умовами симетрії цю формулу зручніше переписати у вигляді

$$\hat{x}_i = \text{med}(x_{i+1}, x_i, x_{i-1}), \quad i = \overline{2, N}. \quad (5.11)$$

Це означає, що у вихідному масиві даних послідовно розглядаються k сусідніх відліків, а оцінкою \hat{x}_i є середній відлік (рис. 5.15). Важливою властивістю алгоритму ковзної медіани є те, що він відбраковує відліки, спотворені поодинокими збоями (промахами, помилками). Такі відліки замінюються сусідніми (тим з них, що ближче за своїм значенням). Тому алгоритм забезпечує нечутливість до поодиноких збоїв (помилки, промахів), тобто має властивість робастності.

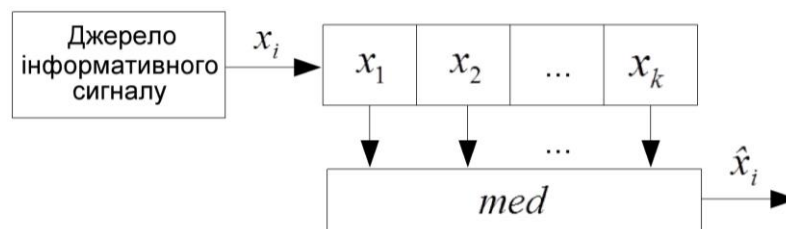


Рис. 5.15. Структурна схема медіанного фільтра з довжиною “вікна” k , нечутливого до n збоїв

Медіанні фільтри легко реалізуються технічно і використовуються для ефективної боротьби зі збоями (помилками, промахами) будь-якої кратності. Вибираючи довжину “вікна” $k = 2n + 1$, отримаємо оцінку, нечутливу до n збоїв.

Медіанний фільтр має ряд корисних практичних властивостей, розглянутих в роботах [13, 17, 32, 36, 38]. Основні з них розглянуті в додатку Л.

5.2.3. Діагностичний фільтр та його переваги над медіанним

Діагностичним є фільтр для обробки сигналів, алгоритм роботи якого оснований на відбраковці при діагностиці за методом збиткових змінних. Найпрос-

тіший діагностичний фільтр реалізується при аналізі сусідньої пари відліків, тобто використанні “вікна” довжиною $k = 2$ та перевірці виконання умови [36]

$$\Delta_i = |x_i - x_{i-1}| \leq \varepsilon, \quad (5.12)$$

де ε – фіксований поріг, що визначається “гладкістю” вхідного сигналу.

Якщо умова (5.12) виконується, то поточний вхідний відлік пропускається на вихід фільтра ($\hat{x}_i = x_i$), а в іншому випадку вихід фільтра блокується до виконання умови. На інтервалі блокування вихідний сигнал фільтра може довизначатися різними способами, наприклад, екстраполяцією нульового порядку (останнім вірним значенням $\hat{x}_i = x_{i-1}$). Відповідний алгоритм наведений на рис. 5.16, а.

Також можна використовувати екстраполяцію першого або другого порядків, однак для цього потрібно збільшувати довжину вікна фільтра. Алгоритм, що використовує екстраполяцію першого порядку, наведений на рис. 5.16, б.

Діагностичний фільтр має над медіанним дві переваги: при мінімальній довжині вікна $k = 2$ дозволяє виключати збої (помилки, промахи) довільної кратності; відноситься до першого класу фільтрів і не вносить спотворень в сигнал, вільний від збоїв, тому будь-який сигнал, що задовольняє умову (5.12), є для фільтра кореневим. Ці переваги досягаються при використанні додаткової інформації про поріг ε , яка не потрібна в медіанному фільтрі.

Однак цей недолік можна виключити при переході до безпорогового діагностичного фільтра, для якого при довжині вікна $k = 3$ формують три контрольні сигнали, які при відсутності збоїв всі будуть мати малу величину [16]:

$$\Delta_1 = |x_{i-1} - x_{i-2}|, \quad \Delta_2 = |x_i - x_{i-2}|, \quad \Delta_3 = |x_i - x_{i-1}|.$$

Поява однократного збою спотворить один з відліків і приведе до збільшення значень двох з трьох контрольних сигналів. Індекс контрольного сигналу, який залишився малим, збігається з номером спотвореного відліку. Такий відлік відкидається, а оцінка формується на основі двох відліків, що залишилися (як їх середнє арифметичне, гармонічне або ін.). Тому безпороговий діагностичний фільтр з довжиною “вікна” $k = 3$, як і медіанний фільтр, ефективно виключає однократні збої. Алгоритм роботи такого фільтра наведений на рис. 5.16, в. Однак при відсутності збоїв такий фільтр, як і медіанний, спотворює вхідний сигнал.

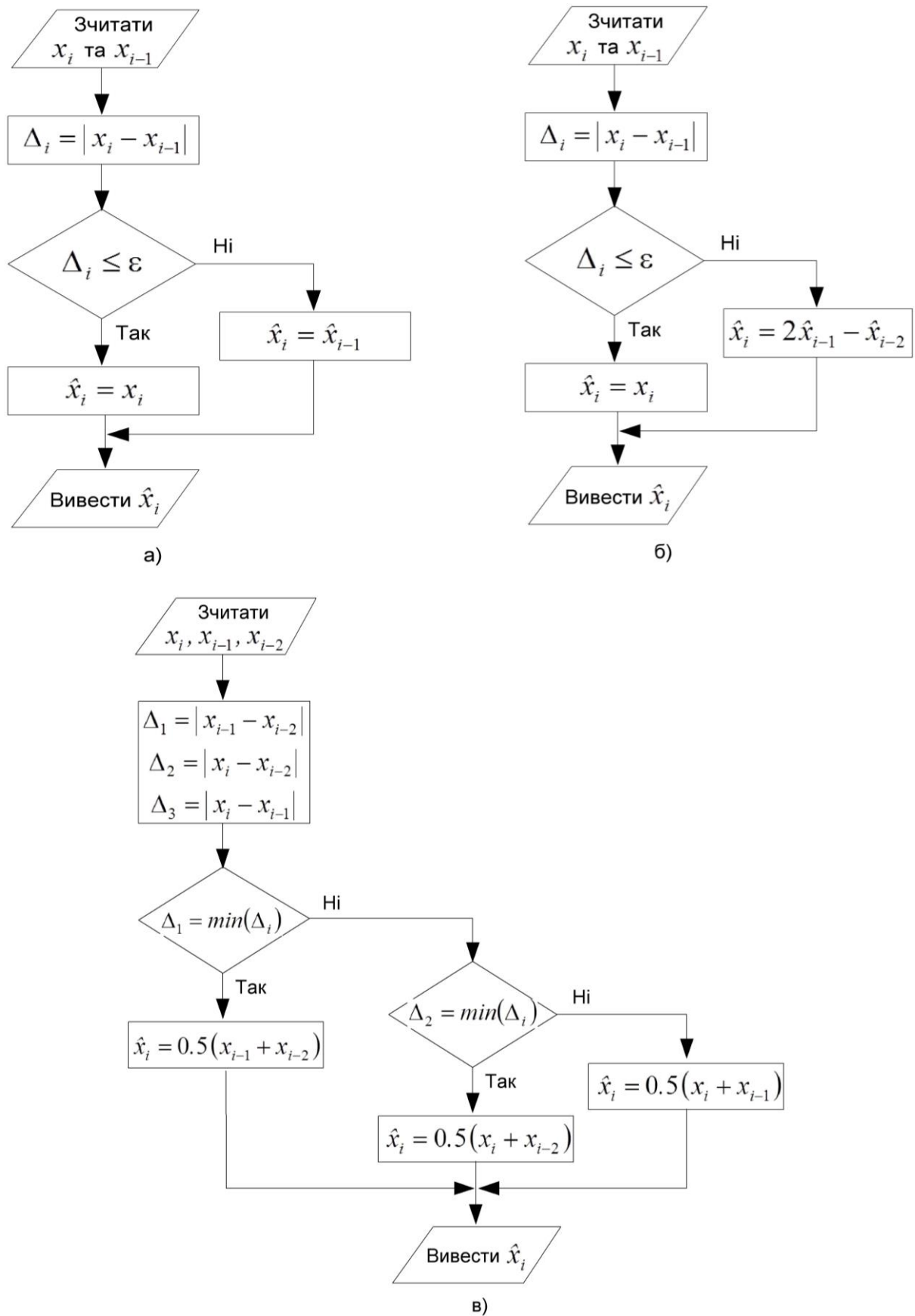


Рис. 5.16. Алгоритми роботи діагностичних фільтрів: з екстраполяцією нульового (а) та першого (б) порядків; в – безпороговий діагностичний фільтр з довжиною вікна $k = 3$

5.2.4. Медіанна фільтрація сигналів БІНС в мобільному робототехнічному комплексі при попередній обробці сигналів

Розглянуті типи фільтрів, зокрема медіанний, пропонується використовувати при обробці даних з бортової навігаційної системи МР. Структурна схема такої обробки наведена на рис. 5.17 [28]. В ній джерелом вимірювальної інформації є БІНС, на виході якої формуються оцінки таких навігаційних параметрів:

- географічні координати: широта φ , довгота λ та висота h ;

- компоненти швидкості: східна $\dot{\lambda} = \frac{V_{Z^g}}{R \cos \varphi}$, західна $\dot{\varphi} = \frac{V_{X^g}}{R}$ і вертикальна

$\dot{h} = V_{Y^g}$, де R – радіус Землі, $V_{X^g}, V_{Y^g}, V_{Z^g}$ – проекції вектора швидкості на осі;

- кути орієнтації: курсу (рискання) α , тангажу β та крену χ .



Рис. 5.17. Структурна схема обробки сигналів БІНС мобільного РТК

На оцінки накладаються завади двох типів – високого рівня (викиди, пропадання сигналу) і низького рівня (інструментальні та інші види похибок). Для боротьби з ними використовується двоетапна процедура обробки. На першому етапі виключаються завади високого рівня, для чого використовується блок медіанних фільтрів. На другому етапі для боротьби з завадами низького рівня використовується фільтр Калмана, на виході якого отримують оцінки навігаційних параметрів, “очищені” від завад.

Для ілюстрації такого способу обробки на рис. 5.18 наведені результати медіанної фільтрації сигналів h (висота) та $\dot{h} = V_{Y^g}$ (вертикальна швидкість), при

побудові яких використані реальні записи сигналів БНС, отримані під час льотних випробувань [16]. На верхніх графіках цих рисунків наявна значна кількість помилок високого рівня, викликаних регулярними пропаданнями сигналів через наявність вібрацій, недостатньо надійні контакти та ін.

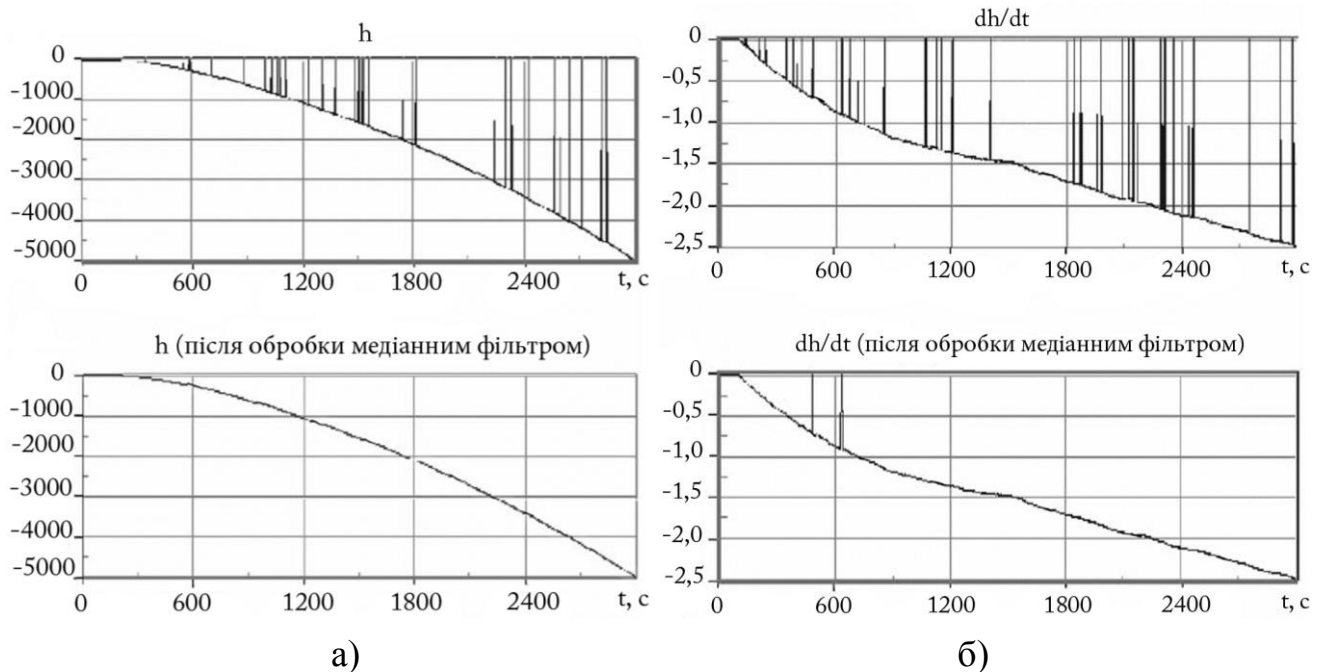


Рис. 5.18. Медіанна фільтрація сигналу за каналами висоти (а) та вертикальної швидкості (б)

Нижні графіки на рис. 5.18, а, б отримано в результаті використання медіанного фільтра з “вікном” довжиною $k = 3$, при цьому виключені поодинокі збої, сигнал за каналом висоти виявився повністю “очищеним” від помилок високого рівня, а в сигналі за каналом вертикальної швидкості виключені всі помилки, крім двох (для їх виключення необхідно використовувати або додаткову фільтрацію, або медіанний фільтр з “вікном” довжиною $k = 5$). Отримані результати ілюструють високу ефективність медіанної фільтрації для попередньої обробки сигналів, які надходять від сенсорів навігаційної системи МРТК.

5.3. Фільтрація сигналів в акселерометричних інерціальних мікросистемах орієнтації

Серед відомих на даний час мікросистем орієнтації одними з найбільш поширених є інерціальні системи, реалізовані на базі акселерометрів і за потребою гіроскопів та магнітометрів, виконаних за технологією MEMS. Вони мають малі

масу і габаритні розміри та високі завадозахищеність, надійність і автономність, тобто параметри орієнтації визначаються без зовнішньої орієнтації.

5.3.1. Модель акселерометричної інерціальної системи орієнтації

Моделлю акселерометричної інерціальної системи орієнтації (АІСО) є фізичний маятник, орієнтований вздовж дійсної вертикалі, визначаючи кути відхилення об'єкту відносно цього напрямку за співвідношенням $\beta = \arcsin \frac{n}{g}$, де n – показання акселерометра. Однак маятник можна використовувати для визначення вертикалі тільки при переміщенні без прискорень, тому що при прискореному русі маятник орієнтується за уявною вертикаллю.

Окрім суттєвої чутливості до прискорень об'єкту вихідний сигнал АІСО зашумлений. Якщо шум акселерометрів описати моделлю білого шуму (розділ 3), то густина шуму АІСО буде мати значення v_{VRW}/g , а СКВ АІСО, викликане бі-

лим шумом акселерометрів, оцінюється за співвідношенням $\sigma_{WN}^A = \frac{v_{VRW}}{g\sqrt{T_0}}$, де

T_0 – період дискретизації вихідного сигналу акселерометра. Так, МЕМС-акселерометр типу *Gemini CAS211/291* виробництва компанії *Silicon Sensing Systems Ltd.* має власний шум (СКЗ) $100 \text{ мкг}/\sqrt{\text{Гц}} = 9.81 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^{3/2}$ [48], тобто при пе-

ріоді дискретизації 10 мс СКВ похибки кута буде $\sigma_{WN}^A = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{9.81 \cdot 10^{-4}}{9.81 \cdot \sqrt{0.01}} \approx 0.057^\circ$.

Таким чином, зашумленість і чутливість до прискорень об'єкту в більшості випадків не дозволяють використовувати АІСО як систему орієнтації. Крім того, АІСО дозволяє визначати кути відхилення об'єкту тільки відносно площини горизонту, не дозволяючи їх визначення в площині горизонту.

В роботі [31] проведено порівняльний аналіз точнісних характеристик акселерометричної ІНС, реалізованої на основі шести і дванадцяти акселерометрів, та класичної ІНС, реалізованої з використанням акселерометрів і гіроскопів, і доведено, що дванадцятисенсорна АІНС за точнісними характеристиками практично еквівалентна класичній ІНС, однак реалізація варіанту ІНС на основі тільки акселерометрів є більш простою і технологічною при мікроелектронному виконанні.

5.3.2. Комплексування акселерометричної та гіроскопічної інерціальних систем орієнтації

Гіроскопічна інерціальна система орієнтації (ГІСО) через дрейф, викликаний випадковим блуканням кута, та невибірковість до вертикалі може використовуватися тільки нетривалий час, а АІСО – тільки при переміщенні об'єкту без прискорень. Тому АІСО і ГІСО об'єднують за аналогією до традиційної гіроскопічної вертикалі, використовуючи позитивні властивості кожної. Блок-схема комплексування АІСО та ГІСО на прикладі кута тангажу наведена на рис. 5.19.

Для виключення повільного дрейфу ГІСО її вихідні сигнали пропускають через ФВЧ, який придувляє низькочастотні коливання, а вихідні сигнали АІСО пропускають через ФНЧ. Для того, щоб фільтри не впливали на корисний сигнал, необхідно, щоб ФНЧ та ФВЧ задовольняли умову інваріантності $K_{\Phi НЧ}(p) + K_{\Phi ВЧ}(p) = 1$, де $K_{\Phi НЧ}(p)$ і $K_{\Phi ВЧ}(p)$ – ПФ ФНЧ та ФВЧ.

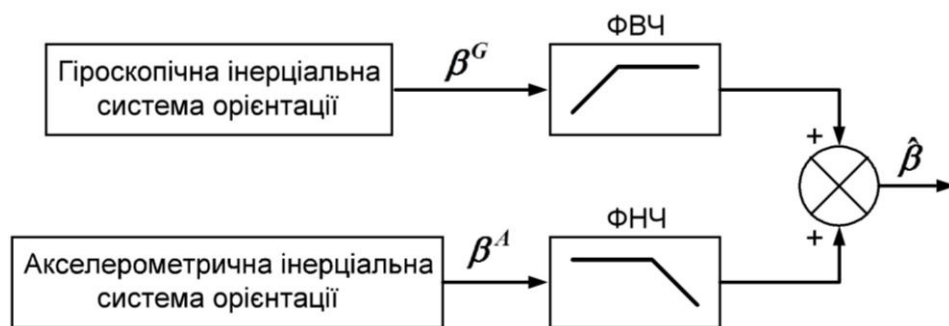


Рис. 5.19. Блок-схема комплексування АІСО та ГІСО [30]

В найпростішому випадку в якості ФНЧ можна використовувати аперіодичне коло першого порядку, а в якості ФВЧ – інерційне диференціувальне коло, передавальні функції яких мають такий вигляд (τ – стала часу фільтрів):

$$K_{\Phi НЧ}(p) = \frac{1}{1 + p\tau}; \quad K_{\Phi ВЧ}(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau}. \quad (5.13)$$

Тоді операторне зображення вихідного сигналу комплексної інерціальної системи орієнтації (КІСО) (комплементарного фільтра) буде мати вигляд [46, 53]

$$\hat{\beta}(p) = \frac{1}{1 + p\tau} \cdot \beta^A(p) + \frac{p\tau}{1 + p\tau} \cdot \beta^G(p). \quad (5.14)$$

Дві інерціальні системи орієнтації АІСО та ГІСО видають показання кута тангажу β з похибками відповідно $\Delta\beta^A$ та $\Delta\beta^G$:

$$\beta^A = \beta + \Delta\beta^A; \quad \beta^G = \beta + \Delta\beta^G,$$

де β^A та β^G – показання кута тангажу, отримані за АІСО та ГІСО відповідно.

З структури передавальних функцій (5.13) видно, що вони відповідають умові інваріантності. Відповідно до блок-схеми (рис. 5.19) оцінка кута тангажу на виході комплементарного фільтра має вигляд

$$\hat{\beta}(p) = \beta(p) + \frac{1}{1 + p\tau} \cdot \Delta\beta^A(p) + \frac{p\tau}{1 + p\tau} \cdot \Delta\beta^G(p). \quad (5.15)$$

З (5.15) виходить, що фільтри не спотворюють дійсний сигнал кута тангажу, що є перевагою комплексування порівняно з безпосередньою фільтрацією окремих АІСО і ГІСО. Збурення, викликані прискореним рухом об'єкту, що містяться в похибках блоку АІСО, після проходження через ФНЧ будуть повільно за експоненціальним законом уводити ГІСО до положення уявної вертикалі. Якщо час дії прискорення малий, то похибки ГІСО будуть незначними. При тривалій дії прискорення відключають корекцію АІСО і переводять ГІСО в автономний режим. Крім того, ФНЧ пропускає НЧ сигнал, пов'язаний з розворотом дійсної вертикалі при обльоті Землі, що надає системі властивість вибіркової.

Комплексування АІСО і ГІСО зводиться до вірного вибору сталої часу фільтрів τ . В основі принципу дії ГІСО лежить інтегрування кінематичних рівнянь, тому справедливим є рівняння $\Delta\beta^G \approx \Delta\omega/p$, а (5.15) набуває вигляду [30]

$$\hat{\beta}(p) \approx \beta(p) + \frac{1}{1 + p\tau} \cdot \Delta\beta^A(p) + \frac{\tau}{1 + p\tau} \cdot \Delta\omega. \quad (5.16)$$

З (5.15) можна зробити висновок, що похибки акселерометрів та гіроскопів АІСО і ГІСО пропускаються через ФНЧ і ФВЧ з передавальними функціями типу (5.13). Якщо вважати, що похибки акселерометрів $\Delta\beta^A$ і гіроскопів $\Delta\beta^G$ мають тільки складові, що визначаються білим шумом і характеризуються випадковими блуканнями швидкості v_{VRW} та кута (*Angle Random Walk, (ARW)*) θ_{ARW} , то задачею оптимізації є вибір сталої часу фільтрів, при якій забезпечується мінімум СКВ похибки обчислення кута тангажу. Використовуючи відому методику визначення СКВ випадкового процесу на виході лінійної системи з вхідним стаціонарним випадковим процесом (в даному випадку білим шумом), маємо [14]:

- СКВ АІСО та ГІСО після фільтрації:

$$\sigma_{AICO} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v_{VRW}^2}{|1+i\omega\tau|^2 \cdot g^2} d\omega} = \frac{v_{VRW}}{g\sqrt{2\tau}}; \quad \sigma_{IICO} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tau^2 \theta_{ARW}^2}{|1+i\omega\tau|^2} d\omega} = \theta_{ARW} \sqrt{\frac{\tau}{2}};$$

- СКВ комплексної інерціальної системи орієнтації (KICO):

$$\sigma_{KICO} = \sqrt{\frac{\tau}{2} \cdot \left(\theta_{ARW}^2 + \frac{v_{VRW}^2}{g^2 \tau^2} \right)}. \quad (5.17)$$

З (5.17) слідує, що мінімум СКВ спостерігається за умови $\tau = \frac{v_{VRW}}{g \cdot \theta_{ARW}}$.

Тому що при прискореному русі об'єкту необхідно гальмувати процес наближення системи до уявної вертикалі, що відповідає збільшенню сталої часу, то з (5.17) необхідно зменшувати величину шуму гіроскопів θ_{ARW} . Відомо, що перехідний процес в аперіодичному колі першого порядку закінчується приблизно за час 3τ , тобто за цей часовий інтервал буде досягнута уявна вертикаль KICO.

5.3.3. Чисельна реалізація комплементарного фільтра

При чисельній реалізації комплементарного фільтра часто нехтують неголономністю кутової швидкості, а кути відхилення визначають безпосереднім інтегруванням кутових швидкостей, тобто $\beta^G(p) = \omega_G(p)/p$, де ω_G – сигнал гіроскопа. Тоді рівняння комплементарного фільтра за каналом тангажу має вигляд

$$\hat{\beta}(p) = \frac{\beta^A(p) + \tau \cdot \omega_G(p)}{1 + p\tau}.$$

Використовуючи відому методику переходу від операторного рівняння до різницевого, отримуємо чисельну реалізацію комплементарного фільтра:

$$\hat{\beta}_{k+1} = k_{K\Phi} (\hat{\beta}_k + T_0 \omega_{G.k}) + (1 - k_{K\Phi}) \beta_k^A, \quad (5.18)$$

де $\omega_{G.k}$ – сигнал гіроскопа; T_0 – період дискретизації; β_k^A – кут, отриманий за показаннями акселерометрів; $k_{K\Phi} = \frac{\tau}{\tau + T_0}$ – коефіцієнт дискретного комплементарного фільтра, значення якого підбирається експериментально для даного ІВМ.

5.3.4. Синтез та моделювання цифрових фільтрів програмними засобами MATLAB

Цифрові фільтри (еквалайзери) поширені завдяки інтенсивному розвитку

мікропроцесорної техніки, а їх можливості обмежені в основному складністю програми. Вони не вносять фазових спотворень і не додають шуму в сигнал, тому що обробляється оцифрований сигнал, а якість цієї обробки залежить від складності алгоритму, частоти дискретизації та розрядності перетворювачів [29]. Реалізуються апаратно або програмно і залежно від часової зміни параметрів бувають стаціонарними або адаптивними.

Проектування ЦФ проводиться за чотири етапи: синтез ЦФ на базі лінійних динамічних схем (ЛДС); вибір структури ЦФ; моделювання структури ЦФ з врахуванням ефектів квантування; реалізація структури ЦФ.

Структура ЦФ (алгоритм обчислення реакції) реалізується програмно на базі цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) або програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС), тому необхідно проводити відладку програмної частини ЦФ апаратними засобами. Проектування ЦФ в *MATLAB* реалізується за допомогою функцій, які знаходяться в пакетах розширення *Signal Processing Toolbox*, *Filter Design Toolbox* та *Fixed Point Toolbox* [44], на базі яких розроблено стандартні програми *GUI FDATool* та *SPTool*. Програма *GUI SPTool* розроблена на основі пакету розширення *Signal Processing Toolbox* та призначена для розв'язування таких задач, пов'язаних з моделюванням цифрової фільтрації [35]: синтез ЦФ; аналіз ЦФ; імпорт вхідного сигналу; моделювання цифрової фільтрації; аналіз сигналів в часовій та частотній областях і експорт даних з *GUI SPTool*.

Для потреб навігаційної системи МР синтезуємо оптимальний КІХ-фільтр ФНЧ за заданими вимогами до АЧХ методом чебишевської апроксимації засобами *GUI SPTool* за такими вихідними даними: частота дискретизації f_D (Fs) – 8000 Гц; гранична частота смуги пропускання f_x (ft) – 1000 Гц; гранична частота смуги затримування f_k (fk) – 1500 Гц; максимально допустиме відхилення АЧХ у смузі пропускання δ_1 ($d1$) – 0.05; максимально допустиме відхилення АЧХ у смузі затримування δ_2 ($d2$) – 0.01; максимально допустиме затухання в смузі пропускання $a_{\max} = 0.4455$ (дБ); мінімально допустиме затухання в смузі затримування $a_{\min} = 40$ (дБ). Результати синтезу ЦФ наведені на рис. 5.20. Вимоги до АЧХ (дБ) будуть виконуватися при порядку фільтра $R_{opt} = 31$.

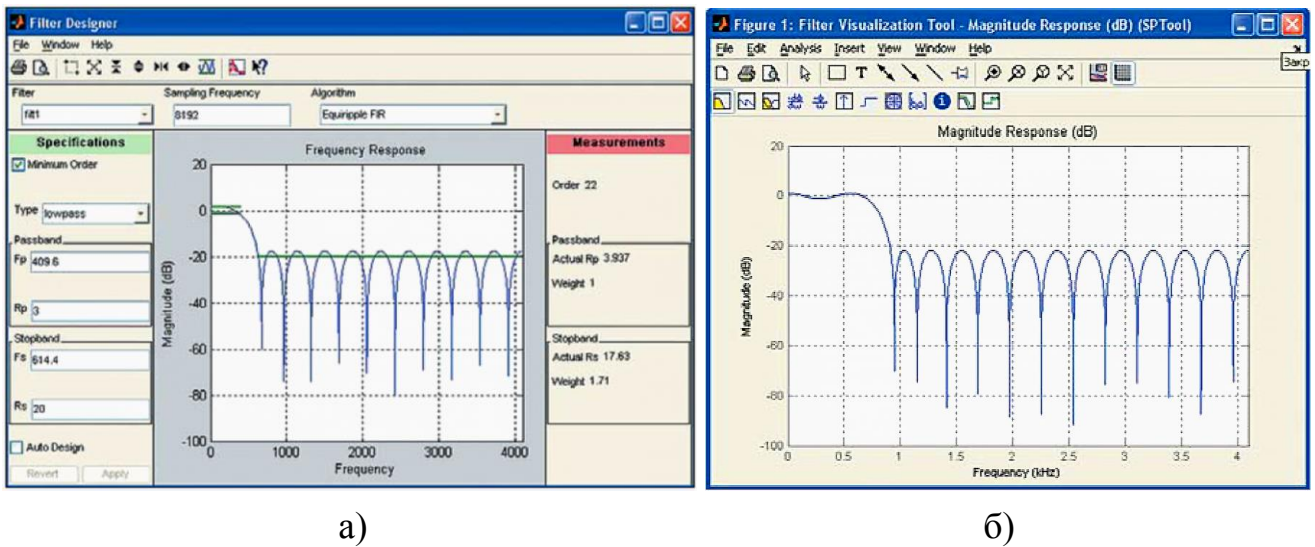


Рис. 5.20. Вікна Filter Designer (а) та Figure...: Filter Visualization Tool (б)

Для аналізу синтезованого ЦФ створюємо вхідний сигнал – 1024-точкову послідовність, що є сумішшю двох дискретних гармонік $x(n) = \sin(2\pi f_1 nT) + 0.5 \sin(2\pi f_2 nT)$ зі значеннями частот $f_D = 8 \text{ кГц}$, $f_1 = 500 \text{ Гц}$, $f_2 = 2000 \text{ Гц}$ [34], і формуємо вхідний сигнал – вектор s – підставивши в попередній вираз значення частот та додавши до детермінованої складової білий шум:

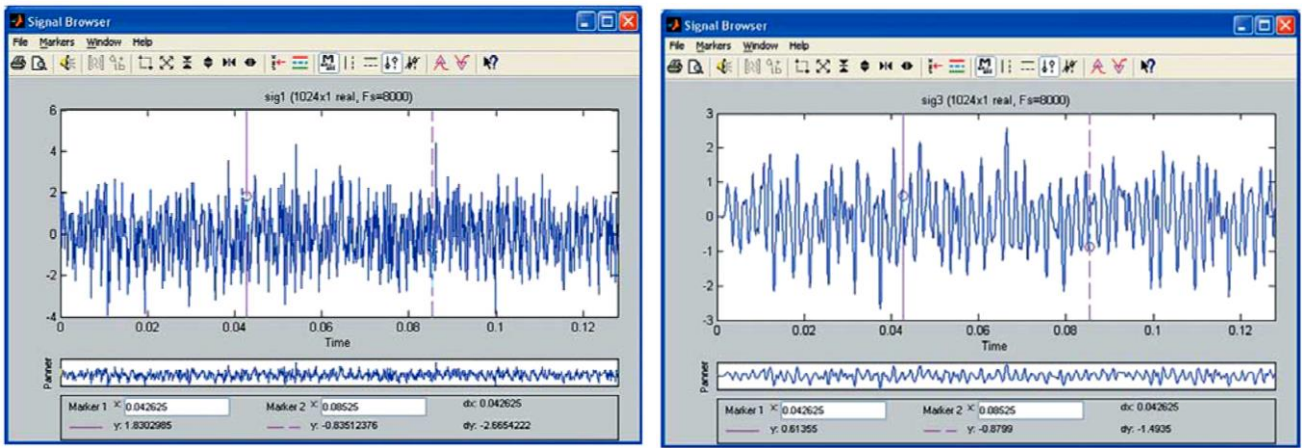
```
>> N=1024; n=0:(N-1);
>> x=sin(0.125*pi.*n)+0.5*sin(0.5*pi.*n);
>> s=x+randn(1,length(x));
>> save s
```

На рис. 5.21 наведені графіки вхідного $sig1$ та вихідного $sig3$ сигналів. Вхідний дискретний сигнал $sig1$ представлений на інтервалі часу $[0; NT] = [0; N/f_D]$, де N – довжина сигналу (при $N=1024$ та $f_D = 8000 \text{ Гц}$ маємо інтервал $[0; 0.128] \text{ с}$).

Спектральний аналіз сигналів проводиться методом швидкого перетворення Фур'є (ШПФ, FFT) [33], а вхідним параметром є задане число точок сигналу – 1024. Графіки спектральної густини потужності (PSD) вхідного та вихідного сигналів $sig1$ і $sig3$ представлені на рис. 5.22, де маркери підведені до частот сигналу 500 Гц і 2000 Гц, а змінні $y1$ та $y2$ фіксують значення PSD (дБ/Гц). В GUI $SPTool$ спектральна густина потужності PSD розраховується за формулою

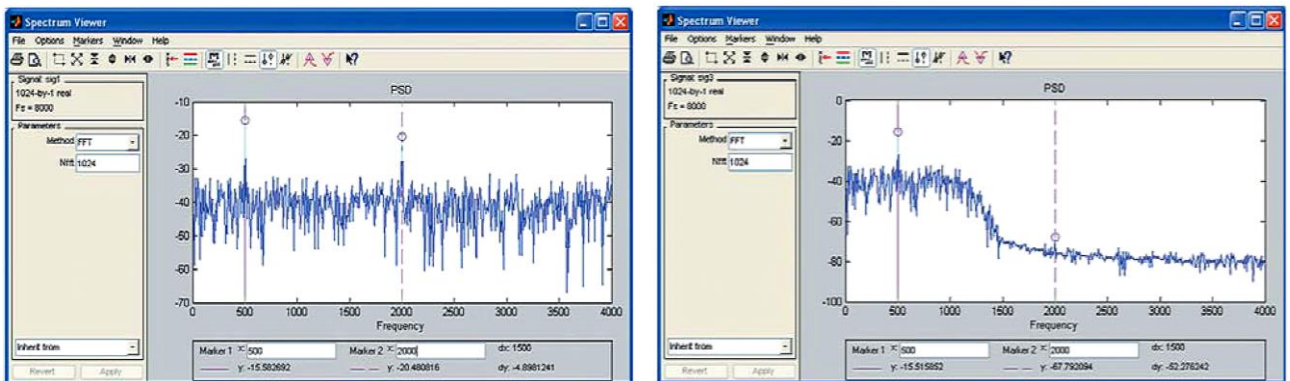
$$P(k) = 10 \lg \left(\frac{|X(k)|^2}{N f_D} \right), \quad k = 0, 1, \dots, (N-1), \quad (5.19)$$

де N – розмірність ШПФ; $X(k)$ – N -точкове ШПФ послідовності $x(n)$; k – дискретна нормована частота [54].



а)

б)

Рис. 5.21. Вікна *Signal Browser* – вхідний *sig1* (а) та вихідний *sig3* (б) сигнали

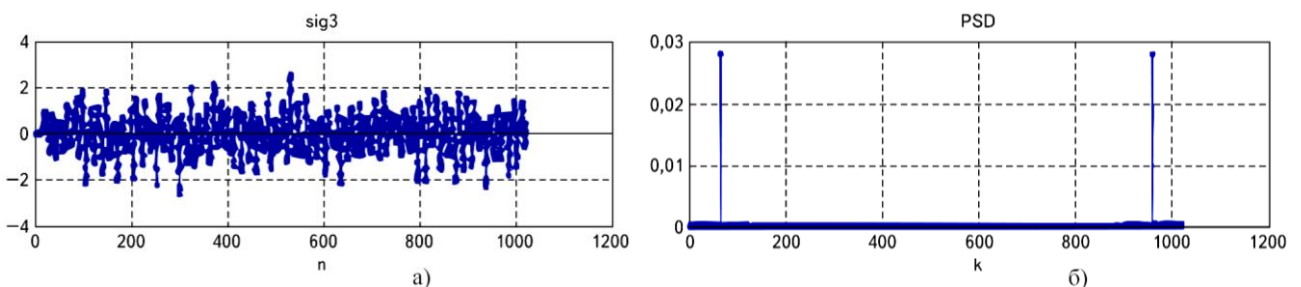
а)

б)

Рис. 5.22. *PSD spect1* вхідного сигналу *sig1* (а) і *PSD spect2* вихідного сигналу *sig3* (б)

Необхідно зазначити, що одна складова вхідного сигналу *sig1* потрапляє до смуги пропускання ФНЧ, а друга з частотою 2 кГц – до смуги затримування.

На рис. 5.23 наведені вихідний сигнал цифрового ФНЧ *sig3* (а) та його *PSD* (б).



а)

б)

Рис. 5.23. Вихідний сигнал цифрового ФНЧ *sig3* (а) та його *PSD* (б)

Інтервал між сусідніми частотами є $\Delta f = f_D / N = 8000 / 1024 = 7.8125 \text{ Гц}$. При побудові графіка залежності (5.19) за шкалою дискретних нормованих частот k використовується 1024 значення, які відповідають частотному діапазону $[0; f_D - \Delta f] = [0; 7992.2] \text{ Гц}$ (рис. 5.23, б).

5.4. Використання фільтрів Калмана в приладових системах вимірювання прискорення мобільного робота

5.4.1. Оцінка параметрів стану системи за допомогою фільтра Калмана на фоні “офарбованих” шумів

Рекурсивний фільтр Калмана (ФК) забезпечує мінімальну дисперсію \tilde{p} оцінки \hat{x} вихідного випадкового сигналу x , який характеризує стан дискретної лінійної системи (рис. 5.24), де цифрами 1 і 2 позначено відповідно систему та фільтр Калмана. Будемо вважати, що шум вимірювань v та системний шум w є білими шумами, розподіленими за нормальним законом. В даному випадку функціонування системи та фільтра Калмана описується таким чином [20]:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k); \quad (5.20)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k); \quad (5.21)$$

$$x^*(k+1) = A\hat{x}(k) + B(k)u(k); \quad (5.22)$$

$$\hat{x}(k) = x^*(k) + K(k)[y(k) - C(k)x^*(k)], \quad \hat{x}(0) = x_0; \quad (5.23)$$

$$K(k) = \frac{P^*(k)C^T(k)}{C(k)P^*(k)C^T(k) + R(k)}; \quad (5.24)$$

$$P^*(k+1) = A(k)\tilde{P}(k)A^T(k) + Q(k); \quad (5.25)$$

$$\tilde{P}(k) = P^*(k) - K(k)C(k)P^*(k), \quad \tilde{P}(0) = P_0, \quad (5.26)$$

де формули (5.25) і (5.26) дозволяють оцінити коваріаційну матрицю похибок у відповідних точках структурної схеми (рис. 5.24).

Відповідно до наведеного алгоритму в кожний дискретний момент часу k на основі заданих параметрів системи і фільтра та величини вхідної дії $u(k)$ проводиться розрахунок параметрів стану системи $x^*(k+1)$ і наступного значення оптимальної оцінки $\hat{x}(k+1)$ шляхом корекції отриманого значення $x^*(k+1)$. Алгоритм корекції реалізується фільтром Калмана так: фіктивне значення вимірюваної величини $y^*(k+1)$ множиться на матрицю C , результат порівнюється з дійсним вимірюваним значенням $y(k+1)$, а різниця фіктивного і дійсного значень враховується в процесі обчислень з вагою $K(k+1)$. При цьому значення вагових коефіцієнтів K враховують всі апріорні відомості про параметри шуму системи.

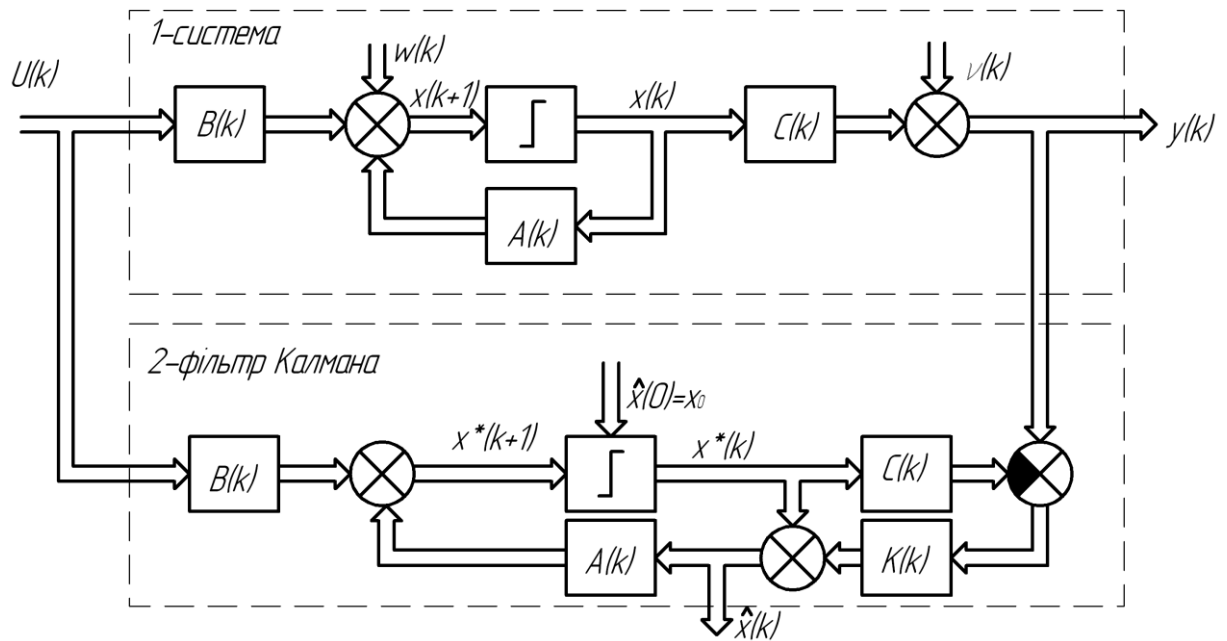


Рис. 5.24. Структурна схема дискретної лінійної системи з фільтром Калмана

Для лінійних систем значення матриць K , P^* та \tilde{P} не залежать від миттєвого значення вихідного сигналу, тому характеристики фільтра можна проаналізувати з високим ступенем достовірності при відсутності конкретного вимірювального сигналу. Для наочної ілюстрації основних характеристик фільтра Калмана (залежності дисперсії оцінки \tilde{P} від дисперсії шуму вимірювань R і шуму системи Q) розглянемо статичну систему ($A = E$), параметри стану якої безпосередньо відображуються вимірювальними сигналами ($C = E$). При цьому значення корегувального коефіцієнта K збільшується, якщо інтенсивність системного шуму збільшується у порівнянні з шумом вимірювань. Даний результат фізично можна інтерпретувати таким чином: при значному рівні системного шуму достовірність отриманого екстрапольованого значення x^* зменшується, а різниця фіктивного і дійсного результатів вимірювання має корегуватися з більшим ваговим коефіцієнтом. При цьому дисперсія оцінки \tilde{P} не набагато менше дисперсії шуму вимірювань R . В крайньому випадку нескінченно великих системних шумів результат вимірювання у фактично є оцінкою \hat{x} на виході оптимального фільтра Калмана, а дисперсія оцінки дорівнює дисперсії шуму вимірювань.

Якщо шуми вимірювань значно перевищують системні шуми, то значення корегувального коефіцієнта зменшується. Це просто пояснюється з фізичних міркувань: оскільки похибка екстрапольованого значення x^* порівняно мала, то рі-

зниця фіктивного і дійсного результатів вимірювань враховується при корегуванні з малою вагою, що обумовлено зменшенням дисперсії оцінки \tilde{P} у порівнянні з дисперсією шуму вимірювань R . В крайньому випадку нескінченно великих шумів вимірювань $K = 0$, тобто результат вимірювань практично не впливає на величину оцінки, а дисперсія оцінки не може бути менше дисперсії системних шумів. В реальному випадку при обмеженому шумі вимірювань дисперсія оцінки \tilde{P} менше дисперсії шумів вимірювань. При цьому підвищення точності у порівнянні зі звичайним процесом вимірювань тим більше, чим менше відношення Q/R .

В реальних вимірювальних системах спектри системного $w(k)$ і вимірювального $v(k)$ шумів рідко бувають рівномірними. В загальному випадку в системах різного типу діють "офарбовані" шуми з нерівномірним спектром, при цьому змінюються співвідношення, які описують функціонування системи і власне процес формування шуму. Так, "офарбований" системний шум описується як

$$w(k+1) = \Phi w(k) + \omega(k), \quad (5.27)$$

де $\omega(k)$ – білий шум.

Одночасно змінюються і розглянуті раніше співвідношення для вектора стану, системної матриці та системних шумів:

$$x^w = \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}; \quad A^w = \begin{bmatrix} A & E \\ 0 & \Phi \end{bmatrix}; \quad w^w = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \end{bmatrix}; \quad C^w = [C | 0]. \quad (5.28)$$

Для вимірювальної системи і шумів можна отримати такі вирази:

$$v(k+1) = \Psi v(k) + v(k); \quad (5.29)$$

$$x^v = \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix}; \quad A^v = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & \Psi \end{bmatrix}; \quad w^v = \begin{bmatrix} w \\ v \end{bmatrix}; \quad C^v = [C | E]. \quad (5.30)$$

Дані співвідношення використовуються для практичної реалізації алгоритму фільтрації замість наведеного раніше. При цьому окрім зміни структури системи змінюється і коваріаційна матриця шумів:

$$R^v = 0; \quad Q^v = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad (5.31)$$

однак в процесі реалізації даних алгоритмів можуть виникати деякі складності обчислень при одночасному збільшенні часових затрат на обробку інформації.

Тому в роботі [24] запропоновано метод, який дозволяє проводити оцінку параметрів стану системи в “офарбованих” шумах практично без збільшення часу обчислень. Як відомо, практичне використання фільтра Калмана потребує наявності такої апріорної інформації:

– динамічні характеристики системи, параметри стану якої підлягають оцінці, мають досить точно описуватися лінійною моделлю (при цьому відомо багато способів лінеаризації характеристик реальної системи);

– статистичні властивості випадкових флуктуацій параметрів стану і вимірювальних сигналів мають описуватися в формі коваріаційних матриць:

$$E[w(k) \cdot w^t(l)] \quad \text{або} \quad E[v(k) \cdot v^t(l)].$$

На практиці можна з достатньою достовірністю визначити статистичні характеристики паразитних сигналів, що діють в процесі вимірювання. Однак в загальному випадку не можна апріорно задати характеристики випадкових флуктуацій, які накладаються на детерміновані сигнали, що характеризують стан системи. Тому актуальною є задача розробки методів оцінки, які використовуються при обмеженій апріорній інформації про параметри вхідних сигналів і системи. В роботі для розв’язання такої задачі пропонується одночасне використання двох або більше вимірювальних систем (модулів), тобто так зване комплексування за принципом компенсації (рис. 5.25).

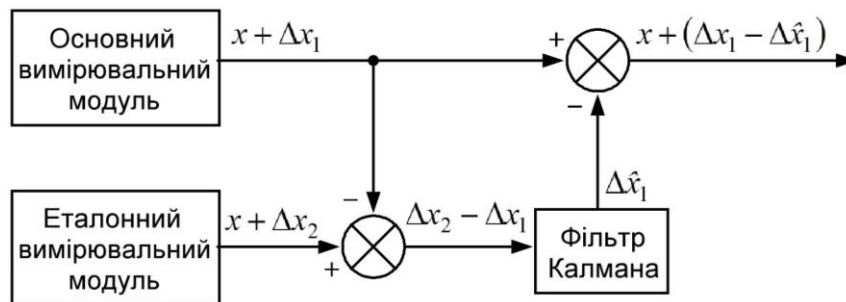


Рис. 5.25. Структурна схема комплексування за принципом компенсації

Принцип дії такої системи описаний в роботі [20]. Використання складних систем такого типу найбільш раціонально в тих випадках, де для забезпечення заданої надійності та достовірності вимірювання однієї і тієї самої величини, що характеризує стан системи або процесу, реалізується різними вимірювальними системами (наприклад, в навігаційних системах в авіації, де вхідними величинами фільтра Калмана є різниця вихідних координат двох навігаційних систем, яка

подається у вигляді простору станів [39, 42, 49]). В системах, що забезпечують вимірювання одного параметру в неперервному режимі, дисперсія оцінки, характерна для складної системи в усталеному стані, визначається як

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left\{ |K_{\phi}(i\omega)|^2 S_1(\omega) + |1 - K_{\phi}(i\omega)|^2 S_2(\omega) \right\} d\omega, \quad (5.32)$$

де S_1 і S_2 – спектри потужності шуму відповідно опорної і основної вимірювальних систем; $K_{\phi}(i\omega)$ – комплексна ПФ досліджуваного фільтра.

Основною вимогою до фільтра є мінімум дисперсії σ_{Σ}^2 . Така задача при деяких додаткових умовах (стаціонарному шумі, усталеному стані фільтра) розв'язана в роботах [45, 51]. При цьому ідеальний фільтр Вінера забезпечує СКП

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{S_1(\omega) \cdot S_2(\omega)}{S_1(\omega) + S_2(\omega)} d\omega. \quad (5.33)$$

З (5.33) виходить, що СКП складної системи менше похибок окремих систем, при цьому вииграш в точності тим більший, чим більше відрізняються спектри вимірювальних і системних шумів. Таким чином, проведений аналіз дозволяє оцінити діапазон використання систем такого виду для розв'язання задач зменшення підсумкової дисперсії оцінки параметрів стану деякого пристрою.

Різницевий сигнал з похибками, що проходить через фільтр Калмана, приводить до зменшення похибки вихідного сигналу однієї з навігаційних систем [40, 41]. Оцінка помилок використовуються для корекції параметрів руху і кутів орієнтації, обчислених за сигналами інерціальних сенсорів, а також демпфування помилок безплатформної курсовертикалі. При цьому вихідний сигнал фільтра Калмана віднімається від реальних значень БІНС і на виході отримують скориговані значення навігаційних параметрів, які характеризують координати, параметри руху і просторову орієнтацію об'єкту [39, 49].

5.4.2. Синтез фільтра Калмана системи навігації

Тому що останнім часом спостерігається тенденція до використання мікропроцесорів і мікроконтролерів для практичної реалізації складних фільтрів для вимірювальних систем різних типів, доцільним є аналіз можливості розв'язання такої задачі для дискретного часу і в рекурсивній формі. Крім того, такий фільтр

має забезпечувати мінімальну дисперсію випадкової похибки основної системи і в усталеному режимі. Все це приводить до необхідності використання в якості оптимального пристрою фільтра Калмана, отримана оцінка якого є статистично оптимальною по відношенню до будь-якої квадратичної функції похибки оцінки [9, 49]. Якщо спектри шумів вимірювань окремих систем значно відрізняються, то функції еталонної системи виконує більш широкосмуговий пристрій, а фільтром Калмана реалізується оцінка випадкової похибки основної більш вузькосмугової системи. Тоді система, стан якої необхідно визначити за допомогою фільтра Калмана, аналогічна формувальному фільтру, на виході якого формується „офарбований” шум $v_2(k)$ з білого шуму $w(k)$:

$$v_2(k+1) = \Phi v_2(k) + w(k). \quad (5.34)$$

Тоді стан такої системи $v_2(k)$ відображує відповідний вимірювальний сигнал, який спотворений білим шумом опорної системи $v_1(k)$:

$$y(k) = v_1(k) = v_2(k). \quad (5.35)$$

Дискретизовані випадкові процеси $v_1(k)$ та $v_2(k)$ отримано вибіркою миттєвих значень відповідних неперервних процесів. При цьому коваріаційна матриця дискретного процесу $\bar{Q}(k, 1)$ або $\bar{R}(k, 1)$ залежить як від коваріаційної матриці відповідного неперервного процесу $\bar{Q}(t, r)$ або $\bar{R}(t, r)$, так і від інтервалу дискретизації $t_{k+1} - t_k$. В цьому випадку похибка оцінки фільтром Калмана одночасно є підсумковою похибкою складної системи та, відповідно, коваріаційна матриця \tilde{P} даної оцінки дорівнює коваріаційній матриці похибки вимірювальної системи. Побудова складної системи за структурою рис. 5.25 є недоцільною, якщо рівні шумів вимірювання систем значно відрізняються. Це слідує з (5.33) та з основних властивостей дисперсії оцінки, отриманої за допомогою фільтра Калмана. Однак в деяких практичних випадках все ж доцільно використовувати такі системи в процесі вимірювань, тому що з їх допомогою окрім зменшення випадкової складової похибки забезпечується також часткова компенсація дрейфу основної системи (при розглянутих раніше умовах). Якщо ж смуги пропускання обох систем, що входять до складу складної системи, приблизно однакові, то для „офарбованого” шуму опорної системи необхідно користуватися виразом

$$v_s(k+1) = \psi v_s(k) + v(k), \quad (5.36)$$

аналогічним (5.34). Це приводить до ускладнення алгоритму практичної реалізації фільтра Калмана внаслідок зміни матриць, що описують його функціонування відповідно до (5.30). Тому використання складних систем описаного типу раціонально тільки у випадку наявності вимірювальних пристроїв з смугами пропускання, що помітно відрізняються, коли вірним буде припущення про рівномірність спектру шуму одного з пристроїв у вузькій смузі частот.

При використанні фільтра Калмана динамічна система має бути представлена у вигляді моделей динаміки і вимірювання відповідно до структури фільтра [9, 41]. Для кожного такту k роботи фільтра необхідно визначити матрицю еволюції процесу A , матрицю спостереження C , коваріаційну матрицю процесу Q , коваріаційну матрицю шуму вимірювань R , а при наявності керуючих впливів – матрицю їх коефіцієнтів B [41, 47]. Модель процесу передбачає, що дійсне значення в момент $(k+1)$ визначається з дійсного стану в момент k відповідно до (5.20), а результат спостереження (вимірювання) $y(k)$ дійсного вектора стану $x(k)$ в момент k визначається рівнянням (5.21), де $v(k)$ – нормальний випадковий процес з нульовим математичним сподіванням і коваріаційною матрицею R , що описує білий шум в результатах вимірювання [9, 49].

Початковий стан і вектори випадкових процесів на кожному етапі обробки $\{x(0), w(1), \dots, w(k), v(1), \dots, v(k)\}$ вважаємо незалежними. В загальному випадку фільтр Калмана працює у два етапи: прогноз і корекція [41, 43]. Оцінка фазового стану системи, яка була отримана на попередньому кроці роботи, поширюється на поточний крок у вигляді прогнозу оцінки відповідно до моделі динаміки системи (5.20). Після цього отримана оцінка і результати вимірювання, отримані на даному кроці, використовуються для отримання відкорегованої оцінки стану системи [41], при цьому прогнозування між двома корегуваннями може відбуватися декілька разів. Це використовується для екстраполяції фазового стану, якщо результати вимірювань недосяжні або недостовірні [1, 4], а також дозволяє результатам вимірювань подаватися на вхід фільтра асинхронно [9, 43].

Похибка оцінки стану системи описується в термінах коваріаційної матриці похибки [41] як $P(t) = M \{ [x(k) - \hat{x}(k)] [x(k) - \hat{x}(k)]^T \}$, де $M \{x\}$ – математичне спо-

дівання, а робота фільтра починається з ініціалізації оцінки вектора стану і коваріаційної матриці похибки [9, 49]: $x(t_0) = \hat{x}_0$, $P_0 = M \{ [\hat{x}(t_0) - x(t_0)][\hat{x}(t_0) - x(t_0)]^T \}$.

Далі проводиться екстраполяція оцінки стану і матриці коваріацій відповідно до моделі (5.20) для отримання некорегованої оцінки за (5.27) і (5.30). На наступному кроці визначається коефіцієнт підсилення фільтра Калмана і відбувається корекція оцінки з врахуванням отриманих результатів вимірювань [9, 43] за формулами (5.28), (5.29) та (5.31). Даний фільтр Калмана орієнтований на використання лінійних моделей. Для використання нелінійних моделей може використовуватися декілька різновидів фільтра, найбільш поширеним з яких є розширений фільтр Калмана, який за своєю структурою схожий на лінійну версію, однак в рівняннях динаміки присутні нелінійні функції [4, 41].

5.4.3. Алгоритм дослідження та результати моделювання системи навігації

Рівняння роботи БІНС часто подаються у векторній формі Коші [15, 47, 50]:

$$\dot{C}_b^e = C_b^e (\omega_{eb}^b \times); \quad \dot{r}_{eb}^b = v_{eb}^b; \quad \dot{v}_{eb}^b = C_b^e n^b - 2\omega_{ei}^e \times v_{eb}^e + g^e,$$

де r_{eb}^b , v_{eb}^b – радіус-вектор і швидкість об'єкту відносно земної системи координат; C_b^e – матриця напрямних косинусів між земною та зв'язаною з об'єктом системами координат; n^b та ω_{eb}^b – показання акселерометрів і гіроскопів; ω_{ei}^e – вектор кутової швидкості обертання Землі; g^e – вектор прискорення сили тяжіння.

Якщо БІНС комплексується з сенсорами інших типів, то рівняння роботи деяких з них можна знайти в роботах [2, 52].

Лінійну модель можна представити у двокроковому процесі:

- на першому кроці визначається місцезнаходження об'єкту за даними оптико-електронної системи:

$$\delta z_k = \begin{bmatrix} -\frac{f}{r_{cpkz}^c} & 0 & f \frac{r_{cpkx}^c}{(r_{cpkz}^c)^2} \\ 0 & -\frac{f}{r_{cpkz}^c} & f \frac{r_{cpky}^c}{(r_{cpkz}^c)^2} \end{bmatrix} \cdot \delta r_{cpk}^c = H_1 \delta r_{cpk}^c,$$

де r_{cpk}^c – радіус-вектор місцезнаходження об'єкту; f – фокусна відстань;

- на другому кроці визначаються похибки місцезнаходження об'єкту та його орієнтації за даними від БІНС:

$$\delta r_{cpk}^c = \begin{bmatrix} -C_b^c C_n^b & C_b^c C_b^e (r_{eb}^b \times) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta r_{eb}^b \\ \phi \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} \delta r_{eb}^b \\ \phi \end{bmatrix},$$

де ϕ – вектор похибки визначення кутів орієнтації; δr_{eb}^b – вектор похибки визначення поточного місцезнаходження об'єкту.

Підставивши (5.26) в (5.23), отримуємо рівняння вимірювання комплексної системи, яке може використовуватися для формування вихідних величин ФК:

$$\delta z_k = H_1 H_2 \begin{bmatrix} \delta r_{eb}^b \\ \phi \end{bmatrix}. \quad (5.37)$$

За рівнянням (5.37) проведено моделювання комплексної навігаційної системи для початкових координат місцезнаходження (координат Києва) $\varphi = 50.21^\circ$ (широта), $\lambda = 30.3^\circ$ (довгота), зміщення нуля акселерометра 100 мкг та дрейфу гіроскопа 0.05 град/год ($2.423 \cdot 10^{-7}$ рад/с). Результати моделювання (похибки оцінювання складових швидкості руху об'єкта) наведені на рис. 5.26.

5.4.4. Реалізація безплатформної інерціальної системи орієнтації з акселерометричною корекцією на основі фільтра Калмана

Як зазначено в п. 5.3.1, в сигналах акселерометрів наявні дві складові – прискорення сили тяжіння Землі та прискорення, обумовлене рухом об'єкту, яке є небажаним при розв'язанні задачі орієнтації і приводить до погіршення точності системи. Виділення прискорення сили тяжіння Землі на фоні другої складової реалізується при виділенні її проекцій за допомогою ФК. Динаміка зміни параметрів вектора прискорення сили тяжіння Землі в зв'язаній системі координат для системи з періодом дискретизації T_0 описується як [7]

$$\vec{g}_i = T_0 \vec{g}_{i-1} \times \Omega_{i-1} + \vec{g}_{i-1},$$

де \vec{g}_i та \vec{g}_{i-1} – вектори прискорення сили тяжіння Землі на i -му та $i-1$ -му кроках роботи ФК; Ω_{i-1} – вектор кутової швидкості обертання об'єкту, виміряний триканальним блоком МЕМС-гіроскопів на i -му кроці.

Структурна схема такої системи наведена на рис. 5.27.

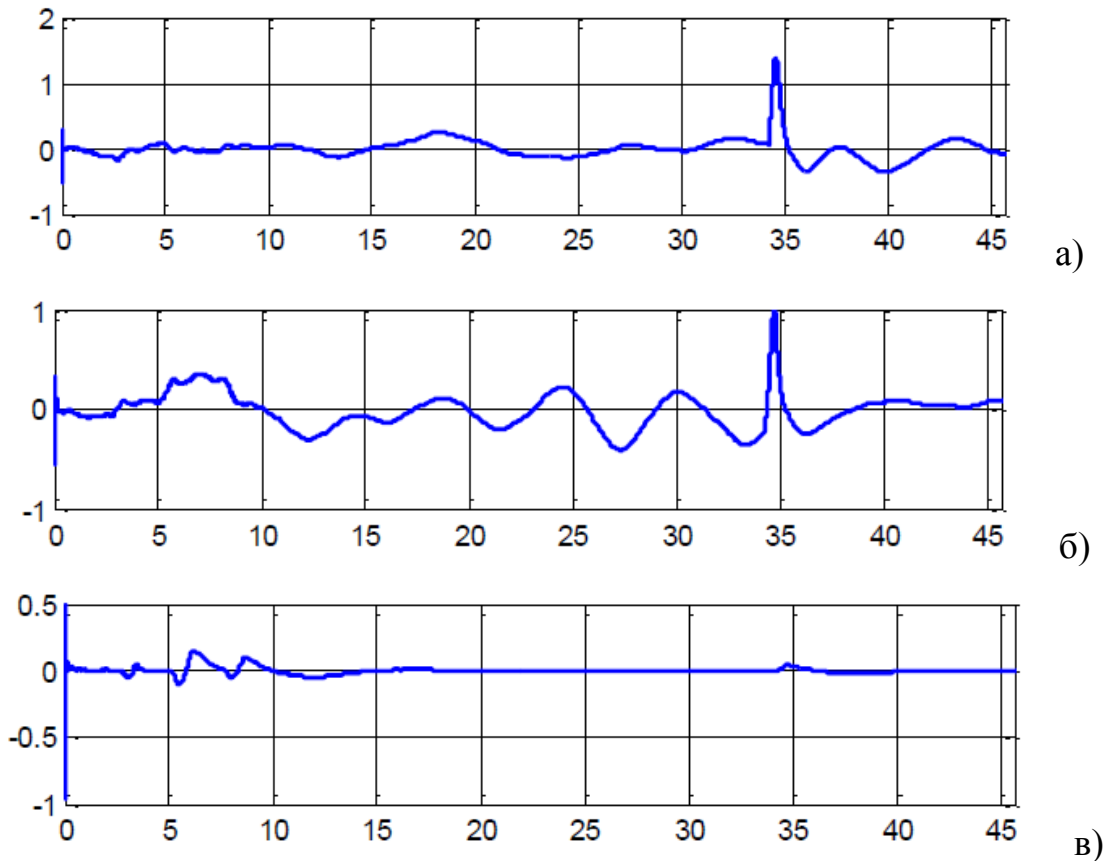


Рис. 5.26. Похибки оцінювання складових швидкості руху об'єкта з використанням фільтра Калмана: східна (а), північна (б), вертикальна (в)

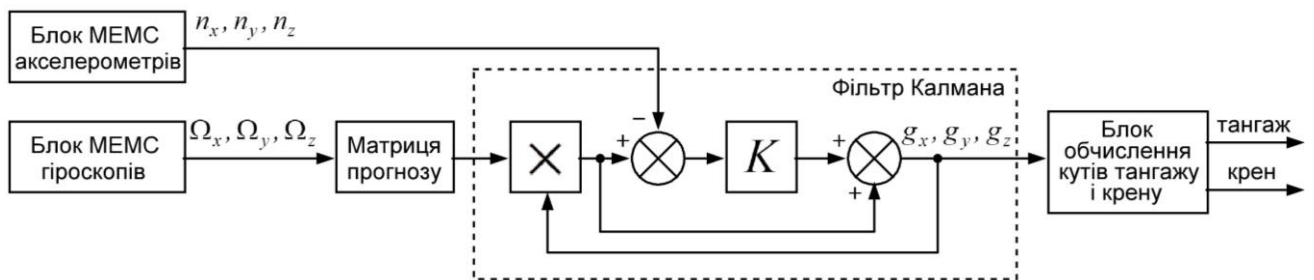
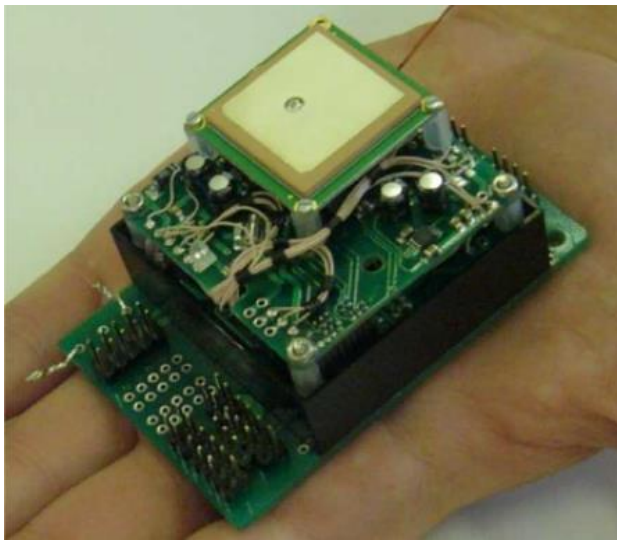


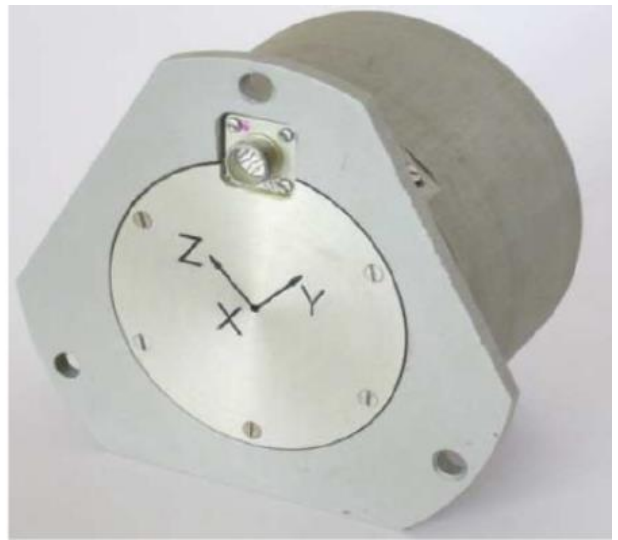
Рис. 5.27. Структурна схема мікросистемної вертикалі на основі фільтра Калмана

Придавлення другої складової в показаннях акселерометрів забезпечується малим значенням коефіцієнта передачі ФК в усталеному режимі при розходженні результатів вимірювання і прогнозу, тому що зміна параметрів оцінюваного вектора не корельована з інформацією триканального блоку MEMC-гіроскопів.

За результатами роботи розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі фільтра Калмана: для контуру керування МР (рис. 5.28, а) і для резервної системи орієнтації (рис. 5.28, б). Технічні характеристики систем орієнтації наведені в табл. 5.3.



а)



б)

Рис. 5.28. Зовнішній вигляд варіантів реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі ФК: для контуру керування (а) і для резервної системи (б)

Дані системи орієнтації пройшли успішні випробовування на базі Національного авіаційного університету (м. Київ) і показали стійке функціонування при тривалій експлуатації (5 год. і більше).

Висновки до розділу 5

1. Показано, що для ефективного розділення корисного сигналу і завади, які в діапазоні низьких частот відрізняються не більше ніж на октаву, найкраще використовувати активний фільтр. Розраховано параметри пасивних елементів схеми і вибрано активні елементи, необхідні для реалізації фільтра. Для розробленої схеми фільтра уточнено коефіцієнти ПФ, розраховано частотні характеристики фільтра і доведено можливість придушення завади більше 40 дБ.

2. Проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади СФ від розкиду параметрів всіх елементів схеми і доведено, що найбільший вплив на даний коефіцієнт має точність пасивних елементів схеми C_1 , C_2 , R_1 і R_3 . З'ясовано, що для отримання максимального коефіцієнта придушення завади СФ важливим є використання пасивних елементів з мінімальними значеннями ТКО та ТКЄ, при цьому максимальні значення коефіцієнта придушення завади отримують при температурі навколишнього середовища $+(15 \div 25)^\circ\text{C}$.

3. Показано, що в експериментальному макеті СФ можна отримати значен-

ня коефіцієнта придавлення завади з частотою 50 Гц на рівні $-(39...40)$ дБ. Крутизна спадаючої ділянки АЧХ приблизно дорівнює $40 \frac{\text{дБ}}{\text{окт}}$, що відповідає порядку фільтра 7 і дозволяє відфільтровувати завади з частотами більше 100 Гц.

Таблиця 5.3

Технічні характеристики інерціальних мікросистем орієнтації

Характеристика	Значення	
	На основі ФК	Резервної системи
Напруга живлення, В	7...12	9, ± 15
Споживаний струм, А	0.35	0.5 від джерела 9 В; 0.1 від джерела ± 15 В
Діапазон вимірюваних кутових швидкостей, $^{\circ}/\text{с}$	± 400	± 100
Діапазон вимірюваних прискорень, g	0...6	0...10
Діапазон визначення кутів: - курсу (рискання), $^{\circ}$ - тангажу, $^{\circ}$ - крену, $^{\circ}$	0...360 ± 90 ± 180	– ± 90 ± 180
Максимальна похибка визначення кута курсу: - прямолінійний рух, $^{\circ}$ - маневрування, $^{\circ}$	1.85 2.8	– –
Максимальна похибка визначення кута тангажу: - прямолінійний рух, $^{\circ}$ - маневрування, $^{\circ}$	1.9 2.95	2.0 3.1
Максимальна похибка визначення кута крену: - прямолінійний рух, $^{\circ}$ - маневрування, $^{\circ}$	2.1 2.8	2.2 2.9
Маса, г	100	750
Габаритні розміри, мм	50×50×50	80, $\text{Ø}118$

4. Амплітудна модуляція вхідного сигналу СФ при його розстроюванні приводить до фазової модуляції вихідного сигналу, глибина якої залежить від величини розстройки, добротності та частоти модуляції. Показано, що залежність глибини фазової модуляції від частоти оригінальної вхідного сигналу носить резо-

нансний характер. Отримано формули для визначення параметрів паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу за різними законами.

5. Розглянуто найбільш поширені типи алгоритмів гарантованої фільтрації (медіанний та діагностичний), які забезпечують виключення збоїв (помилки, промахів) необхідної кратності в сигналі. Проаналізовано основні параметри та характеристики медіанних і діагностичних фільтрів, а також різновиди їх алгоритмів роботи залежно від типу екстраполяції та наявності або відсутності порогу.

6. Запропоновано використовувати медіанні або діагностичні фільтри при обробці даних з бортової навігаційної системи МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад. Показано, що результати застосування медіанної фільтрації демонструють її високу ефективність для попередньої обробки сигналів сенсорів навігаційної інформації.

7. Розглянуто варіанти реалізації мікросистем орієнтації тільки на акселерометрах та акселерометрах і гіроскопах. Визначено умови мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої інерціальної системи орієнтації. Отримано варіант чисельної реалізації комплементарного фільтра ІВМ.

8. За допомогою графічного інтерфейсу користувача *GUI SPTool* програмних засобів в *MATLAB* проведено синтез оптимального ФНЧ з лінійною ФЧХ порядку $R_{opt} = 31$ на базі КІХ-фільтра 2-го типу, аналіз синтезованого ЦФ (АЧХ фільтра), а також аналіз сигналів в часовій та частотній областях, в результаті якого отримано графічні залежності вхідного і вихідного сигналів ЦФ на заданому інтервалі часу $[0; NT] = [0; N/f_d] = [0; 1024/8000] = [0; 0.128] c$ та спектральної густини потужності в основній смузі частот $[0; f_d] = [0; 8000] Гц$.

9. Запропоновано метод визначення оцінки параметрів стану системи в “офарбованих” шумах практично без збільшення часу обчислень. Проведений аналіз показує, що чим більше відрізняються спектри вимірювальних і системних шумів, тим менше підсумкова дисперсія оцінки параметрів стану ЗВ.

10. Розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі ФК: для контуру керування МР і для резервної системи, що мають високі технічні характеристики, пройшли випробовування на базі НАУ (м. Київ) і показали стійке функціонування при тривалій експлуатації (5 год. і більше).

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 5

1. Баклицкий, В. К. Методы фильтрации в корреляционно-экстремальных системах навигации / В. К. Баклицкий. – М. : Радио и связь, 1986. – 216 с.
2. Бондарев, В. Г. Локальная оптико-электронная навигационная система / В. Г. Бондарев, Н. В. Гривенная, А. Н. Хабаров // Актуальные вопросы исследований в авионике: Теория, обслуживание, разработки. Тезисы докладов всероссийской НПК «АВИАТОР». – Воронеж : ВГТУ, 2014. – С. 27-29.
3. Буйнявичус, В.-А. В. Статистические методы в радиоизмерениях / В.-А. В. Буйнявичус, В.-З. Ф. Карпицкайте, С.-Р. С. Пятрикус. – М. : Радио и связь, 1985. – 240 с.
4. Веремеенко, К. К. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / К. К. Веремеенко, М. Н. Красильщиков. – М. : Физматлит, 2003. – 280 с.
5. Колтик, Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока / Е. Д. Колтик. – М. : Издательство комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете министров СССР, 1968. – 200 с.
6. Колтик, Е. Д. Фазосдвигающие устройства / Е. Д. Колтик. – М. : Издательство стандартов, 1981. – 164 с.
7. Красильщиков, М. Н. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / М. Н. Красильщиков, Г. Г. Серебряков. – М. : Физматлит, 2003. – 280 с.
8. Крылов, Г. М. Амплитудно-фазовая конверсия / Г. М. Крылов. – М. : Связь, 1979. – 256 с.
9. Кузовков, Н. Т. Инерциальная навигация и оптимальная фильтрация / Н. Т. Кузовков, О. С. Салычев. – М. : Машиностроение, 1982. – 216 с.
10. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Наука, 1968. – 504 с.
11. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчёт и реализация / Г. Лэм. – М. : Мир, 1992. – 592 с.
12. Маевский, С. М. Корреляционные методы измерения фазовых сдвигов / С. М. Маевский, Е. К. Батуревич, Е. Г. Павлов. – К. : Знание, 1983. – 17 с.

13. Матасов, А. И. Метод гарантирующего оценивания / А. И. Матасов. – М. : МГУ, 2009. – 100 с.
14. Матвеев, В. В. Бескарданные инерциальные системы ориентации и навигации: монография / В. В. Матвеев. – LAP Lambert Academic Publishing (Германия), 2015. – 142 с.
15. Мелешко, В. В. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы / В. В. Мелешко, О. И. Нестеренко. – Кировоград: ПОЛИМЕД – Сервис, 2011. – 171 с.
16. Мироновский, Л. А. Алгоритмы оценивания результата трех измерений / Л. А. Мироновский, В. А. Слаев. – СПб. : Профессионал, 2010. – 192 с.
17. Романов, В. Н. Теория измерений. Точность средств измерений : учебное пособие / В. Н. Романов. – СПб. : СЗТУ, 2003. – 154 с.
18. Рудик, А. В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро-аналогового перетворювача / А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1997. – № 2. – С. 70-76.
19. Рудик, А. В. Методика визначення фазової нестабільності вихідного сигналу резонансного фільтра / А. В. Рудик, І. В. Барановський, Г. І. Майхрук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 1. – С. 51-54.
20. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана у вимірювальних системах / А. В. Рудик, О. О. Дрючин // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4. – Ч. 1. – Т. 1. – С. 225-229.
21. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на стабільність частоти / А. В. Рудик, В. К. Задорожний // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2005). Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 16-17.
22. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на фазові флуктуації / А. В. Рудик // Найновітє постиження на європейската наука. Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Софія : Бял ГРАД-БГ ООД, 2011. – Т. 42. – С. 39-41.
23. Рудик, А. В. Метод вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, В. М. Михалко // Авіа-2013. Матеріали 6-ої міжнародної

НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 1.77-1.80.

24. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана для обробки шумових процесів / А. В. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2013). Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 202-204.

25. Рудик, А. В. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 2. – С. 126-130.

26. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 3-4. – С. 129-134.

27. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу при розкиді параметрів елементів схеми / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2014). Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2014. – С. 120-122.

28. Рудик, А. В. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів / А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 1 (8). – С. 73-78.

29. Рудик, А. В. Синтез та моделювання цифрових фільтрів програмними засобами MATLAB / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 3. – С. 87-93. (**Index Copernicus, Google Scholar, PIIU**)

30. Рудик, А. В. Акселерометричні інерціальні мікросистеми орієнтації / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП-17-2017). Матеріали 17-ої міжнародної НПК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2017. – С. 103-105.

31. Рудик, А. В. Порівняльний аналіз точнісних характеристик класичної та акселерометричних інерціальних навігаційних систем / А. В. Рудик // Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах (ВКДТС-2017). Матеріали 4-ої МНПК. – Вінниця : ПП «ТД«Едельвейс і К», 2017. – С. 209-210.

32. Саати, Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий / Т. Саати. – М. : Радио и связь, 1993. – 316 с.
33. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : БХВ-Петербург, 2011. – 758 с.
34. Солонина, А. И. Основы цифровой обработки сигналов. 2-е изд. / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьёва. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005. – 334 с.
35. Солонина, А. И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB / А. И. Солонина, С. М. Арбузов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
36. Степанов, О. А. Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации : монография / О. А. Степанов. – СПб. : ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор», 2010. – 509 с.
37. Якубовский, С. В. Цифровые и аналоговые микросхемы. Справочник / С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон. – М. : Радио и связь, 1989. – 496 с.
38. Astola, J. An Efficient Tool for Analyzing Weighted Median Filters / J. Astola, Y. Neuvo // IEEE Trans. CAS II: Analog and Digital Processing. – 1994. – Vol. 41, № 7. – P. 487-489.
39. Corke, P. An introduction to inertial and vision sensing / P. Corke, J. Lobo, J. Dias // International Journal of Robotics Research. – June 2007. – Volume 26, Issue 6. – P. 519-535.
40. Farrell, J. A. Aided Navigation: GPS with High Rate Sensors / J. A. Farrell. – New York : McGraw-Hill, 2008. – 530 p.
41. Grewal, M. S. Kalman filtering: theory and practice using MATLAB / M. S. Grewal, A. P. Andrews. – New York : J. Wiley & Sons. Inc., 2001. – 401 p.
42. Hol, J. D. Pose Estimation and Calibration Algorithms for Vision and Inertial Sensors / J. D. Hol // Division of Automatic Control Department of Electrical Engineering Linköping University, SE-581 Linköping, Sweden. – May 2005. – 107 p.
43. Huddle, J. Inertial Navigation System Error Model Considerations in Kalman Filtering Applications. In Control and Dynamic Systems / J. Huddle // Academic Press. – 1983. – № 2. – P. 293-339.
44. Ingle, V. K. Digital Signal Processing Using MATLAB. V.4 / V. K. Ingle,

J. G. Proakis. – Boston : PWS Publishing Company, 2009. – 420 p.

45. Kolmogorov, A. Interpolation und Extrapolation von stationären zural-ligen Folgen / A. Kolmogorov // Bulletin de l'academie des sciences de U.R.S.S. – 1941. – № 5. – P. 3-14.

46. Mahony, R. Complementary filter design on the special orthogonal group SO (3) / R. Mahony, T. Hamel, J.-M. Pflimlin // Institute of Electrical and Electronic Engineers. – December 2005. – P. 1477-1484.

47. Mirzaei, F. M. A Kalman Filter – Based Algorithm for IMU – Camera Calibration: Observability Analysis and Performance Evaluation / F. M. Mirzaei, S. I. Roumeliotis // IEEE Transactions on Robotics. – 2008. – Vol. 24, № 5. – P. 1143-1156.

48. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109. (**World Cat; BASE; Ulrich's Periodicals Directory; Google Scholar; ResearchBid**)

49. Titterton, D. H. Strapdown Inertial Navigation Technology / D. H. Titterton, J. L. Weston. – Stevenage: Institution of Electrical Engineers York, 2004. – 574 p.

50. Weiping Jiang. High-precision image aided inertial navigation with known features: observability analysis and performance evaluation / Jiang Weiping, Wang Li, Niu Xiaoji, Zhang Quan, Zhang Hui, Tang Min, Hu Xiangyun // Sensors. – 2014. – № 14 (10). – P. 19371-19401.

51. Wiener, N. Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series / N. Wiener. – New York: John Wiley & Sons, 1949. – 176 p.

52. Xiang Zhou. Videometric Terminal Guidance Method and System for UAV Accurate Landing / Zhou Xiang, Lei Zhihui, Yu Oifeng, Zhang Hongliang, Shang Yang, Du Jing // Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. – 2012.

53. IMU Data Fusing: Complementary, Kalman, and Mahony Filter: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.olliw.eu/2013/imu-data-fusing/> #refRO1. (Дата звернення: 26.03.2017).

54. Signal Processing Toolbox: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://matlab.ru/products/signal-processing-toolbox>. (Дата звернення: 16.07.2017).

РОЗДІЛ 6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИЛАДОВИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ ПРИСКОРЕННЯ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ

При створенні та практичній реалізації сучасних приладових вимірювальних систем МР необхідно враховувати, що основними типами сенсорів, які в них застосовуються, є локаційні, інерціальні мікромеханічні та оптичні. Крім того, при створенні таких систем зазвичай застосовують декілька різних засобів вимірювання з їх комплексуванням і паралельною обробкою інформації при врахуванні особливостей динаміки і кінематики об'єкту [1].

Задачами шостого розділу дисертаційної роботи є створення фізичних моделей та експериментальні дослідження приладових систем вимірювання прискорення МР, а саме: ультразвукового далекоміра як складової багатоканальної системи технічного зору, ІВМ та локальної НС на основі модуля даного типу.

За результатами досліджень, проведених у даному розділі, автором опубліковано роботи [9, 15-21, 28].

6.1. Експериментальні дослідження ультразвукового далекоміра системи технічного зору мобільного робота

6.1.1. Розробка структури ультразвукового далекоміра

Система ультразвукового зору призначена для орієнтації МРТК у просторі при переміщенні в природному середовищі або приміщенні, яка реалізується при використанні декількох незалежних каналів вимірювання. Технічно система реалізується на основі багатоканального ультразвукового далекоміра, включеного в бортову керуючу мережу мобільного робота (МРТК).

Технічні характеристики системи в основному визначаються характеристиками використовуваних ультразвукових п'єзоперетворювачів *MuRata*: п'єзовипромінювача *MA40B8S* і п'єзоприймача *MA40B8R*, технічні характеристики яких наведені в додатку М [8]. Якщо на п'єзовипромінювач подавати сигнал з меншою амплітудою, ніж максимально допустима для *MA40B8S* (40 В), то вимірювана відстань буде зменшуватися. Як показали попередні розрахунки, потенційна розділова здатність вимірювання дальності складає 0.17 мм. Структурна схема ме-

режевого ультразвукового одноканального далекоміра наведена на рис. 6.1 [17].

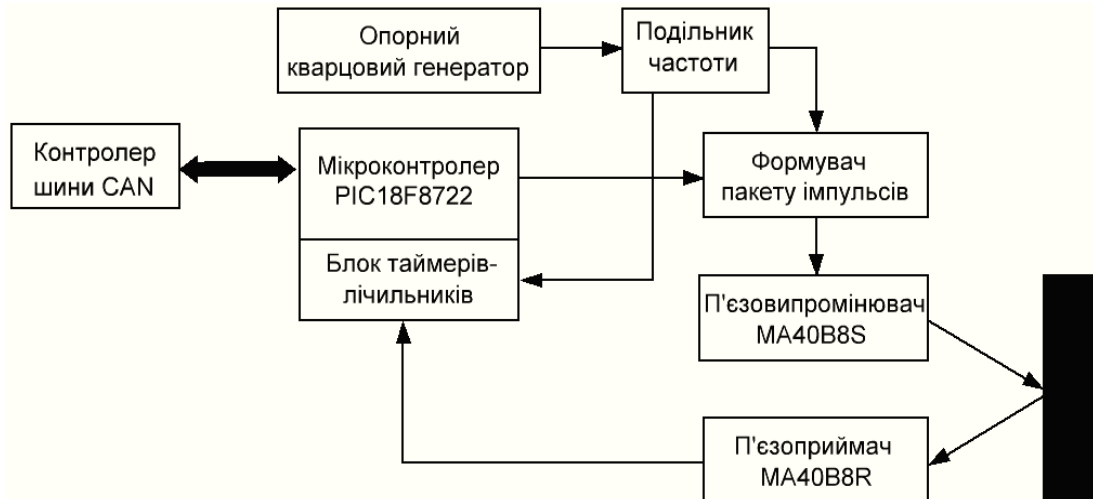


Рис. 6.1. Структурна схема ультразвукового одноканального далекоміра

Систему ультразвукового зору можна розділити на дві частини:

- сенсорний вузол, який виконує цикл вимірювання дальності і передає цю інформацію за каналом зв'язку при запиті приймального вузла;
- приймальний вузол, який при відповідному запиті отримує інформацію від сенсорного вузла і проводить обробку отриманої вимірювальної інформації.

Вузли з'єднуються між собою за допомогою послідовної шини *CAN* (*Controller Area Network*). В запропонованій структурі роль приймального вузла виконує контролер-“майстер”.

Сенсорний вузол є різновидом класичного імпульсного локатора. Мікроконтролер (МК) *PIC18F8722* [36] з інтервалом 0.1 с формує імпульс запуску, який одночасно запускає формувач пакету імпульсів і 16-бітний лічильник інтервалів часу (один з вбудованих в МК таймерів-лічильників). Формувач пакету імпульсів генерує пакет імпульсів тривалістю 0.1 мс з частотою 40 кГц.

Випромінений ультразвуковий сигнал відбивається від об'єкту і повертається назад на п'єзоприймач. Фронт першого прийнятого імпульсу зупиняє лічильник інтервалів часу і формує сигнал закінчення циклу вимірювання, при надходженні якого МК зчитує код, зафіксований в лічильнику. Подільник частоти формує сигнали з різними частотами, необхідні для роботи функційних блоків далекоміра. В розробленому пристрої для підрахунку інтервалів часу на лічильник подаються імпульси з періодом 1 мкс (частотою 1 МГц).

Тому що сенсорний вузол є класичним імпульсним локатором, то при ви-

мірюванні дальності ультразвуковим далекоміром необхідно враховувати вплив кліматичних параметрів навколишнього середовища і вітру на відкритих ділянках траси. Такі питання розглянуто в п. 2.4 та роботі автора [17].

6.1.2. Розробка експериментального зразка ультразвукового далекоміра

Для перевірки працездатності запропонованого алгоритму роботи сенсорного вузла (рис. 6.1) було проведено його попереднє макетування. В якості інтерфейсу для зв'язку з контролером-“майстром” використовується контролер шини *CAN MCP2510*. Ультразвуковими сенсорами є п'єзоперетворювачі *MuRata MA40B8S* та *MA40B8R* відповідно, а блоки подільника частоти і формувача пакету імпульсів реалізовані на ПЛІС *MAX EPM7128STC100*.

Для врахування впливу кліматичних факторів при визначенні швидкості ультразвуку за співвідношеннями (2.34)÷(2.36) та, відповідно, відстані до перешкоди, в розробленому ультразвуковому далекомірі використовується інтегрований сенсор навколишнього середовища типу *BME280*, розроблений для мобільних пристроїв, де розмір (2.5×2.5×0.93 мм) та низьке енергоспоживання (до 3.6 мкА при напрузі живлення (1.7÷3.6) В) є ключовими [29]. Пристрій має порівняно малий час відгуку 1 с і є поєднанням трьох високолінійних точних сенсорів:

- низькошумовий сенсор для вимірювання температури в діапазоні (-40...+85) °С з роздільною здатністю ±0.1 °С і максимальною абсолютною похибкою ±0.5 °С та для температурної компенсації сенсорів тиску і вологості;
- абсолютний барометричний сенсор тиску для діапазону (30...1100) кПа з максимальною відносною похибкою ±1% та похибкою чутливості до ±0.25%;
- сенсор вологості з гістерезисом до 2% відносної вологості та максимальною абсолютною похибкою ±1%.

За (2.34) максимальні абсолютні похибки обчислення швидкості ультразвуку на краях температурного діапазону за показаннями сенсора *BME280* [17]:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{V}_3(t^\circ, W, P) \Big|_{-30^\circ C} &= 0.584 \Delta t^\circ + 0.1606 \cdot \left(\frac{(t_1^\circ + 273)W_1}{P_1} - \frac{(t_0^\circ + 273)W_0}{P_0} \right) = \\ &= 0.584 \cdot 0.5 + 0.1606 \cdot \left(\frac{(-29.5 + 273) \cdot 0.66}{99} - \frac{(-30 + 273) \cdot 0.65}{100} \right) = 0.299 \text{ м/с}; \\ \Delta \hat{V}_3(t^\circ, W, P) \Big|_{80^\circ C} &= 0.584 \cdot 0.5 + 0.1606 \cdot \left(\frac{(80.5 + 273) \cdot 0.66}{99} - \frac{(80 + 273) \cdot 0.65}{100} \right) = 0.307 \text{ м/с}. \end{aligned}$$

Розраховані абсолютні похибки обчислення швидкості ультразвуку в повітрі, викликані похибками інтегрованого сенсора, приводять до відносної похибки не більше 0.1%, що згідно (2.35) приводить до абсолютної похибки оцінки дальності не більше 6 мм (для максимальної потужності п'єзовипромінювача).

При макетуванні системи використовувався один ультразвуковий канал. В якості контролера-«майстра» використана макетна плата підтримки для контролера «ASK Lab», на якій додатково встановлений інтерфейсний контролер *CAN MCP2510*. Даний вузол використовується для тестування і відладки сенсорного вузла. До складу макетної плати входять контролер шини *CAN MCP2510*, мікроконтролер *PIC18F8722* і символний рідиннокристалічний індикатор (PKI).

В процесі роботи контролер-«майстер» і сенсорна плата обмінюються даними по шині *CAN*. МК періодично формує запит даних, приймає дані від сенсорного вузла і виводить прийняту інформацію на індикатор. Також на індикатор виводиться інформація про тестові посилки сенсорного вузла. При надходженні команди запиту даних МК сенсорного вузла передає числові дані про поточну дальність. Також періодично (10 разів на секунду) МК передає контролеру-«майстру» тестову послідовність для підтвердження того, що вузол функціонує нормально.

Програмне забезпечення для МК сенсорної плати і макетної плати «ASK Lab» написано на мові *C18* та відкомпільовано в середовищі *MPLAB 8*. Прошивка для мікросхеми ПЛІС створена в середовищі *MAX+ 10.0*.

Плата сенсорного вузла встановлена в пластмасовий корпус, на бічні поверхні якого виведені роз'єми для підключення живлення, п'єзоперетворювачів та шини *CAN*. Зовнішній вигляд друкованої плати даного вузла представлений на рис. 6.2, а, а зібраного вузла в корпусі – на рис. 6.2, б.

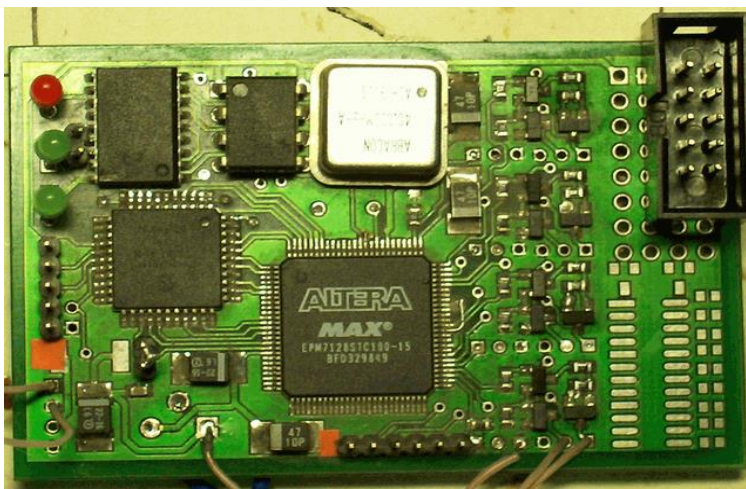
П'єзоперетворювачі встановлені в спеціальні тримачі, які забезпечують їх механічний захист і полегшують встановлення на робот. Зовнішній вигляд ультразвукового прийомопередавача наведений на рис. 6.3. До одного основного модуля підключається до чотирьох таких комплектів.

6.1.3. Розробка конструкції експериментального зразка ультразвукового далекоміра

В роботі розроблено багатоканальний ультразвуковий далекомір з *CAN*-ін-

терфейсом для установки на мобільний робот, основними параметрами якого є:

- схема вимірювання – класичний імпульсний локатор;
- діапазон вимірюваних відстаней – (0,1...4) м;
- роздільна здатність вимірюваної відстані – не більше 2 мм;
- кількість каналів вимірювання – 4 або більше;
- робоча частота і мережевий інтерфейс – 40 кГц, *CAN-bus*;
- живлення – автономне джерело постійного струму 12 В/ 5 В;
- споживаний струм – не більше 300 мА.



а)



б)

Рис. 6.2. Зовнішній вигляд друкованої плати сенсорного вузла (а)
та зібраний вузол в корпусі (б)



Рис. 6.3. Зовнішній вигляд ультразвукового прийомопередавача

Для подальшої уніфікації необхідно забезпечити можливість підключення сенсорів і виконавчих пристроїв з інтерфейсами типу RS232 та SPI, а контролер вимірювача має допускати використання різних сенсорів і виконавчих механізмів (не тільки ультразвукових).

Друкована плата основного модуля має розміри 56x36 мм і є двосторонньою для зручності розташування компонентів і спрощення розводки. Креслення

друкованої плати представлено на рис. 6.4. Для розробки друкованих плат основного модуля і приймача використовувалася САПР *OrCAD 9.23*. На платі розміщуються мікросхеми і компоненти для поверхневого монтажу. Роз'єми з'єднуються з контактними площадками ізольованими провідниками.

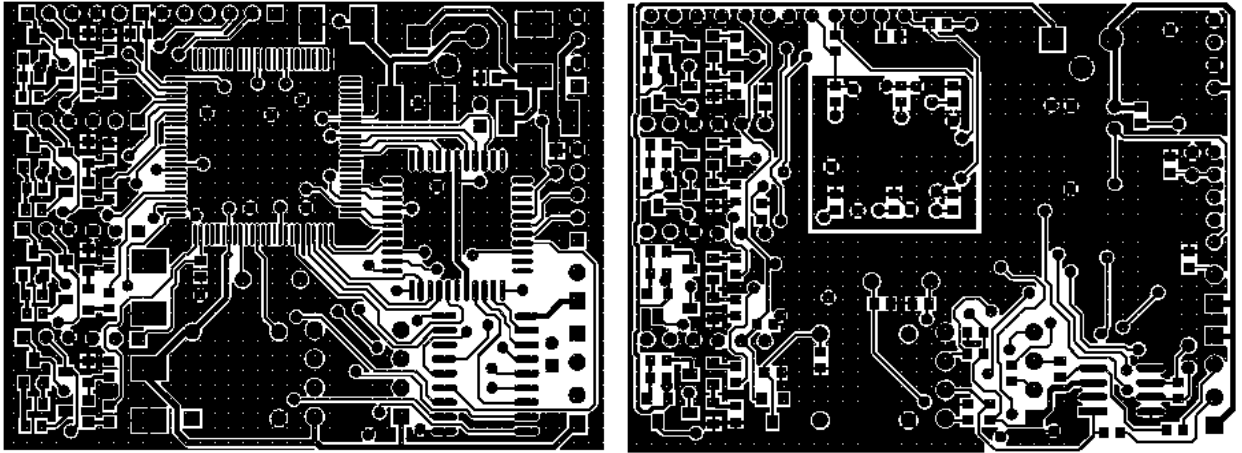


Рис. 6.4. Друкована плата основного модуля

Для приймального модуля розроблена друкована плата, креслення якої наведено на рис. 6.5. Ультразвуковий п'єзоперетворювач встановлюється безпосередньо на платі приймача. Плата з п'єзоперетворювачем монтується в корпусі та фіксується за допомогою ущільнювача. Отриманий модуль з'єднується з основним блоком трипровідним кабелем. Випромінювач монтується аналогічно.

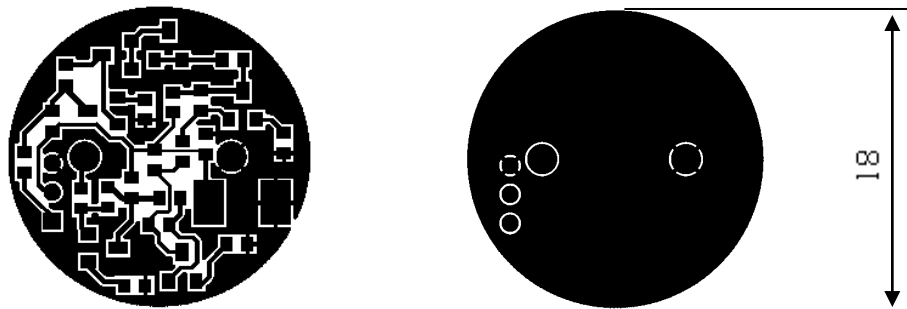


Рис. 6.5. Креслення друкованої плати приймального модуля

Електричні схеми вузлів і модулів розробленого експериментального зразка ультразвукового далекоміра наведені в додатку Н.

6.1.4. Розробка програмного забезпечення ультразвукового далекоміра

Для проведення випробувань використовувалося тестове низькорівневе ПЗ, яке має виконувати такі функції:

- при вмиканні живлення виконати попереднє налаштування апаратної частини мікроконтролера та ініціювати контролер інтерфейсу CAN;

- періодично запускати цикл вимірювання в ПЛІС; при надходженні сигналу закінчення циклу вимірювань зчитати дані з внутрішнього лічильника ПЛІС у внутрішній буфер в ОЗП мікроконтролера;

- за запитом по шині *CAN* передавати значення виміряного часового інтервалу проходження ультразвукового імпульсу з буфера ОЗП у зовнішню систему.

Для раціонального використання обчислювальних ресурсів МК структура ПЗ побудована на основі обробки подій, тобто структура ПЗ МК була розділена на 4 програмних модуля. Запуск кожного з модулів прив'язаний до подій, що реалізовано за допомогою системи апаратних переривань і системи пріоритетів.

Функції модулів:

- модуль початкової ініціалізації: виконується при першому вмиканні пристрою; виконує початкову настройку обладнання, переривань, а також налаштування мікросхеми *CAN*-інтерфейсу;

- обробник таймеру циклічних вимірювань: для проведення періодичних вимірювань відстані доцільно використовувати один з таймерів МК в якості джерела подій для виконання періодичних циклів ініціалізації процесу вимірювання; таймер викликає переривання з визначеним часовим інтервалом, а обробник подає сигнал *START* на вхід ПЛІС;

- обробник сигналу готовності даних: при надходженні сигналу *DRDY* зчитує 16-бітні дані з лічильника ПЛІС в ОЗП;

- обробник переривання *CAN*: при надходженні із зовнішньої системи запиту даних передає зчитані значення часової затримки по інтерфейсу *CAN*.

Для роботи з інтерфейсом *CAN* використовується готова бібліотека процедур *can2510.h*, до складу якої входять основні функції для обміну даними по шині *CAN* та конфігурування інтерфейсу; також використовується типовий файл заголовків *p18F8722.h*. Текст підпрограм наведений в додатку П.

6.1.5. Експериментальні дослідження зразка ультразвукового далекоміра

Для перевірки працездатності ультразвукового далекоміра були проведені випробування, під час яких проводилось визначення дальності до різних об'єктів і спостереження результатів на індикаторі приймального вузла (рис. 6.6). В якос-

ті перешкод використовувалися об'єкти з різними коефіцієнтами відбиття ультразвуку (скло, цегла, деревина, картон, тканина).



Рис. 6.6. Макетні випробування ультразвукового далекоміра з перешкодою з скла

Результати макетних випробувань підтвердили працездатність пристрою. При цьому отримані оцінки технічних характеристик вимірювача для різних відбивальних поверхонь наведені в таблиці 6.1. Отримані результати узгоджуються з теоретичними результатами для добре відбивальних поверхонь, а максимальна відстань виявлення перешкоди залежить від коефіцієнта відбиття поверхні, тобто від матеріалу, яким покрита перешкода [17].

Таблиця 6.1

Експериментальні технічні характеристики ультразвукового далекоміра

Параметр	Скло	Цегла	Деревина	Картон	Тканина (вовна)
Мінімальна вимірювана відстань, см	8	8	9	10	12
Максимальна стійка вимірювана відстань, м	2,73	2,55	2,14	1,42	0,36
Розділова здатність, не гірше, мм	1,5	1,5	2	2	2,5

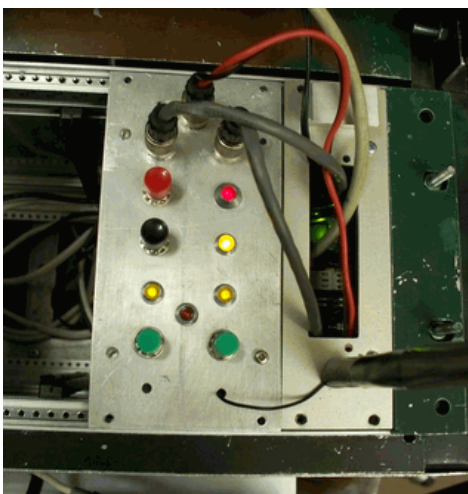
Після успішного завершення макетних випробувань була проведена перевірка розробленого модуля в робочих умовах у складі спрощеного варіанту системи запобігання зіткненням. Метою експерименту було перевірити працездатність ультразвукової частини пристрою в реальних робочих умовах.

Для проведення натурних випробувань розроблений далекомір монтувався на експериментальний колісний робот з дистанційним керуванням, а ультразву-

кові сенсори монтувались за периметром робота. Зібрана інформація в реальному часі передається та записується на ПК, розміщений на борту робота, як й інформація про дії оператора, що керує роботом. Також є можливість керування переміщенням робота за командами з бортового ПК.

Система забезпечує можливість дистанційного керування переміщенням робота за командами оператора, а підсистема запобігання зіткненнями неперервно проводить вимірювання відстані до перешкод спереду і ззаду. Якщо будь-яка з цих відстаней стане менше порогової, відбувається термінова зупинка руху робота і блокування керування, що забезпечує захист від зіткнення з перешкодами.

Контролер генерує сигнали керування, які подаються на мости керування двигунами. Мости забезпечують підсилення потужності сигналів ШІМ, сформованих платою контролера, а також перемикають їх полярності відповідно до сигналу напрямку обертання. Схеми електричні плати контролера та мостів керування двигунами робота наведені в додатку Н. Контролер встановлений в приладовому відсіку робота, а комунікації мостів і сенсорів робота винесені на передню панель контролера. Зовнішній вигляд модуля контролера робота представлений на рис. 6.7, а. Під час експериментів він виконував такі функції: керування вихідними мостами колекторних двигунів приводу коліс робота; приймання і декодування сигналів пульта дистанційного керування оператора; взаємодію із зовнішньою системою за інтерфейсом RS-232 (керування швидкістю обертання коліс, екстрена зупинка, передача інформації назовні про команди оператора).



а)



б)

Рис. 6.7. Модуль контролера робота (а) та пульт дистанційного керування (б)

Для реалізації функції примусового керування переміщенням робота використовується персональний комп'ютер (ПК). Оскільки установка інтерфейсу *CAN* в ПК є економічно недоцільною через високу вартість промислового інтерфейсу конвертора, було прийнято рішення на час експерименту замінити в ультразвуковому далекомірі інтерфейс *CAN* на вже наявний *RS-232*. Це було досягнуто апаратним доопрацюванням основного модуля вимірювача і корекцією його низькорівневого ПЗ. Оскільки в інтерфейсі *RS-232* відсутній власний протокол обміну даними, був реалізований програмно власний протокол *ASK-bus 3.1*.

Для обміну даними з основним модулем ультразвукового далекоміра і контролером робота розроблено спеціалізоване високорівневе ПЗ, яке встановлюється на портативний комп'ютер і забезпечує виконання таких функцій:

- запит і приймання даних про відстань від ультразвукового далекоміра;
- аналіз отриманих даних і порівняння відстані до об'єкта з пороговою;
- екстрена зупинка робота при отриманні відстані, менше порогової.

Для експериментів використовувався комплект системи дистанційного керування *Hitec FOCUS 6* (рис. 6.7, б), до складу якого входять пульт керування та приймач. Сигнал керування є пачкою з 6 імпульсів. Тривалість імпульсів змінюється в діапазоні $(0,6 \div 1,6)$ мс, а тривалість паузи між імпульсами складає 1,5 мс. Після завершення передачі пакету імпульсів (за 20 мс) починається формування нового пакету відповідно до поточного положення ручок керування.

Приймання сигналів проводиться приймальним модулем з комплекту дистанційного керування, встановленому на основну плату контролера, а декодування – програмно за допомогою низькорівневого ПЗ з пам'яті МК. Для відліку часових інтервалів використовується один з вбудованих таймерів МК.

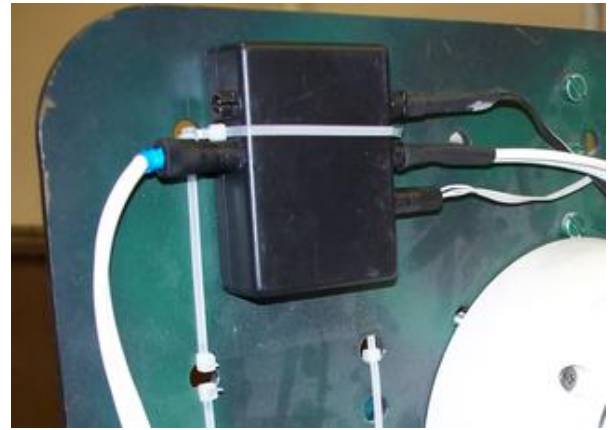
Для вимірювання відстані до об'єктів було встановлено два комплекти випромінювач-приймач спереду і ззаду робота. Сам вимірювальний модуль і ноутбук також встановлені на робот (рис. 6.8). Тому що у використовуваному ноутбуку відсутній вбудований інтерфейс *RS-232*, то додатково встановлені перехідники *USB-RS232* для обміну даними між комп'ютером, основним модулем ультразвукового далекоміра і контролером робота, як це показано на рис. 6.9, а.

Живлення основного модуля далекоміра і контролера робота реалізується

від бортової акумуляторної батареї робота напругою 12 В через модуль перетворювача напруги 12 В – 5 В. Вихідні мости двигунів робота живляться від окремого комплекту акумуляторних батарей також напругою 12 В. Портативний комп'ютер має вбудоване джерело живлення.



а)



б)

Рис. 6.8. Розміщення ноутбука (а) та основного модуля (б)



а)



б)

Рис. 6.9. Перехідники USB-RS232 (а) та польові дослідження робота (б)

При проведенні польових експериментів робот на швидкості 3 м/с був спрямований на цегляну стіну спочатку при переміщенні вперед, а потім – назад. Після досягнення порогової відстані 0,8 м робот зупинявся на відстані приблизно 0,2 м, звідки час реакції системи в цілому склав $(0,8-0,2)/3 = 0,2$ с.

Як показали проведені дослідження, шина CAN має ряд переваг у порівнянні з RS-485, такі як більш прості апаратна реалізація адресації, арбітраж шини та ін. Тому було зроблено висновки, що шина CAN є більш перспективною для реалізації бортової мережі МР.

6.2. Розробка та дослідження штучної нейронної мережі для приладової системи мобільного робота

Складна природа помилки приладових систем вимірювання прискорення МР і виражена властивість до накопичення з часом обумовлює використання штучних нейронних мереж (ШНМ) як засобу оцінювання величини цієї помилки.

Завданням нейронної мережі є апроксимація нелінійної залежності між даними приладової системи МР і реальними даними (координатами МР, розрахованими за даними сенсорів приладової системи, і еталонними значеннями реальної позиції робота).

6.2.1. Вибір типу структури штучної нейронної мережі

На сучасному етапі розвитку обчислювальних пристроїв та інформаційних технологій завдяки використанню ШНМ можна значно підвищити точність обробки експериментальних даних при розв'язанні задач апроксимації функціональних залежностей. Технології ШНМ дозволяють знаходити складні зв'язки між деякими величинами при використанні непрямих методів вимірювання і застосовувати їх для обробки первинної інформації, отриманої від сенсорів приладової системи МР. Ефективність використання ШНМ залежить від вибраної парадигми, загальної структури, методу навчання, а також способу апаратної і програмної реалізації [25]. В загальному випадку характер і складність взаємозв'язків між вхідними і вихідними параметрами невідомі, тому структуру ШНМ визначають експериментально. Використовуючи середовище моделювання методом порівняння різних варіантів та комбінацій структур мереж, за допомогою тестових вибірок знаходять відхилення і коефіцієнти кореляції між вихідними даними мережі і дійсними значеннями, проводять аналіз ефективності їх роботи і за результатами аналізу вибирають відповідну модель для подальшого використання [24].

Враховуючи, що вимірювання вхідних параметрів (координат МР або відстані до перешкоди) проводяться циклічно, будемо розглядати односпрямовані моделі ШНМ без зворотних зв'язків та елементів затримок. В даному випадку доцільно використовувати ШНМ типу *Feed-forward (FF)* і *Cascade-forward (CF)*, в яких інформація поширюється в одному напрямку, від входу до виходу.

Фактично мережі типу FF є багатошаровими перцептронами і відносяться до моделей прямого поширення, тобто в них інформація передається від входів через послідовно з'єднані приховані шари до вихідного шару [6]. При цьому кількість вхідних і вихідних параметрів залежить від вимог задачі апроксимації, а кількість прихованих шарів – від типу нелінійних зв'язків між параметрами. Тому при визначенні відстані до перешкоди за допомогою розробленого в попередньому параграфі ультразвукового далекоміра як вихідний параметр розглядається відстань, а вхідними параметрами є швидкість ультразвуку в повітрі та кількість імпульсів, підрахована лічильником мікроконтролера.

ШНМ типу CF також є мережами прямого поширення і за структурою схожі з FF мережами, однак є більш складними для побудови і реалізації. В мережах даного типу разом з послідовними інформаційними зв'язками між шарами наявні каскадні зв'язки, тобто наявні зв'язки попередніх шарів з наступними [26].

Мережі таких типів зазвичай навчаються з “учителем”, тобто при використанні репрезентативних вибірок вхідних і вихідних даних за методом зворотного поширення похибки. Тому що характер взаємозв'язку між вхідними і вихідними параметрами заздалегідь невідомий, при аналізі ефективності роботи ШНМ будемо використовувати такі функції активації для шарів нейронів з різними комбінаціями: *Tansig* – сигмоїдальна функція гірболічного тангенса; *Logsig* – логарифмічна сигмоїдальна функція; *Purelin* – лінійна функція.

Кількість нейронів у шарах ШНМ визначається складністю взаємозв'язку між вхідними і вихідними параметрами, при цьому невелика кількість нейронів приводить до втрати деталізації нелінійних зв'язків, а надмірна кількість – підвищує складність мережі та час обчислень і навчання. Крім того, велика кількість нейронів зазвичай приводить до “перенавчання” (надмірного навчання або надмірної адаптації до навчальної вибірки) ШНМ, що негативно впливає на точність визначення вихідної величини. Тому при дослідженні ефективності роботи ШНМ кількість нейронів підбиралася експериментально в межах від 4 до 18.

Кожну з баз експериментальних даних для навчання і перевірки ШНМ було розділено на дві окремі вибірки: для визначення величин вагових коефіцієнтів та для незалежної оцінки ефективності функціонування ШНМ на додаткових даних, що не використовувалися в процесі навчання [10].

6.2.2. Розробка структури штучної нейронної мережі для приладової системи мобільного робота

Аналіз, проведений в п. 2.4, показав, що існують досить сильні кореляційні взаємозв'язки між відстанню до перешкоди, вимірюваною ультразвуковим далекоміром, та кількістю лічильних імпульсів і швидкістю ультразвуку в повітрі, яка є функцією групи кліматичних факторів. Тому саме ці параметри необхідно використовувати як інформаційні для визначення відстані до перешкоди.

Традиційно для дослідження похибки колісних МР використовується метод *UMBMark*, запропонований в [26] і оснований на аналізі переміщення робота по сторонах квадрату з розмірами 4 м при використанні різних алгоритмів оцінки якості такого руху. Однак даний метод складний у використанні і дає неточні результати при дослідженні МР малих розмірів. Тому для збору даних при постановці експериментів МР переміщувався по прямій зі швидкостями 0.25 м/с, 0.5 м/с та 0.75 м/с, а час переміщення вибирався таким чином, щоб переміщення МР складало приблизно (3...5) м. При переміщенні МР зчитувалися показання ультразвукового далекоміра з частотою 5 Гц, а кінцева точка переміщення фіксувалася за допомогою зовнішніх вимірювань. На основі отриманих даних розраховувалися 10 проміжних позицій МР за даними ультразвукового далекоміра.

Для дослідження взаємозв'язку між вищевказаними параметрами створено вибірку з 200 контрольних значень. Характер зв'язку між цими параметрами є складним і залежить від багатьох факторів, які важко встановити аналітично.

Для обчислення з високою точністю відстані до перешкоди за значеннями кількості лічильних імпульсів та швидкості ультразвуку в повітрі проведено розробку та аналіз моделей ШНМ типу *FF* та *CF*. Характер нелінійності та складність взаємозв'язку між параметрами заздалегідь невідомий, тому кількість прихованих шарів, нейронів у шарах та функції активації нейронів вибиралися експериментально. В результаті проведеного аналізу створено і проаналізовано набір з 69 моделей ШНМ різної структури.

Для навчання використовувався метод зворотного поширення помилки. Значення СКП ШНМ розраховується за формулою

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \sum_j (y_j^k - m_{1,2}^k)^2,$$

де L – розмірність навчальної вибірки; $m_{1,2}$ – пара еталонних координат реальної позиції робота.

Для навчання ШНМ в якості еталонних значень використовуються координати реальної позиції робота, яка оцінюється за допомогою двох підходів – відеореєстрації робота за допомогою камери, закріпленої на стелі, і ручного вимірювання. Була здійснена спроба вимірювання реальної позиції на основі інфрачервоних далекомірів, але похибки даних сенсорів не дозволили зробити висновок про реальну якість роботи нейронної мережі. Для навчання нейронної мережі була підготовлена навчальна вибірка загальним розміром $L = 120$, при цьому власне для навчання використано вибірку розміром 70, а для перевірки при навчанні та тестування – вибірки розміром по 25.

Навчання і тестування проводилося засобами додатку *Neural network toolbox* пакету прикладного програмного забезпечення *MatLab* за допомогою функції *trainlm*, тобто з використанням алгоритму, що модифікує вагові коефіцієнти і зсуви за методом оптимізації Левенберга-Марквардта [27]. Критерієм ефективності навчання була СКП, а максимальна кількість епох становила 100 без часового обмеження процесу.

Роботу кожної з створених моделей ШНМ було протестовано на додатковій вибірці з 25 значень, які не використовувались в процесі навчання. Основними критеріями для вибору оптимальної структури і параметрів ШНМ були середньоквадратична (*MSE*) та середня абсолютна (*MAE*) похибки при порівнянні дійсних значень з даними, отриманими в результаті роботи ШНМ. В результаті даного вибору було відкинуто надмірно адаптовані моделі, що не підходять для реалізації, а також ті, що мають відносно високі похибки за рахунок структури, що не відповідає характеру взаємозв'язку. Далі розглянемо деякі ШНМ, при моделюванні яких було отримано кращі результати.

За результатами аналізу 18 розроблених моделей типу *FF* з одним прихованим шаром найкращі результати за критерієм максимальної точності отримано при використанні ШНМ, яка має прихований шар (*Hidden Layer*), що складається

з восьми нейронів з *tansig*-функцією активації, і вихідний шар (*Output Layer*), який складається з одного нейрона з *logsig*-функцією активації. Навчання ШНМ продовжувалось від 20 до 100 епох, при цьому СКП залежно від структури мережі (кількості нейронів у прихованому шарі) та кількості епох навчання знаходилася в межах від 1.357 мм до 2.352 мм. Структура такої мережі наведена на рис. 6.10, а, а вибіркові дані щодо результатів оцінки СКП навчання ШНМ в залежності від структур мереж типів *Feed-forward* і *Cascade-forward* – в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2

Результати оцінки СКП навчання ШНМ в залежності від структур мереж типів *Feed-forward* та *Cascade-forward*

Кількість нейронів у прихованих шарах та кількість епох навчання (значення наведено в дужках)				Середньоквадратична похибка навчання ШНМ, мм			
<i>Feed-forward</i>		<i>Cascade-forward</i>		<i>Feed-forward</i>		<i>Cascade-forward</i>	
шар 1	шари 1 і 2	шар 1	шари 1 і 2	шар 1	шари 1 і 2	шар 1	шари 1 і 2
6 (100)	8 і 4 (40)	5 (25)	6 і 8 (28)	2.352	1.989	1.767	1.388
6 (50)	8 і 4 (26)	6 (26)	6 і 8 (36)	2.097	1.761	1.544	1.159
6 (20)	10 і 4 (30)	6 (32)	7 і 9 (32)	1.783	1.663	1.431	1.212
8 (100)	10 і 4 (16)	7 (26)	7 і 9 (40)	1.649	1.526	1.372	1.034
8 (50)	11 і 5 (26)	7 (32)	6 і 9 (36)	1.516	1.478	1.045	0.865
8 (20)	11 і 5 (16)	7 (40)	6 і 9 (42)	1.357	1.367	1.154	0.723
10 (50)	11 і 7 (26)	8 (22)	7 і 8 (30)	1.492	1.143	1.267	0.882
10 (20)	11 і 7 (16)	8 (30)	7 і 8 (44)	1.565	1.259	1.193	0.911
12 (50)	12 і 6 (30)	9 (26)	8 і 10 (32)	1.886	1.371	1.233	1.055
12 (20)	12 і 6 (20)	9 (34)	8 і 10 (42)	1.674	1.292	1.248	1.107

В процесі досліджень кількість нейронів у прихованому шарі змінювалась від 6 до 12. При збільшенні кількості нейронів до 15 ШНМ запам'ятовувала вхідні образи і на нових даних показувала незадовільні результати.

При порівнянні значень відстані до перешкоди (поточного положення МР), отриманих за допомогою ШНМ, з дійсними значеннями визначено, що СКП становить 2.943 мм, а середня абсолютна похибка складає 3.862 мм.

Найкращі результати при аналізі 16 мереж типу *FF* з двома прихованими

шарами отримано при тестуванні ШНМ, структура якої наведена на рис. 6.10, б. Приховані шари такої ШНМ складаються відповідно з 11 та 7 нейронів з передавальними функціями *tansig*, а вихідний шар – з одного нейрона з аналогічною передавальною функцією. Навчання мережі тривало 26 епох, а СКП навчання становила 1.143 мм (таблиця 6.2). За результатами тестування ШНМ на додатковій вибірці отримано СКП 2.492 мм та середню абсолютну похибку 3.251 мм.

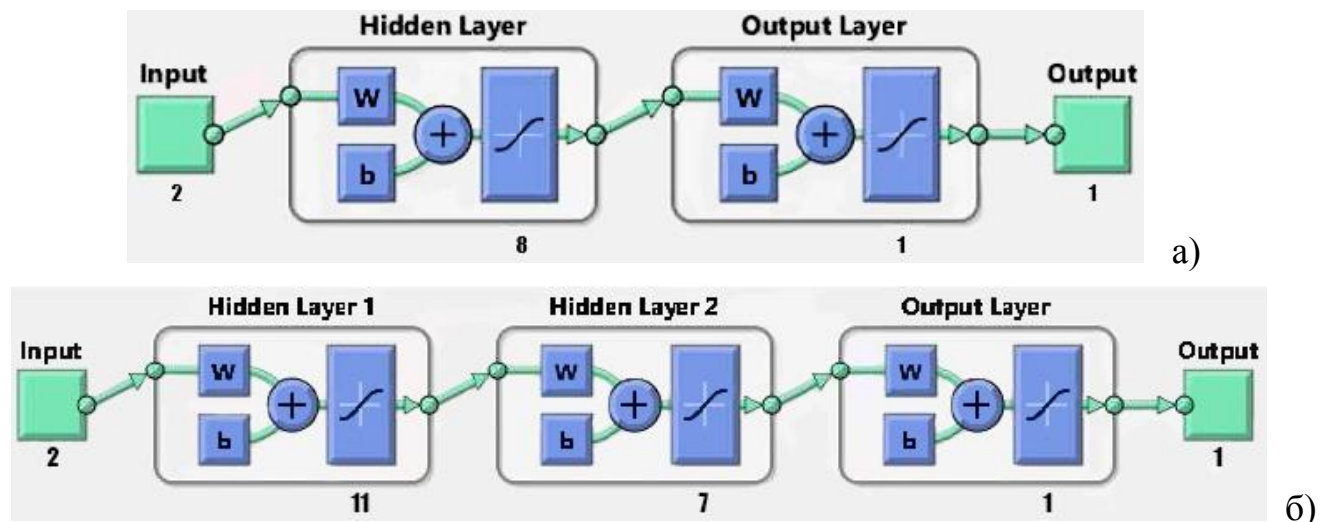


Рис. 6.10. Структури ШНМ типу *Feed-forward* з одним (а) та двома (б) прихованими шарами

При дослідженні каскадних ШНМ типу *CF* з одним прихованим шаром серед 15 варіантів максимальну точність при навчанні отримано в мережі, структура якої наведена на рис. 6.11, а. Прихований шар даної ШНМ складається з 7 нейронів з передавальними функціями *tansig*, а вихідний шар – з одного нейрона з ПФ *logsig*. Навчання ШНМ проходило 32 епохи, при цьому СКП навчання складає 1.045 мм (таблиця 6.2). Однак при порівнянні дійсних значень з визначеними ШНМ СКП становила 2.247 мм, а середня абсолютна похибка – 2.919 мм.

Тому що точнісні характеристики даної каскадної ШНМ приблизно такі самі, що і у мережі, наведеної на рис. 6.10, б, було розроблено, навчено і проаналізовано 20 ШНМ *CF*-типу з двома прихованими шарами. За результатами проведеного аналізу найбільш точною є ШНМ (рис. 6.11, б), яка складається з 6 нейронів з ПФ *tansig* і 9 нейронів з ПФ *purelin* у прихованих шарах та одного нейрона з ПФ *purelin* у вихідному шарі.

За результатами навчання такої ШНМ тривалістю 42 епохи отримано СКП навчання 0.723 мм (таблиця 6.2), а за результатами тестування ШНМ на додатко-

вій вибірці отримано СКП 1.526 мм та середню абсолютну похибку 1.965 мм.

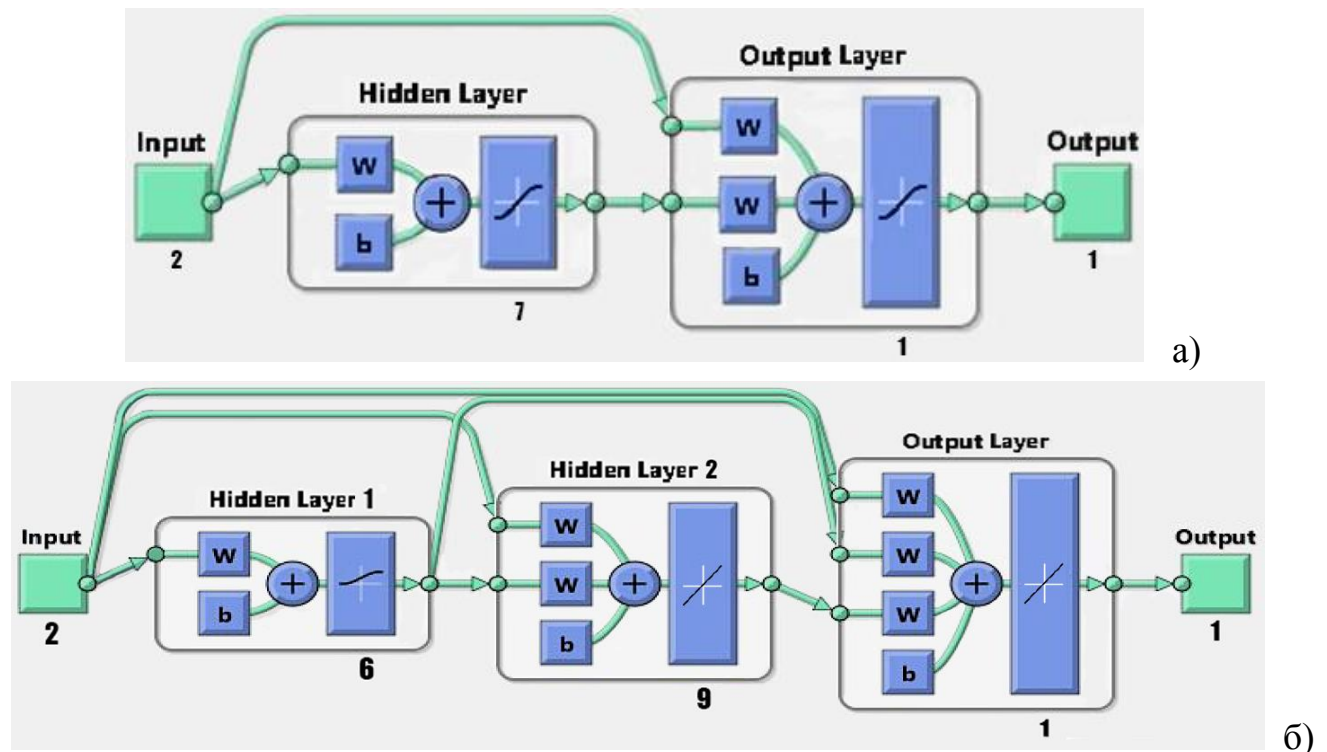


Рис. 6.11. Структури ШНМ типу *Cascade-forward* з одним (а) та двома (б) прихованими шарами

Тому що в процесі навчання загальна вибірка розділена на частини (60% для навчання, 20% для перевірки при навчанні та 20% для тестування), то адекватність розроблених моделей не перевірялася на навчальних векторах даних.

Для остаточного вибору структури ШНМ об'єднуємо вибірки для тестування і перевірки при навчанні загальним розміром 50 та перевіримо на цій об'єднаній вибірці точність моделей, що попередньо показали найкращі результати.

За результатами проведеного аналізу ШНМ типу *Cascade-forward* показали кращі результати, ніж ШНМ типу *Feed-forward*, при цьому *CF*-мережі (рис. 6.11) за точністю мають приблизно однакові результати (для ШНМ з одним прихованим шаром $MSE=1.577$ мм, $MAE=2.035$ мм, а для ШНМ з двома прихованими шарами $MSE=1.412$ мм, $MAE=1.892$ мм). Однак за рахунок кращих точнісних характеристик для використання в приладових системах МР пропонується ШНМ *CF*-типу з двома прихованими шарами (рис. 6.11, б).

Розрахунок значення відстані до перешкоди (поточної координати МР), що здійснюються такою ШНМ, за результатами оцінки швидкості ультразвуку в повітрі та кількості лічильних імпульсів проводиться за такими формулами [11]:

$$\begin{aligned}
 L &= f\left(w_1^{31}f(V_3) + w_2^{31}f(N) + \sum_{n=1}^6(a_n^1 w_n^{32}) + \sum_{k=1}^9(a_k^2 w_k^{33}) + b^3\right); \\
 a_n^1 &= f\left(w_{1,n}^{11}f(V_3) + w_{2,n}^{11}f(N) + b_n^1\right); \\
 a_k^2 &= f\left(w_{1,k}^{21}f(V_3) + w_{2,k}^{21}f(N) + \sum_{n=1}^6(a_n^1 w_{k,n}^{22}) + b_k^2\right),
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

де f – функція активації нейрона; n, k – порядкові номери нейронів першого та другого шарів; $f(V_3), f(N)$ – приведені сигнали швидкості ультразвуку в повітрі та кількості лічильних імпульсів; w_i^j – вагові коефіцієнти нейронів; b_i^j – зсуви нейронів; a_n^1, a_k^2 – вихідні сигнали нейронів першого і другого прихованих шарів.

6.2.3. Розробка *Simulink*-моделі штучної нейронної мережі

Існує три основних підходи до організації ШНМ: апаратний, апаратно-програмний і програмний. При апаратній та апаратно-програмній реалізаціях ШНМ є набором електронних та оптичних компонентів (нейрочіпи, нейрокомп'ютери, спеціалізовані мікропроцесори, карти розширення для ПК та ПЛІСи, які здійснюють паралельну обробку інформації). Такі реалізації забезпечують високу швидкодію та можливість роботи в системах реального часу, де синхронність подій є пріоритетною.

Програмна реалізація зазвичай здійснюється на ПК або *PCbased* контролері, тобто є емуляцією ШНМ на ПК. Однак реалізувати на ПК ідеальну паралельність нейромережевих процесів неможливо, тому що архітектура процесорного ядра ПК обмежує можливість повного розпаралелювання обчислювальних процесів. Крім того, операційна система ПК виконує багато службових сервісних програм, які викликають переривання в роботі прикладних програм, що сповільнює процес реалізації нейроалгоритмів [4]. Однак для систем, не критичних для часового фактору, даний метод є більш простим і дозволяє використовувати існуюче базове програмне забезпечення. Тому в роботі використовується програмний спосіб реалізації ШНМ для апроксимації функціональних залежностей.

За результатами, отриманими в попередньому пункті, побудуємо *Simulink*-модель ШНМ для визначення відстані до перешкоди (координат МР) (рис. 6.11, б), що забезпечуватиметься тришаровою каскадною нейромережею. Для цього

згенеруємо її модель у додатку *Simulink* прикладного програмного забезпечення *MatLab*, що дозволяє отримати розгорнуту структуру ШНМ у вигляді розгорнутої блок-схеми нейромережевого алгоритму з позначеними напрямками інформаційних потоків. *Simulink*-модель такої ШНМ наведено на рис. 6.12.

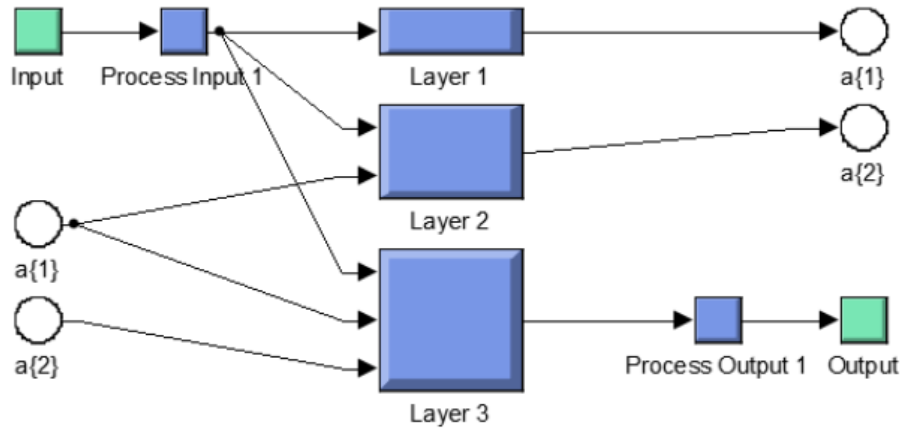


Рис. 6.12. *Simulink*-модель тришарової каскадної ШНМ для визначення відстані до перешкоди (координат МР)

На вхід нейромережі *Input* подається вектор вхідної інформації (швидкість ультразвуку в повітрі та кількість лічильних імпульсів), який проходить через блок нормалізації сигналу *Process Input 1* і надходить на входи прихованих шарів (*Layer 1* і *Layer 2*) та вихідного шару (*Layer 3*). За концепцією побудови каскадних ШНМ кожен шар отримує інформацію від кожного з попередніх, тобто при використанні ШНМ з двома прихованими шарами перший шар нейронів має один вхід, другий – два, а вихідний – три. Порти $a\{1\}$ та $a\{2\}$ використовуються для реалізації взаємозв'язків між шарами, а інформація з вихідного нейрона має пройти блок нормалізації сигналу (*Process Output 1*) для перетворення у відповідне значенні відстані та потрапити на вихід системи (*Output*).

Для подальшого аналізу інформаційних процесів ШНМ розглянемо перший прихований шар (рис. 6.13), який складається з 6 нейронів з ПФ *tansig*.

Порт $p\{1\}$ використовується для отримання вхідного нормалізованого сигналу шаром нейронів після блоку *Process Input 1*, після чого інформаційний потік проходить паралельне множення на набір вагових коефіцієнтів першого шару $IW\{1,1\}$ і додається до значень зсувів шару $b\{1\}$ за допомогою суматора *netsum*. Після операції додавання сигнал проходить блок функції активації *tansig*, струк-

тура якого наведена на рис. 6.14.

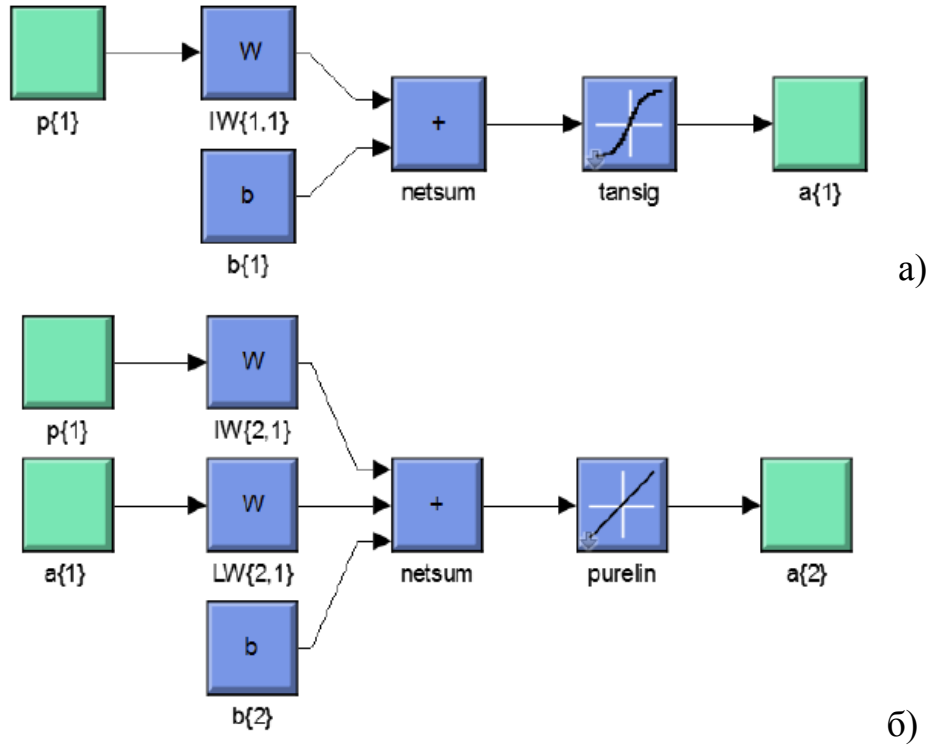


Рис. 6.13. Структура першого (а) та другого (б) прихованих шарів ШНМ

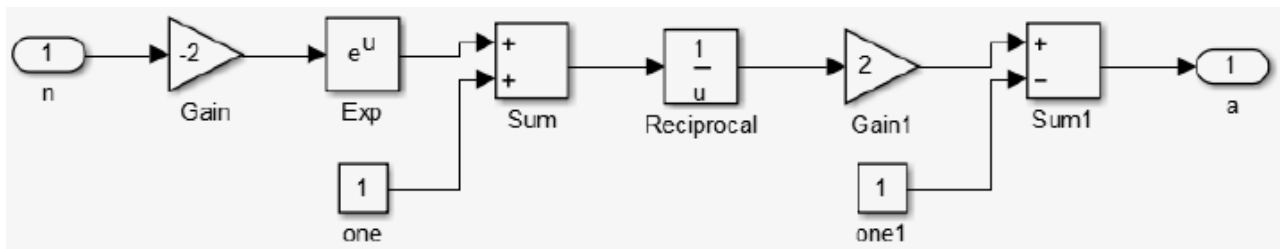


Рис. 6.14. Структура блоку функції активації *tansig*

Послідовністю даних блоків реалізується сигмоїдальна функція активації гіперболічного тангенса для перетворення вхідного інформаційного сигналу n у

вихідний a , що математично описується рівнянням виду $a = \frac{2}{1 + e^{-2n}} - 1$.

Другий прихований шар (*Layer 2*) складається з 9 нейронів з лінійною ПФ, а його структура наведена на рис. 6.13, б. Даний шар має два входи $p\{1\}$ та $a\{1\}$ з відповідними наборами вагових коефіцієнтів $IW\{2,1\}$ та $LW\{2,1\}$ для сигналів від вхідного і першого шару, блок зсувів $b\{2\}$, суматор *netsum*, передавальну функцію нейрона *purelin* та вихідний порт $a\{2\}$.

Третій вихідний шар (*Layer 3*) подібний до попереднього і має таку саму ПФ за виключенням того, що до його складу входить один нейрон, який має три

входи від попередніх шарів, три набори вагових коефіцієнтів і один вихід.

6.3. Експериментальні дослідження інерціальних сенсорів

6.3.1. Опис експериментальної установки

Експериментальна установка складається з одноосної міні-центрифуги з встановленими на ній зразковим поворотним пристроєм і макетом IBM MPU 6050 1 (рис. 6.15), підключеного до джерела живлення PSM-6003 2 (задає напругу живлення в діапазоні (2,4...3,4) В), частотоміра METEX MXC-260 3, електронного блоку 4 та комп'ютера 5 (рис. 6.16). Крок зміни кута повороту складає 10° в діапазоні від 0° до 360° , а міні-центрифуга дозволяє задавати різні значення кутової швидкості в діапазоні від 0 до $240^\circ/\text{хв.}$ в обох напрямках обертання.

Технічні характеристики IBM MPU 6050, до складу якого входять триосьовий гіроскоп, триосьовий акселерометр і термосенсор, наведені в додатку Р [35].

6.3.2. Калібрування акселерометра InvenSense MPU-6050

Задачею калібрування акселерометра є визначення параметрів моделі його вихідного сигналу, яку можна представити у вигляді

$$\begin{cases} U_{ax} = k_x a_x + k_{xy} a_y + k_{xz} a_z + U_{ax0} + \xi_{ax}; \\ U_{ay} = k_{yx} a_x + k_y a_y + k_{yz} a_z + U_{ay0} + \xi_{ay}; \\ U_{az} = k_{zx} a_x + k_{zy} a_y + k_z a_z + U_{az0} + \xi_{az}, \end{cases} \quad (6.2)$$

де $U_{ax0}, U_{ay0}, U_{az0}$ – зміщення нулів акселерометрів; k_x, k_y, k_z – масштабні коефіцієнти відповідних акселерометрів; $k_{xy}, k_{xz}, k_{yx}, k_{yz}, k_{zx}, k_{zy}$ – коефіцієнти перехресної чутливості; $\xi_{ax}, \xi_{ay}, \xi_{az}$ – шуми вимірювань.

При обчисленні (6.2) на ПК або спеціалізованому обчислювачі з використанням МК продуктивним і ефективним є подання рівнянь в матричній формі:

$$\begin{bmatrix} U_{ax} \\ U_{ay} \\ U_{az} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & k_y & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{ax0} \\ U_{ay0} \\ U_{az0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_{ax} \\ \xi_{ay} \\ \xi_{az} \end{bmatrix}. \quad (6.3)$$

Визначення масштабних коефіцієнтів і коефіцієнтів перехресної чутливості необхідно для подальшого їх врахування при обчисленні дійсних значень проєк-

цій a_x, a_y, a_z уявного прискорення на осі IBM. Калібрування низькочастотних лінійних акселерометрів проводиться на спеціальних стендах при задаванні тестових вхідних впливів (прискорень) і вимірюванні вихідних сигналів акселерометрів. Для калібрування акселерометрів розроблено ряд методик, при цьому обов'язково необхідно враховувати наявне устаткування для калібрування.

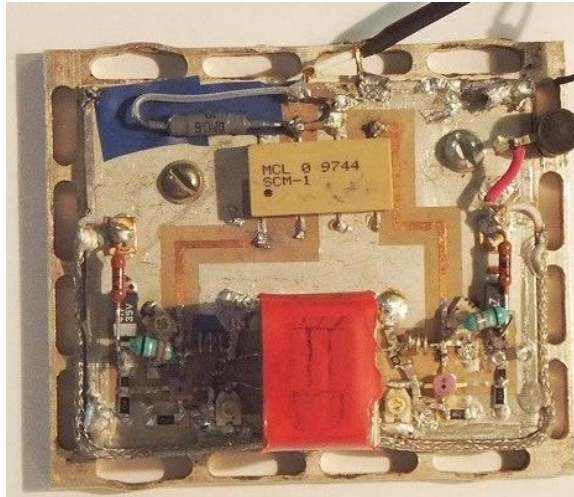


Рис. 6.15. Макет інерціального вимірювального модуля *MPU 6050*

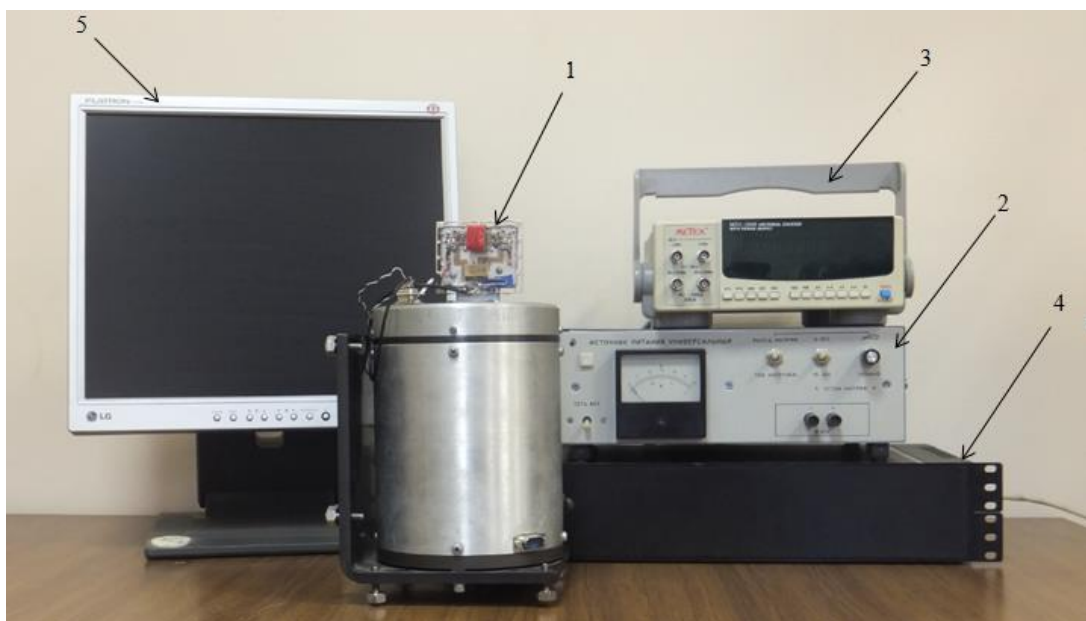


Рис. 6.16. Експериментальна установка: 1 – міні-центрифуга зі зразковим поворотним пристроєм та макетом IBM *MPU 6050*; 2 – джерело живлення *PSM-6003*; 3 – частотомір *METEX MXC-260*; 4 – електронний блок; 5 – комп'ютер

Для задавання уявного прискорення вздовж вимірювальних осей використовується встановлення блоку акселерометрів у відомі положення відносно вектора прискорення сили тяжіння g . При цьому використовується властивість, що

на нерухомій відносно Землі основі уявне прискорення $a = -g$. Такий підхід дозволяє калібрувати акселерометри в діапазоні $\pm 1g$. При калібруванні у більш широкому діапазоні прискорень використовуються спеціальні центрифуги. Для високоточного задавання положення триосьового акселерометра відносно вектора g використовується прецизійна оптична подільна головка (ОПГ) типу ОДГ-10 (№64104, ГОСТ 9016-59), що має максимальну похибку вимірювання кута $10''$. Положення осей акселерометра при калібруванні на ОПГ наведено в додатку С.

Для отримання даних для калібрування акселерометр встановлюється на ОПГ відповідно до положень, наведених у додатку С, враховуючи, що вектор \vec{g} спрямований вертикально вниз. При поворотах сенсора відносно певної осі зі збільшенням на 90° впродовж хвилини проводиться зчитування даних. Система орієнтації видає сигнал з частотою 100 Гц, який є одномірним масивом з 10 елементів. Перші три елементи масиву відповідають даним триосьового акселерометра. В процесі зчитування дані послідовно записуються у текстовий файл у вигляді таблиці для подальшого імпорту в математичні пакети та їх обробки. Вихідні сигнали акселерометра в точках калібрування наведені в таблиці 6.3.

Таблиця 6.3

Результати вимірювання вихідних сигналів акселерометрів

Номер положення акселерометра	Кут за ОПГ, °	Вихідний сигнал акселерометра U_{azi}		
		U_{axi}	U_{ayi}	U_{azi}
Обертання навколо осі X				
1	0°	803.418994	311.407164	17529.0496
2	90°	26.7095477	-16187.076	1032.38258
3	180°	-800.87609	115.138391	-15858.316
4	270°	-41.495309	16684.2511	596.768036
Обертання навколо осі Y				
5	0°	810.269578	328.632409	17533.8263
6	90°	16338.1112	284.113521	39.3573642
7	180°	-772.21786	48.4185509	-15854.367
8	270°	-16316.237	114.173331	1601.09744

Розрахунок параметрів моделі вихідного сигналу акселерометра (6.2) проводиться за формулами (6.4). Для підвищення точності розрахунків модуль вектора прискорення сили тяжіння g прийнято 9.8106 м/с^2 . Розраховані параметри моделі вихідного сигналу акселерометра наведено в таблиці 6.4.

$$\begin{aligned}
 k_x &= \frac{U_{ax6} - U_{ax8}}{2g}; & k_{xy} &= \frac{U_{ax4} - U_{ax2}}{2g}; & k_{xz} &= \frac{U_{ax1} - U_{ax3} + U_{ax5} - U_{ax7}}{4g}; \\
 k_{yx} &= \frac{U_{ay6} - U_{ay8}}{2g}; & k_y &= \frac{U_{ay4} - U_{ay2}}{2g}; & k_{yz} &= \frac{U_{ay1} - U_{ay3} + U_{ay5} - U_{ay7}}{4g}; \\
 k_{zx} &= \frac{U_{az6} - U_{az8}}{2g}; & k_{zy} &= \frac{U_{az4} - U_{az2}}{2g}; & k_z &= \frac{U_{az1} - U_{az3} + U_{az5} - U_{az7}}{4g}; \\
 U_{ax0} &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 U_{axi}; & U_{ay0} &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 U_{ayi}; & U_{az0} &= \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 U_{azi}.
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Таблиця 6.4

Результати розрахунку параметрів калібрування

Акселерометр	Результати калібрування			
	$k_{ij} = [16\text{-бітне число} \cdot \text{с}^2/\text{м}]; U_{ai} = [16\text{-бітне число}]$			
X	$k_x = 1664.238$	$k_{xy} = -3.476$	$k_{xz} = 81.208$	$U_{ax0} = 5.96$
Y	$k_{yx} = 8.661$	$k_y = 1675.296$	$k_{yz} = 12.142$	$U_{ay0} = 212.382$
Z	$k_{zx} = -79.595$	$k_{zy} = -22.2$	$k_z = 1701.618$	$U_{az0} = 827.475$

Після калібрування і розрахунку значень всіх коефіцієнтів моделі вихідних сигналів акселерометра визначається обернена матриця масштабних коефіцієнтів в програмному середовищі *MatLab* з використанням функції *inv()* за виразом

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & k_y & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_z \end{bmatrix}^{-1}.$$

Код програми та результати обчислень наведено далі:

```
A = [1664.238 -3.476 81.2076; 8.6610 1675.29647 12.142; -79.594524 -22.2 1701.61761]
```

```
Q = inv(A)
```

```
Q =
```

```

0.000599502462790131    8.64670928971148e-07    -2.86166849388068e-05
-3.30225503214082e-06    0.000596848075246472    -4.10125111710297e-06
2.79991243748909e-05    7.82717001940275e-06    0.000586284024651718

```

Для можливості визначення системою поточних проекцій уявного прискорення a_x, a_y, a_z за вихідними сигналами акселерометра U_{ax}, U_{ay}, U_{az} необхідно визначити значення вектора $[a_x, a_y, a_z]^T$ з матричного рівняння (6.3) без врахування шумів вимірювань $\xi_{ax}, \xi_{ay}, \xi_{az}$:

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} U_{ax} \\ U_{ay} \\ U_{az} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{ax0} \\ U_{ay0} \\ U_{az0} \end{bmatrix} \right).$$

Для перевірки роботи алгоритму проведено серію тестових поворотів на ОПГ за кутом тангажу з кроком 30° з обчисленням кутів повороту програмою, створеною в *MatLab*, а результати розрахунків занесено в таблицю 6.5:

```
A = [1664.238 -3.476 81.2076; 8.6610 1675.29647 12.142; -79.594524 -22.2 1701.61761]
Q = inv(A)
U = [407.6695353; 8414.884682; 15219.39415]
U0 = [5.96; 212.3823; 827.47479]
result = Q*(U-U0)
q=sqrt(result(1)^2+result(2)^2+result(3)^2)
angle = asin(result(2)/g)
angle*180/pi
```

За результатами розрахунку робимо висновок, що похибка вимірювання кута тангажу не перевищує допустимих значень. Тому обчислена обернена матриця масштабних коефіцієнтів Q може використовуватися для подальших обчислень параметрів орієнтації при інтеграції до програмного коду обчислювача.

Таблиця 6.5

Результати розрахунку кутів тангажу за вихідними сигналами акселерометрів

Заданий кут тангажу, °	Вихідні сигнали акселерометрів, 16-бітне число			Калібровані сигнали акселерометрів, м/с ²			Розрахований кут тангажу, °
	U_{axi}	U_{ayi}	U_{azi}	a_x	a_y	a_z	
0	810.269	328.632	17533.826	0.00421	-0.00179	9.818	-0.01044
30	407.669	8414.885	15219.394	-0.1639	4.835	8.513	29.59
60	175.561	14453.023	9146.911	-0.1241	8.465	4.994	59.635

6.3.3. Калібрування гіроскопа InvenSense MPU-6050

Ідеальний вихідний сигнал гіроскопа має бути пропорційний проекції аб-

солотної кутової швидкості обертання ω на відповідну вісь (наприклад, $Z-U_{\omega z}$):

$$U_{\omega z} = k_z \omega_z, \quad (6.5)$$

де k_z – загальний коефіцієнт передачі (масштабний коефіцієнт), який залежить від коефіцієнта передачі власне гіроскопа, а також коефіцієнтів передачі підсилювача та інших перетворювачів вимірювального кола.

Реально кожний гіроскоп має свій власний масштабний коефіцієнт, зміщення нуля, перехресні зв'язки та інші параметри, тому будемо використовувати таку модель вихідного сигналу гіроскопа:

$$U_{\omega z} = k_z \omega_z + k_{zx} \omega_x + k_{zy} \omega_y + U_{\omega z 0} + \xi_{\omega z}, \quad (6.6)$$

де k_{zx}, k_{zy} – коефіцієнти перехресної чутливості; $U_{\omega z 0}$ – зміщення нуля гіроскопа; $\xi_{\omega z}$ – шум вимірювання.

Сенсори кутової швидкості можуть бути побудовані за різними принципами, тому модель вихідного сигналу (6.6) уточнюється додатковими складовими. Так, для всіх електромеханічних гіроскопів, у тому числі МЕМС, характерною є значна чутливість зміщення нуля до дії лінійного прискорення. Тому для них модель вихідного сигналу уточнюють додаванням складових, пропорційних проекціям a_x, a_y, a_z уявного прискорення на осі чутливості гіроскопів:

$$U_{\omega z} = k_z \omega_z + k_{zx} \omega_x + k_{zy} \omega_y + U_{\omega z 0} + b_{zx} a_x + b_{zy} a_y + b_{zz} a_z + \xi_{\omega z}, \quad (6.7)$$

де b_{zx}, b_{zy}, b_{zz} – коефіцієнти чутливості нульового сигналу гіроскопа до прискорень (так званий “дрейф від g ”).

Задачею калібрування гіроскопа є визначення параметрів моделі його вихідного сигналу (6.7) $k_z, k_{zx}, k_{zy}, U_{\omega z 0}, b_{zx}, b_{zy}, b_{zz}$ з метою їх подальшого врахування при обчисленні дійсного значення вимірюваної кутової швидкості.

Для отримання даних для калібрування гіроскоп встановлюється на ОПГ відповідно до положень, наведених в таблиці С.1 (додаток С), враховуючи що вектор \vec{g} спрямований вертикально вниз. При поворотах сенсора відносно деякої осі з кроком 90° впродовж хвилини проводиться зчитування даних. Система орієнтації видає сигнал з частотою 100 Гц, який є одномірним масивом з 10 елемен-

тів. Перші три елементи масиву є даними триосьового акселерометра. В процесі зчитування дані послідовно записуються в текстовий файл у вигляді таблиці для подальшого імпорту в математичні пакети з наступними обчисленнями. Для зменшення впливу шуму вимірювання ξ_{ω_z} вихідний сигнал гіроскопа усереднюється протягом часу вимірювання (1 хв.), тому при калібруванні він не враховується. Вихідні сигнали гіроскопа в точках калібрування на обертальному стенді та з використанням ОПГ наведені в додатку Т (відповідно таблиці Т.1 та Т.2).

Тому що відповідно до моделі (6.7) вихідний сигнал гіроскопа залежить як від проекцій кутової швидкості $\omega_x, \omega_y, \omega_z$, так і прискорення a_x, a_y, a_z , для його калібрування потрібно задавати тестові значення і кутової швидкості ω , і прискорення a . Тому калібрування гіроскопа ділиться на два етапи, на одному з яких задається кутова швидкість обертання, а на другому – нерухомий гіроскоп встановлюється в різних положеннях відносно вектора прискорення сили тяжіння \vec{g} , як і при калібруванні акселерометрів. Таким чином, на першому етапі визначаються коефіцієнти k_z, k_{zx}, k_{zy} , а на другому етапі – коефіцієнти $U_{\omega z 0}, b_{zx}, b_{zy}, b_{zz}$.

На першому етапі калібрування задаються кутові швидкості обертання гіроскопа без зміни його положення відносно вектора прискорення сили тяжіння \vec{g} . Тому модель вихідного сигналу гіроскопа на даному етапі має вигляд

$$U_{\omega z} = k_z \omega_z + k_{zx} \omega_x + k_{zy} \omega_y + U_{\omega z 0 \Sigma},$$

де $U_{\omega z 0 \Sigma} = U_{\omega z 0} + b_{zx} a_x + b_{zy} a_y + b_{zz} a_z$ – сумарне зміщення нуля гіроскопа.

При калібруванні гіроскопа тільки за прямим каналом вимірювань (відносно однієї осі Z) модель його вихідного сигналу $U_{\omega z} = k_z \omega_z + U_{\omega z 0 \Sigma}$. Для обчислення параметрів k_z та $U_{\omega z 0 \Sigma}$ задають два значення кутової швидкості ω_z і отримують два лінійні рівняння, розв'язання яких дає такі результати:

$$k_z = \frac{\sum_{i=1}^N \omega_{zi} \cdot \sum_{i=1}^N U_{\omega zi} - N \cdot \sum_{i=1}^N (\omega_{zi} U_{\omega zi})}{\left(\sum_{i=1}^N \omega_{zi} \right)^2 - N \cdot \sum_{i=1}^N \omega_{zi}^2}; \quad U_{\omega z 0 \Sigma} = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N U_{\omega zi} - k_z \cdot \sum_{i=1}^N \omega_{zi} \right).$$

Далі наведено код програми в середовищі *MatLab*, яка проводить розраху-

нок коефіцієнтів на прикладі осі Z (таблиця 6.6).

```
clear all, clc
N = 11;
Wzi = [-150 150 -120 120 -100 100 -80 80 -60 60 -40 40 -20 20 0]
Uzi = [19545.3458 15560.222 13004.185 10315.6329 7683.85481 5003.21733 2339.73414 -261.56183
-2897.6934 -5548.0691 -8220.7701 -10853.159 -13563.432 -16117.749 -20099.488]
sW = sum(Wzi);
sW2 = sum(Wzi.^2);
sU = sum(Uzi)
sWU = sum(Wzi.*Uzi);
kz = (sW*sU-N*sWU)/((sW^2)-N*sW2)
Uwz0 = (1/N)*(sU-kz*sW)
```

Таблиця 6.6

Результати розрахунку коефіцієнтів на першому етапі

k_x	$U_{\omega x 0 \Sigma}$	k_y	$U_{\omega y 0 \Sigma}$	k_z	$U_{\omega z 0 \Sigma}$
-14.532824	-373.611859	-14.3524214	300.418374	-14.34249266	-166.451145

Далі визначаємо коефіцієнти чутливості нульового сигналу гіроскопа до прискорень (так званий “дрейф від g”):

$$b_{zy} = \frac{U_{\omega z 4} - U_{\omega z 2}}{2g}; \quad b_{zz} = \frac{U_{\omega z 1} - U_{\omega z 3}}{2g}; \quad U_{\omega z 0} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 U_{\omega z i}.$$

Для розрахунку коефіцієнтів для осі Z використовується програма, написана в середовищі *MatLab* (результати розрахунків занесені до таблиці 6.7):

```
clear all, clc
N = 11;
g = 9.8106;
odgUzi = (-116.14361 -116.90385 -117.27909 -116.40764);
bzy = (odgUzi(4)-odgUzi(2))/(2*g)
bzz = (odgUzi(1)-odgUzi(3))/(2*g)
odgUz0 = (sum(odgUzi))/4
```

Таблиця 6.7

Результати розрахунку коефіцієнтів на другому етапі

b_{xz}	b_{xx}	$U_{\omega x 0}$	b_{yx}	b_{yy}	$U_{\omega y 0}$	b_{zy}	b_{zz}	$U_{\omega z 0}$
-0.021594	0.0056984	-260.29	0.049215	0.059203	225.42	0.025289	0.05787	-116.68

Проведемо розрахунок каліброваних значень вихідного сигналу гіроскопа ω_2 і визначимо похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа $\Delta\omega_i$. Для

спрощення будемо вважати, що обертання гіроскопа задається тільки навколо однієї осі Z ($a_x = a_y = 0$; $a_z = g$). При цьому для кожного значення ω_{zi} обертального стелу визначаємо калібровані значення вихідного сигналу гіроскопа:

$$\omega_z = \omega_{zi} = \frac{U_{\omega z} - U_{\omega z 0} - b_{zz}g}{k_z}.$$

Код програми в середовищі *MatLab*, який виконує чисельний розрахунок невідомих параметрів, наведений далі.

```
clear all, clc
N = 15;
Wzi = [-150 150 -120 120 -100 100 -80 80 -60 60 -40 40 -20 20 0]
Uzi = [19425.1257 -19681.963 15482.1082 -15752.24 12952.4003 -13202.44 10324.5121 -10558.973
7726.75393 -7967.0675 5089.35593 -5321.4228 2474.1904 -2704.2173 -117.08556]
sW = sum(Wzi); sW2 = sum(Wzi.^2);
sU = sum(Uzi); sWU = sum(Wzi.*Uzi); kz = (sW*sU-N*sWU)/((sW^2)-N*sW2); g = 9.8106;
odgUzi = (-116.14361 -116.90385 -117.27909 -116.40764);
bzz = (odgUzi(1)-odgUzi(3))/(2*g); odgUz0 = (sum(odgUzi))/4;
Wdks1 = (Uzi(1)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks2 = (Uzi(2)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks3 = (Uzi(3)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks4 = (Uzi(4)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks5 = (Uzi(5)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks6 = (Uzi(6)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks7 = (Uzi(7)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks8 = (Uzi(8)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks9 = (Uzi(9)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks10 = (Uzi(10)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks11 = (Uzi(11)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks12 = (Uzi(12)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks13 = (Uzi(13)-odgUz0-bzz*g)/kz; Wdks14 = (Uzi(14)-odgUz0-bzz*g)/kz;
Wdks15 = (Uzi(15)-odgUz0-bzz*g)/kz
```

Отримані значення після розрахунків представлені в таблиці 6.8. Визначення абсолютної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні проводиться за співвідношенням $\Delta\omega_i = \omega_{zi} - \omega_{zi}$.

Графіки залежностей розрахованої кутової швидкості гіроскопа від заданої (істинної) кутової швидкості малогабаритної поворотної установки, а також графіки залежностей похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні від заданої (істинної) кутової швидкості, наведені в додатку У.

6.3.4. Аналіз вихідних сигналів *InvenSense MPU-6050*

Для оцінки зашумленості вихідних сигналів акселерометра і гіроскопа використано середовище *MatLab*. Зчитування відкаліброваних значень сенсора проводилось протягом 10 хв., після чого всі результати було імпортовано в одномірний масив. В *MatLab* для обчислення стандартного відхилення елементів масиву використано предвстановлену функцію *std()*. Зашумлені вихідні сигнали відкаліброваних акселерометра і гіроскопа для кожної осі наведені на рис. 6.17.

Таблиця 6.8

Визначення точності калібрування гіроскопа за осями

Задане значення кутової швидкості ω_{zi} , $^{\circ}/\text{с}$	Вимірне каліброване значення кутової швидкості ω_{zi} , $^{\circ}/\text{с}$			Абсолютна похибка вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні $\Delta\omega_i$, $^{\circ}/\text{с}$		
	вісь X	вісь Y	вісь Z	вісь X	вісь Y	вісь Z
-150	-149.7543	-149.9781	-149.8478	-0.2457	-0.0219	-0.1522
-120	-119.6212	-119.6256	-119.6116	-0.3788	-0.3744	-0.3884
-100	-100.2933	-100.3465	-100.2131	0.2933	0.3465	0.2131
-80	-79.9559	-80.0618	-80.0617	-0.0441	0.0618	0.0617
-60	-60.0673	-59.9267	-60.1414	0.0673	-0.0133	0.1414
-40	-39.8056	-39.8653	-39.9171	-0.1944	-0.2347	-0.0829
-20	-19.6373	-19.7184	-19.8632	-0.3427	-0.2816	-0.1368
0	0.013588	-0.003654	0.007436	-0.013588	0.003654	-0.007436
20	20.2334	20.0129	19.8463	-0.2334	-0.0129	0.1537
40	39.9792	39.9491	39.9158	0.0208	0.0509	0.0842
60	60.1866	60.1149	60.2033	-0.1866	-0.1149	-0.2033
80	80.1018	80.0238	80.0788	-0.1018	-0.0238	-0.0788
100	100.5863	100.3816	100.3497	-0.5863	-0.3816	-0.3497
120	119.9062	119.7367	119.9022	0.0938	0.2633	0.0978
150	150.0168	150.0816	150.0365	-0.0168	-0.0816	-0.0365

Аналізуючи залежності (рис. 6.17), робимо висновок, що вихідні сигнали за більшістю осей сенсора зміщені відносно нуля. Такі зміщення мають бути враховані при подальших обчисленнях введенням постійних корегуючих коефіцієнтів.

Далі проведено зчитування даних з регістрів сенсора *MPU 6050* з частотою 10 Гц. Показання гіроскопа проінтегровані мікроконтролером для визначення кутових швидкостей відносно трьох осей (результати наведені на рис. 6.18). На рис. 6.18, в показано, як відбувається накопичення помилки при інтегруванні показань (так званий дрейф нуля, при цьому сенсор знаходиться в нерухомому стані, а значення кута збільшується з приблизно сталою швидкістю). На рис. 6.18, а видно, що показання акселерометра зашумлені високочастотною завадою, що приводить до помилок при обчисленні кутів відхилення.

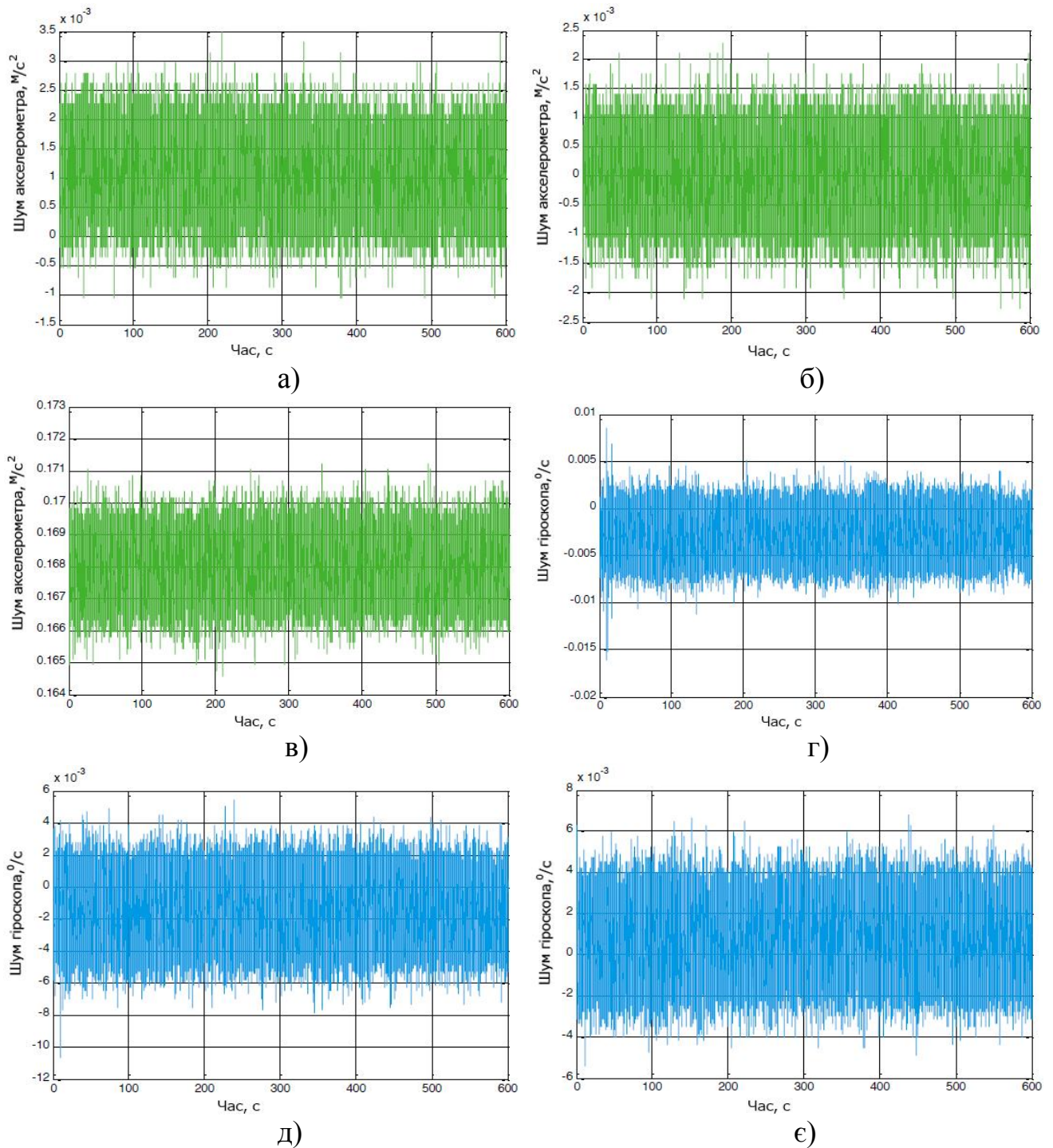


Рис. 6.17. Шуми вихідних сигналів акселерометра (а – вісь X, б – вісь Y, в – вісь Z) та гіроскопа (г – вісь X, д – вісь Y, є – вісь Z) сенсора MPU 6050

Таким чином, визначення кута при інтегруванні кутової швидкості є неточним через накопичення помилки (низькочастотний шум), а акселерометр вносить високочастотну заваду. Тому для зменшення впливу шуму необхідним є обробка даних акселерометра та гіроскопа альфа-бета фільтром або фільтром Калмана.

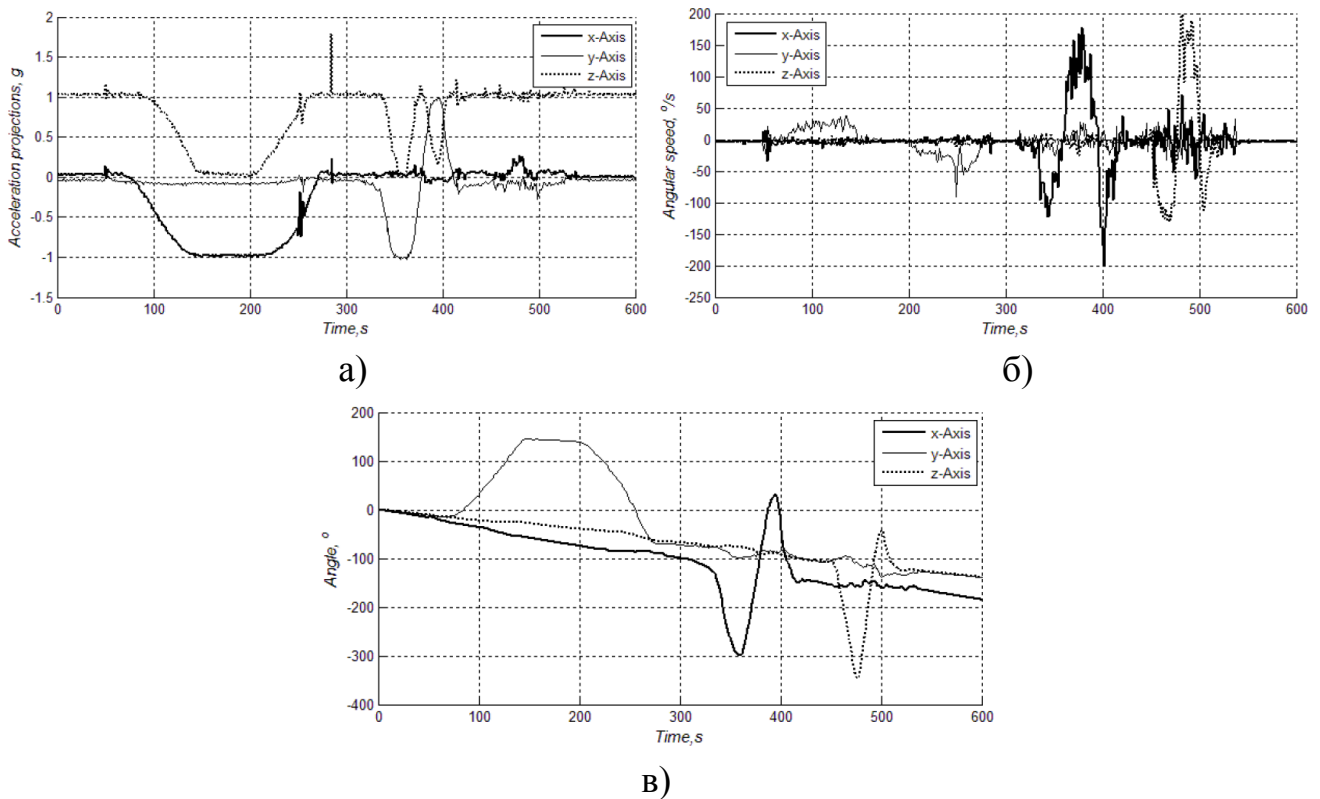


Рис. 6.18. Показання сенсора *MPU 6050* за осями акселерометра (а), за осями гіроскопа (б) та дані про кути повороту при інтегруванні показань гіроскопа (в)

6.3.5. Визначення дисперсії Алана для гіроскопа *InvenSense MPU-6050*

Для визначення шумових характеристик МЕМС-гіроскопа методом варіації Алана були проведені дослідження протягом 1 год. при температурі $(22 \pm 3)^\circ\text{C}$, при яких дані з гіроскопа знімалися з частотою 70 Гц, а сам модуль був розташований на нерухомій основі. Зчитані дані записувалися в текстовий файл та імпортувалися в середовище *MatLab*, де проводився подальший розрахунок відхилення Алана за допомогою програми «*allan.m*», текст якої наведено в додатку Ф.

Графічні залежності відхилення Алана від часу кореляції для кожної осі гіроскопа наведені на рис. 6.19, за якими можна визначити випадкове блукання кута N та нестабільність нуля B для кожної осі гіроскопа ІВМ:

$$N_x^G = 0.009145 \left[\frac{o/c}{\sqrt{\Gamma\mu}} \right]; \quad N_y^G = 0.009997 \left[\frac{o/c}{\sqrt{\Gamma\mu}} \right]; \quad N_z^G = 0.009533 \left[\frac{o/c}{\sqrt{\Gamma\mu}} \right];$$

$$B_x^G = \frac{0.00159}{0.664} = 0.00239 \left[o/c \right]; \quad B_y^G = \frac{0.0008482}{0.664} = 0.001277 \left[o/c \right];$$

$$B_x^G = \frac{0.001626}{0.664} = 0.002449 \left[o/c \right]; \quad \sigma_A^G = 0.664 \cdot B \left[o/c \right].$$

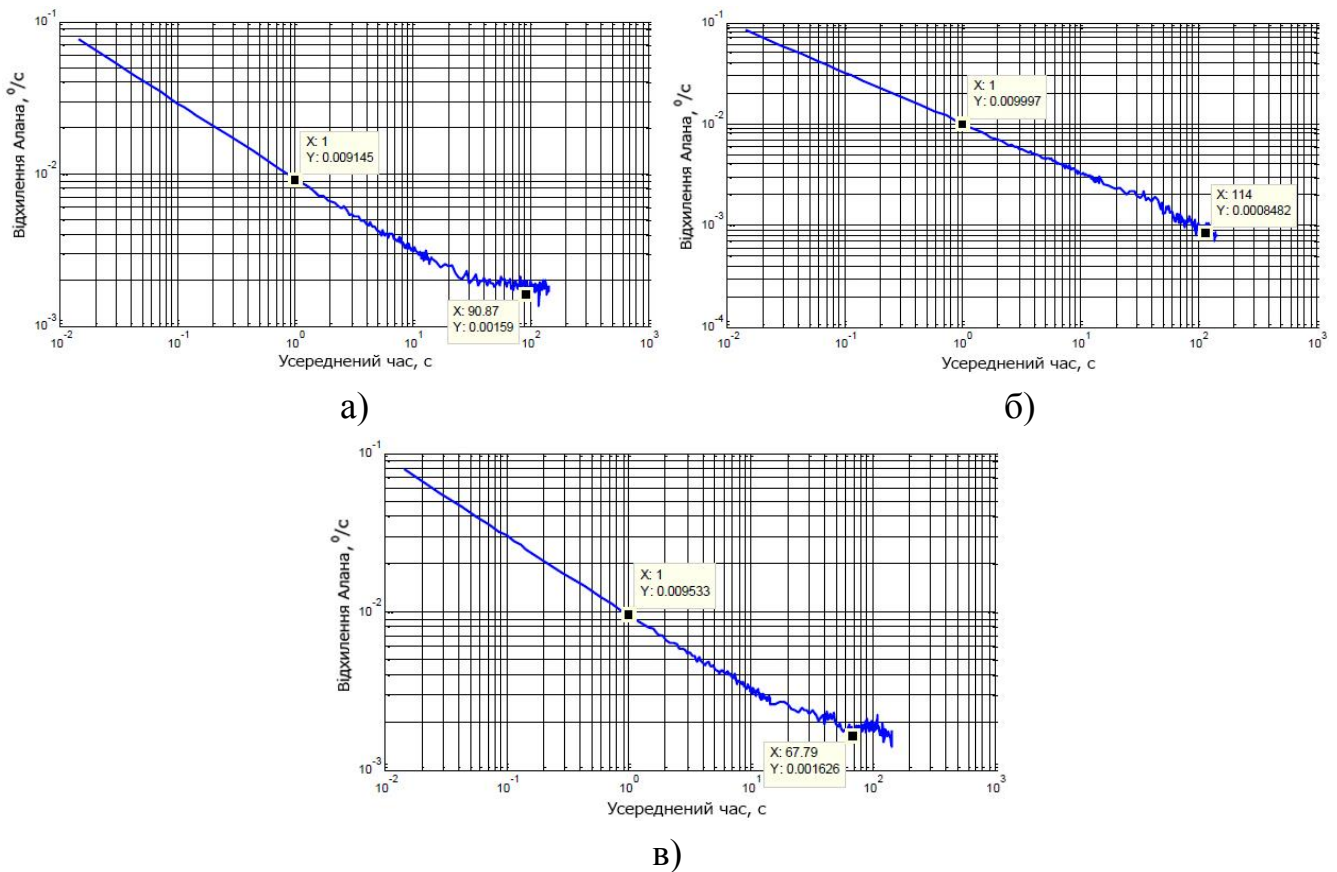


Рис. 6.19. Графічні залежності відхилення Алана для гіроскопа сенсора *MPU 6050* (а – вісь X, б – вісь Y, в – вісь Z)

За отриманими результатами робимо висновок, що MEMС-сенсори, які входять до складу *IBM InvenSense MPU 6050*, не є високоточними, тому даний модуль можна використовувати як первинний засіб визначення параметрів руху і орієнтації у випадках, коли не ставляться умови високої точності.

6.3.6. Калібрування магнітометра *Honeywell HMC5883L*

В даний час за рахунок малих габаритів та низької вартості найбільш популярними є цифрові мікросхеми, до складу яких входять магніторезистивні сенсори, які дозволяють вимірювати напруженість магнітного поля вздовж трьох взаємноперпендикулярних осей X, Y та Z. Одним з таких сенсорів є типовий представник магнітометрів загального призначення *HMC5883L* виробництва компанії *Honeywell*, який використовується в мобільних пристроях, автомобільних навігаційних системах, квадрокоптерах та ін. [30]. При цьому напрямок та абсолютна величина модуля магнітного поля Землі (МПЗ) розраховується за значеннями напруженості кожної з осей магнітометра [32].

Однак на практиці виміряні значення магнітного поля можуть мати значну похибку, що обумовлено такими чинниками [33]:

- наявність штучних електромагнітних полів навколо сенсора (наприклад, від магнітів або проводів живлення);
- спотвореннями магнітного поля наявними поблизу сенсора елементами з нікелю або заліза;
- неперпендикулярністю осей сенсора.

Два перших фактори достатньо просто виключити або при вимірюванні величини спотворення і введенні поправки при розрахунку напруженостей, або при виключенні самої причини завади [31]. Однак для того, щоб виключити вплив третього фактора, необхідно провести калібрування сенсора.

Найбільш поширеними на даний час методами калібрування інерціальних сенсорів є методи з використанням обертових платформ (центрифуг), поворотів в гравітаційному та магнітному полях Землі (стандартний метод), лінійно-рухомих платформ [22], швидкісний метод [12], а також скалярний метод калібрування триосних блоків (тріад) взаємно ортогональних сенсорів [7]. В даній роботі будемо проводити статичні випробування сенсора в МПЗ з використанням поворотного столу (стандартний метод).

В процесі калібрування магнітометра визначаються коригувальні коефіцієнти, врахування яких дозволяє компенсувати вплив шкідливих магнітних збурень на магнітометр і визначити такі параметри:

- неточність перпендикулярності осей чутливості, що обумовлено неточністю встановлення чипів на платі;
- коефіцієнти перетворення для кожної осі, які трансформують вихідні коди магнітометра в одиниці магнітної індукції;
- зміщення нуля для кожної осі.

Статичні випробування магнітометра проводяться в магнітному полі Землі з використанням поворотного столу. Магнітометр *Honeywell HMC5883L* може вимірювати магнітне поле в діапазоні ± 8 Гауса. Завдяки змінному коефіцієнту підсилення (GN) чутливість сенсора може варіюватися від 0.73 мГс/LSB (мілігаус на молодший значущий розряд) до 4.35 мГс/LSB при зміні GN від 0 до 7 від-

повідно. Настроювання та зчитування даних проводиться по шині I²C [37].

Сенсор має 12 однобайтних регістрів, два з яких є регістрами настроювань (*Register A* та *Register B*) і дозволяють змінювати частоту видачі даних, режим вимірювання, кількість вибірок під час одного вимірювання та коефіцієнт підсилення. За допомогою регістра режиму (*Mode Register*) можна вибрати режим функціонування перетворювача: неперервний (*Continuous-Measurement Mode*) або однократний з переходом до режиму очікування (*Single-Measurement Mode*). До шести регістрів, розташованих за адресами 0x03÷0x08, заносяться результати вимірювань. Для результатів вимірювань за однією віссю виділяються два регістри (*Output Register A* та *Output Register B*), при цьому регістр *A* є старшим регістром пари, а результат вимірювання представляється 12-бітним кодом. В регістрі статусу (*Status Register*) використовуються тільки два біти – біт готовності (*RDY*) та біт блокування (*LOCK*). Біт готовності встановлюється після того, як дані будуть записані у всі шість регістрів за адресами 0x03÷0x08. Для реалізації апаратного, а не програмного, опитування його функція дублюється виводом *DRDY*. Біт блокування встановлюється або при читанні даних з одного чи декількох (але не з усіх) вихідних регістрів, або при читанні регістра режиму. Інші три регістри є ідентифікаційними регістрами (*Identification Registers*), які дозволяють пристрою керування за необхідності визначати цей перетворювач [18].

Обмін даними проводиться за шиною I²C. Для зручності зчитування даних використовується функція автоматичного інкременту адреси вихідних регістрів з подальшим переходом до адреси 0x03 (старший регістр осі X) при завершенні зчитування даних з усіх вихідних регістрів. Особливістю сенсора є те, що регістри розташовані непослідовно, що враховано при розробці програмного забезпечення для МК (при послідовному дані зчитуються у такому порядку – X, Z, Y).

При отриманні даних для калібрування магнітометр встановлюється на поворотний стіл у двох положеннях (рис. 6.20). Зчитування даних проводиться при повороті сенсора в площині горизонту навколо вертикальної осі з кроком 30° впродовж хвилини. Система орієнтації видає сигнал з частотою 100 Гц, який записується в одномірний масив довжиною 10 елементів у вигляді текстового файлу. В таблиці 6.9 наведено усереднені значення сигналів для значень кута пово-

роту в двох положеннях: в першому положенні (рис. 6.20, а) вісь чутливості X спрямована на північ, вісь Z – вертикально вверх, а у другому положенні (рис. 6.20, б) – вісь чутливості X спрямована на північ, вісь Y – вертикально вниз.

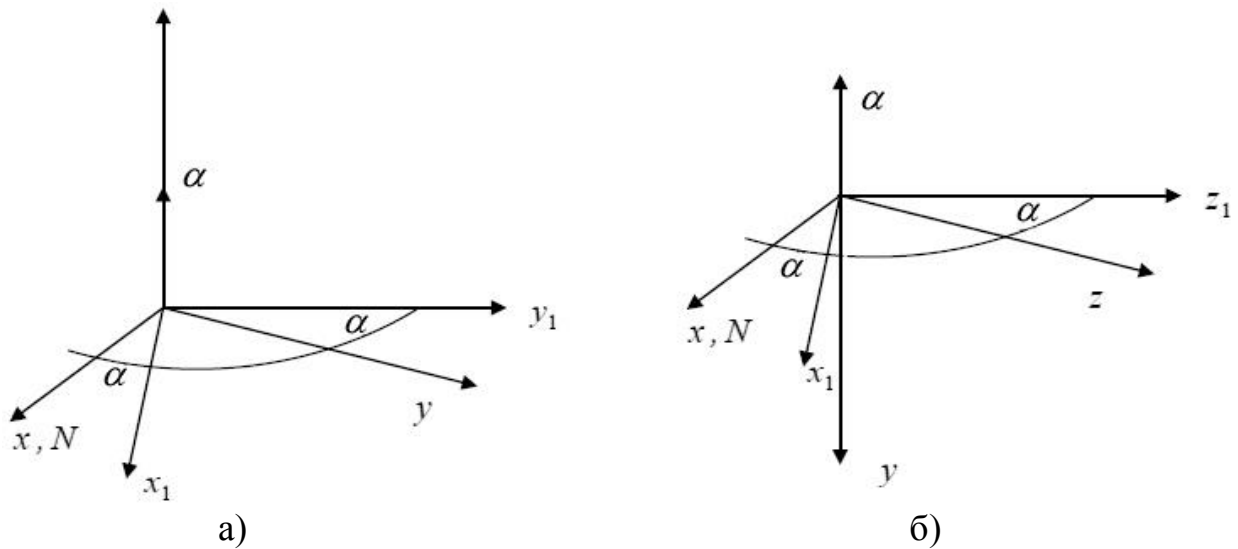


Рис. 6.20. Положення магнітометра на поворотному столі

Таблиця 6.9

Усереднені дані вихідного сигналу магнітометра

Кут $\alpha, ^\circ$	U_X		U_Y		U_Z	
	полож. а	полож. б	полож. а	полож. б	полож. а	полож. б
0	240,3558	232,6558	-258,4923	256,7519	-282,8714	114,7131
30	209,1716	199,1959	-135,2888	266,9017	-284,4551	219,0599
60	125,5631	113,8107	-44,8091	275,2361	-285,0419	295,5739
90	11,7449	-0,6559	-11,2143	279,9059	-283,6456	325,0541
120	-101,7102	-113,4541	-43,7399	277,8303	-280,5519	298,9297
150	-183,9562	-194,1136	-132,7759	271,8628	-277,0101	225,2665
180	-213,7425	-222,0211	-254,4305	262,3875	-272,8729	122,2481
210	-182,9617	-189,2329	-376,6771	251,5309	-270,6257	17,9088
240	-100,0683	-104,4479	-466,2854	243,4397	-269,3543	-60,2063
270	13,9952	10,4205	-499,7591	238,7882	-270,5577	-90,3142
300	127,5779	123,8926	-468,2123	240,2207	-273,7365	-64,6301
330	210,3789	205,7122	-379,3324	246,4799	-277,4887	10,9891
360	240,1131	233,0065	-257,2397	256,5758	-281,6103	114,9137

Для оцінки показань вимірювального перетворювача побудовано графіки

сигналів магнітометра з девіаціями (без калібрування), які при його повному оберті навколо вертикальної осі мають утворювати коло з центром в початку координат (додаток X, рис. X.1 – рис. X.4). Аналізуючи дані залежності, робимо висновок, що магнітне поле збурень деформує коло і зміщує його центр. Для компенсації впливу магнітних збурень необхідно визначити коригувальні коефіцієнти, за допомогою яких будуть алгоритмічно коригуватися показання магнітометра. Тому вихідні сигнали магнітометра необхідно представити у такому вигляді:

$$\begin{aligned} U_x &= k_{xx}T_x + k_{xy}T_y + k_{xz}T_z + U_{0x}; \\ U_y &= k_{yx}T_x + k_{yy}T_y + k_{yz}T_z + U_{0y}; \\ U_z &= k_{zx}T_x + k_{zy}T_y + k_{zz}T_z + U_{0z}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

де T_x, T_y, T_z – проекції магнітної індукції магнітного поля Землі (МПЗ) на осі чутливості вимірювального перетворювача; U_x, U_y, U_z – безрозмірні показання вимірювального перетворювача; U_{0x}, U_{0y}, U_{0z} – нульові сигнали; k_{xx}, k_{yy}, k_{zz} – масштабні коефіцієнти; $k_{xy}, k_{xz}, k_{yx}, k_{yz}, k_{zx}, k_{zy}$ – перехресні коефіцієнти.

В першому положенні магнітометра проекції магнітної індукції МПЗ на осі чутливості вимірювального перетворювача дорівнюють:

$$T_x = B_{2op} \cos \alpha; \quad T_y = B_{2op} \sin \alpha; \quad T_z = B_{вер}, \quad (6.9)$$

де α – курсовий кут; $B_{2op}, B_{вер}$ – відповідно горизонтальна і вертикальна складові вектора магнітної індукції МПЗ.

Для розрахунків було взято такі значення складових вектора магнітної індукції МПЗ: $B_{2op} = 18964 \text{ Гм}$, $B_{вер} = -46962 \text{ Гм}$.

Для першого випадку (положення a) для заданого кута курсу за співвідношеннями (6.8) та (6.9) отримаємо [18]:

$$\begin{aligned} & U_{x0} = k_{xx}B_{2op} + k_{xz}B_{вер} + U_{0x}; \\ - \alpha = 0^\circ, \quad T_x = B_{2op}, \quad T_y = 0, \quad T_z = B_{вер}, & \quad U_{y0} = k_{yx}B_{2op} + k_{yz}B_{вер} + U_{0y}; \\ & \quad U_{z0} = k_{zx}B_{2op} + k_{zz}B_{вер} + U_{0z}. \\ & U_{x90} = k_{xy}B_{2op} + k_{xz}B_{вер} + U_{0x}; \\ - \alpha = 90^\circ, \quad T_x = 0, \quad T_y = B_{2op}, \quad T_z = B_{вер}, & \quad U_{y90} = k_{yy}B_{2op} + k_{yz}B_{вер} + U_{0y}; \\ & \quad U_{z90} = k_{zy}B_{2op} + k_{zz}B_{вер} + U_{0z}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & U_{x180} = -k_{xx}B_{2op} + k_{xz}B_{вер} + U_{0x}; \\
 - \alpha = 180^\circ, T_x = -B_{2op}, T_y = 0, T_z = B_{вер}, & U_{y180} = -k_{yx}B_{2op} + k_{yz}B_{вер} + U_{0y}; \\
 & U_{z180} = -k_{zx}B_{2op} + k_{zz}B_{вер} + U_{0z}. \\
 & U_{x270} = -k_{xy}B_{2op} + k_{xz}B_{вер} + U_{0x}; \\
 - \alpha = 270^\circ, T_x = 0, T_y = -B_{2op}, T_z = B_{вер}, & U_{y270} = -k_{yy}B_{2op} + k_{yz}B_{вер} + U_{0y}; \\
 & U_{z270} = -k_{zy}B_{2op} + k_{zz}B_{вер} + U_{0z}.
 \end{aligned}$$

З отриманих співвідношень можна визначити такі коефіцієнти:

$$k_{xx} = \frac{U_{x0} - U_{x180}}{2B_{2op}}; \quad k_{yx} = \frac{U_{y0} - U_{y180}}{2B_{2op}}; \quad k_{zx} = \frac{U_{z0} - U_{z180}}{2B_{2op}}; \quad (6.10)$$

$$k_{xy} = \frac{U_{x90} - U_{x270}}{2B_{2op}}; \quad k_{yy} = \frac{U_{y90} - U_{y270}}{2B_{2op}}; \quad k_{zy} = \frac{U_{z90} - U_{z270}}{2B_{2op}}. \quad (6.11)$$

В другому положенні магнітометра проєкції магнітної індукції МПЗ на осі чутливості вимірювального перетворювача дорівнюють:

$$T_x = B_{2op} \cos \alpha; \quad T_y = -B_{вер}; \quad T_z = B_{2op} \sin \alpha. \quad (6.12)$$

Для даного випадку (положення б) для заданого кута курсу з врахуванням співвідношення (6.12) отримаємо:

$$\begin{aligned}
 & U'_{x0} = k_{xx}B_{2op} - k_{xy}B_{вер} + U_{0x}; \\
 - \alpha = 0^\circ, T_x = B_{2op}, T_y = -B_{вер}, T_z = 0, & U'_{y0} = k_{yx}B_{2op} - k_{yy}B_{вер} + U_{0y}; \\
 & U'_{z0} = k_{zx}B_{2op} - k_{zy}B_{вер} + U_{0z}. \\
 & U'_{x180} = -k_{xx}B_{2op} - k_{xy}B_{вер} + U_{0x}; \\
 - \alpha = 180^\circ, T_x = -B_{2op}, T_y = -B_{вер}, T_z = 0, & U'_{y180} = -k_{yx}B_{2op} - k_{yy}B_{вер} + U_{0y}; \\
 & U'_{z180} = -k_{zx}B_{2op} - k_{zy}B_{вер} + U_{0z}.
 \end{aligned}$$

З двох останніх систем рівнянь визначаємо нульові сигнали:

$$\begin{aligned}
 U_{0x} &= \frac{U'_{x0} + U'_{x180}}{2} + k_{xy}B_{вер}; & U_{0y} &= \frac{U'_{y0} + U'_{y180}}{2} + k_{yy}B_{вер}; \\
 U_{0z} &= \frac{U'_{z0} + U'_{z180}}{2} + k_{zy}B_{вер}.
 \end{aligned} \quad (6.13)$$

Далі визначаємо недостатні коефіцієнти моделі [18]:

$$\begin{aligned}
 k_{xz} &= \frac{U_{x0} + U_{x180} - 2U_{0x}}{2B_{вер}}; & k_{yz} &= \frac{U_{y0} + U_{y180} - 2U_{0y}}{2B_{вер}}; \\
 k_{zz} &= \frac{U_{z0} + U_{z180} - 2U_{0z}}{2B_{вер}}.
 \end{aligned} \quad (6.14)$$

Вихідний сигнал магнітометра представимо в матричній формі:

$$U = K' \cdot T + U_0, \quad (6.15)$$

де

$$U = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix}; \quad K = \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & k_{yy} & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_{zz} \end{bmatrix}; \quad T = \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix}; \quad U_0 = \begin{bmatrix} U_{0x} \\ U_{0y} \\ U_{0z} \end{bmatrix}.$$

Використовуючи дані таблиці 6.9, розрахуємо коефіцієнти і нульові сигнали магнітометра, а результати занесемо до таблиці 6.10.

Таблиця 6.10

Значення визначених коефіцієнтів моделі та нульових сигналів

Коефіцієнт	k_{xx}	k_{xy}	k_{xz}	k_{yx}	k_{yy}	k_{yz}
Значення	0.012	$-5.9333 \cdot 10^{-5}$	$-1.1079 \cdot 10^{-4}$	$-1.0709 \cdot 10^{-4}$	0.0129	-0.0019

Коефіцієнт	k_{zx}	k_{zy}	k_{zz}	U_{0x}	U_{0y}	U_{0z}
Значення	$-2.6362 \cdot 10^{-4}$	$-3.4507 \cdot 10^{-4}$	0.0088	8.1037	-345.3406	134.6858

Для перевірки знайдених коефіцієнтів визначимо проекції T_x, T_y, T_z за формулою (6.15) як $T = K^{-1} \cdot (U - U_0)$ і занесемо результати до таблиці 6.11.

Для перевірки вірності розрахованих проекцій в додатку X побудовано графічні залежності сигналів магнітометра з врахуванням калібрувальних коефіцієнтів (рис. X.5 – рис. X.8). Аналізуючи дані залежності, робимо висновок, що після проведення процедури калібрування показань магнітометра при його обертанні на 360° утворюється фігура, близька до кола з центром в початку координат.

Проекції магнітної індукції МПЗ на осі чутливості магнітометра T_x, T_y, T_z залежно від кута курсу α змінюються за гармонічними функціями, а їх коливання відбуваються відносно осі абсцис. Тому визначені коефіцієнти (табл. 6.10) можна використовувати для визначення вихідних сигналів магнітометра (6.15) при інтеграції до програмного коду для подальшого врахування магнітних девіацій [18]:

$$\begin{aligned} U_x &= 0.012T_x - 5.9333 \cdot 10^{-5}T_y - 1.1079 \cdot 10^{-4}T_z + 8.1037; \\ U_y &= -1.0709 \cdot 10^{-4}T_x + 0.0129T_y - 0.0019T_z - 345.3406; \\ U_z &= -2.6362 \cdot 10^{-4}T_x - 3.4507 \cdot 10^{-4}T_y + 0.0088T_z + 134.6858. \end{aligned} \quad (6.16)$$

Таблиця 6.11

Відкалібровані значення проекцій T_x, T_y, T_z в гамах (Гм)

Кут $\alpha, ^\circ$	T_x		T_y		T_z	
	полож. а	полож. б	полож. а	полож. б	полож. а	полож. б
0	18965	18961	-277.33	47884	-46975	44.569
30	16445	17023	9208.2	48982	-47275	11775
60	9540.2	10575	16144	49547	-47376	20340
90	27.444	1187.6	19264	49436	-47284	23550
120	-8436.8	-8488.3	16654	48618	-47211	20409
150	-16511	-15842	9045.3	47381	-46846	11678
180	-18963	-18961	-277.33	46040	-46975	-44.569
210	-16001	-17027	-9840.7	45011	-46955	-11278
240	-9524.9	-11011	-16454	44520	-47342	-19037
270	27.444	-1088.5	-18664	44525	-47284	-23601
300	9482.4	7864.1	-16878	45040	-47348	-19564
330	16457	15924	-9467	46577	-47600	-11661
360	19003	19054	-196.84	47966	-47871	280.89

Однак недоліком такої корекції є те, що компенсація магнітних девіацій буде відбуватися тільки при збереженні конкретного місця установки сенсора.

6.4. Структура побудови програмного коду та її вплив на частоту дискретизації

В якості обчислювального ядра в більшості сучасних приладових і навігаційних систем МР використовуються нескладні та дешеві 8-розрядні мікроконтролери сімейства AVR, які за рахунок високої продуктивності дозволяють реалізувати алгоритми на основі фільтрів Калмана та Маджвіка [34] і працювати з порівняно високими частотами дискретизації. В зв'язку з цим для забезпечення максимально допустимої частоти дискретизації сигналів та, відповідно, максимальної швидкодії, необхідно проводити оптимізацію програмного коду.

При попередній розробці програмного забезпечення зчитування даних з сенсорів модуля проводилося за допомогою сторонніх бібліотек, при цьому результат попередньої оцінки отримувався з порівняно великою затримкою, що приводило до незадовільної реакції системи при зміні її орієнтації. Для визначен-

ня реального значення частоти дискретизації до програмного коду було введено лічильник, який фіксує час старту кожної ітерації обчислення та видачі інформації. При цьому було визначено, що частота дискретизації не перевищує 20 Гц, що є незадовільним для отримання даних про параметри руху і орієнтацію МР.

Тому задача оптимізації програмного коду полягає у відмові від сторонніх бібліотек, які надають набір функцій та умов, що приводить до додаткового навантаження на мікроконтролер і зниження його обчислювальних можливостей. Дана задача була розв'язана при використанні лише бібліотеки для конфігурації програмного *UART* та роботи мікроконтролера по шині I²C, що дозволило збільшити частоту дискретизації до 38 Гц.

Раніше було зазначено, що вихідний сигнал модуля є одномірним масивом розмірністю 10 елементів (сигнали триосьових акселерометра, гіроскопа, магнітометра і час початку ітерації обчислення та видачі сигналу). При цьому підвищення швидкодії досягається не при послідовному записі елементів масиву, а при його формуванні та записі за одну ітерацію.

Serial.print(Ax + ",");	vals+=Ax; vals+=",";
Serial.print(Ay + ",");	vals+=Ay; vals+=",";
Serial.print(Az + ",");	vals+=Az; vals+=",";
Serial.print(Gx + ",");	vals+=Gx; vals+=",";
Serial.print(Gy + ",");	vals+=Gy; vals+=",";
Serial.print(Gz + ",");	vals+=Gz; vals+=",";
Serial.print(Mx + ",");	vals+=Mx; vals+=",";
Serial.print(My + ",");	vals+=My; vals+=",";
Serial.print(Mz + ",");	vals+=Mz; vals+=",";
Serial.println(time);	vals+=time;
	Serial.println(vals);

Рис. 6.21. Формування вихідного сигналу ІВМ (ліворуч – послідовний запис елементів масиву, праворуч – формування масиву при одноразовому записі)

Таким чином, запропоновані шляхи оптимізації програмного коду дозволяють збільшити частоту дискретизації до (35÷70) Гц, що має важливе значення при настроюванні фільтра. Від частоти дискретизації суттєво залежить похибка алгоритмічного дрейфу орієнтації, яка визначається таким чином [13]:

$$\delta\dot{\alpha} = h^N \alpha_m \beta_m \chi_m \omega^{N+1} \sin\left(\varphi - \frac{N\pi}{2}\right),$$

де h – крок інтегрування, c (пропорційний частоті дискретизації); N – порядок алгоритму інтегрування; ω – частота коливання основи, рад/с; α_m – амплітуда кута курсу, рад; β_m – амплітуда кута тангажу, рад; χ_m – амплітуда кута крену, рад; φ – фазовий зсув, рад.

Результати моделювання похибки алгоритмічного дрейфу орієнтації наведені в додатку Ц (рис. Ц.1 – рис. Ц.2), тобто можна зробити такі висновки:

- зменшення кроку інтегрування (збільшення частоти дискретизації) приводить до зменшення похибки алгоритмічного дрейфу практично до нуля, при цьому вплив інших параметрів є практично незначущим, особливо при порядках алгоритму інтегрування, більших 2;

- степінь впливу частоти коливань основи на одиницю більший ступеню впливу кроку інтегрування, а похибка алгоритмічного дрейфу при $\omega \leq 0.1$ рад/с практично прямує до нуля;

- амплітуди коливань кутів курсу, тангажу і крену впливають на величину похибки алгоритмічного дрейфу орієнтації лінійно.

6.5. Дослідження та моделювання локальної навігаційної системи наземного мобільного робота

Навігація в мобільній робототехніці має ряд особливостей, які не дозволяють ефективно використовувати навігаційне обладнання інших мобільних об'єктів. Тому для створення навігаційних систем МР необхідно застосовувати декілька різних навігаційних засобів з їх комплексуванням та паралельною обробкою інформації при врахуванні особливостей динаміки і кінематики об'єкту [1].

6.5.1. Локальна навігація мобільних роботів

Розрізняють два типи навігації автономних МР – глобальну і локальну. Основною задачею систем глобальної навігації є формування плану переміщення на заданій цифровій карті. Системи локальної навігації планують і контролюють виконання маневрів, які є складовими переміщення за сформованим маршрутом.

Локальна навігація є схемою навігації автономних МР, що визначає відносні координати об'єкту і параметри його переміщення на короткому часовому ін-

тервалі до 10 хв. Основними задачами локальної навігації є:

- визначення відносних декартових координат і параметрів руху МР;
- планування і контроль виконання МР маневрів, з яких складається переміщення за сформованим маршрутом;
- корегування системи глобальної навігації для визначення абсолютних координат МР.

Прикладом використання локальної навігаційної системи (ЛНС) є контроль переміщення по безпечній траєкторії в обмеженому просторі та навігація МР при відсутності даних від зовнішніх джерел навігації (відмові системи позиційного корегування на базі GPS). Тому при розробці ЛНС ставляться такі вимоги [19]:

- можливість визначення кутів орієнтації (курсу, тангажу, крену) МР та його швидкості і прискорення для формування потрібної траєкторії;
- неперервна видача навігаційної інформації;
- точність обчислення координат МР на коротких часових інтервалах;
- автономність роботи системи, стійкість до дії завад та вібрацій;
- малі габаритні розміри та енергоспоживання.

З аналізу літературних джерел відомо, що ЛНС МР може бути реалізована з використанням активних (інерціальна навігація, системи технічного зору) та пасивних (супутникова, за радіомаяками і маркерами) схем навігації [2, 16]. Однак більшість переваг має саме інерціальна навігація, основними перевагами якої є автономність, відсутність впливу погодних умов та радіоелектронного придушення, а також забезпечення скритності (вони не генерують електромагнітного випромінювання, яке може видати присутність МР).

6.5.2. Структура та математична модель ЛНС

В роботі [19] з врахуванням наведених вище вимог запропонована структурна схема ЛНС, наведена на рис. 6.21. В даній структурі для отримання інформації про шість степенів свободи МР використовується ІВМ, до складу якого входять по три акселерометра (A_x, A_y, A_z) та гіроскопа (G_x, G_y, G_z) або як мінімум шість акселерометрів, які забезпечують навігаційну систему інформацією про кутові та лінійні переміщення МР [20]. Тому що тривалість автономного викори-

стання такої навігаційної системи складає короткий інтервал часу до 10 хв. [9], то точнісні характеристики інерціальних сенсорів є менш важливими, ніж вимоги до апаратури автономних об'єктів – масогабаритні та цінові характеристики, надійність, стійкість до ударів, вібрацій та ін. В зв'язку з цим для реалізації таких систем часто використовуються МЕМС інерціальні сенсори [14, 28].

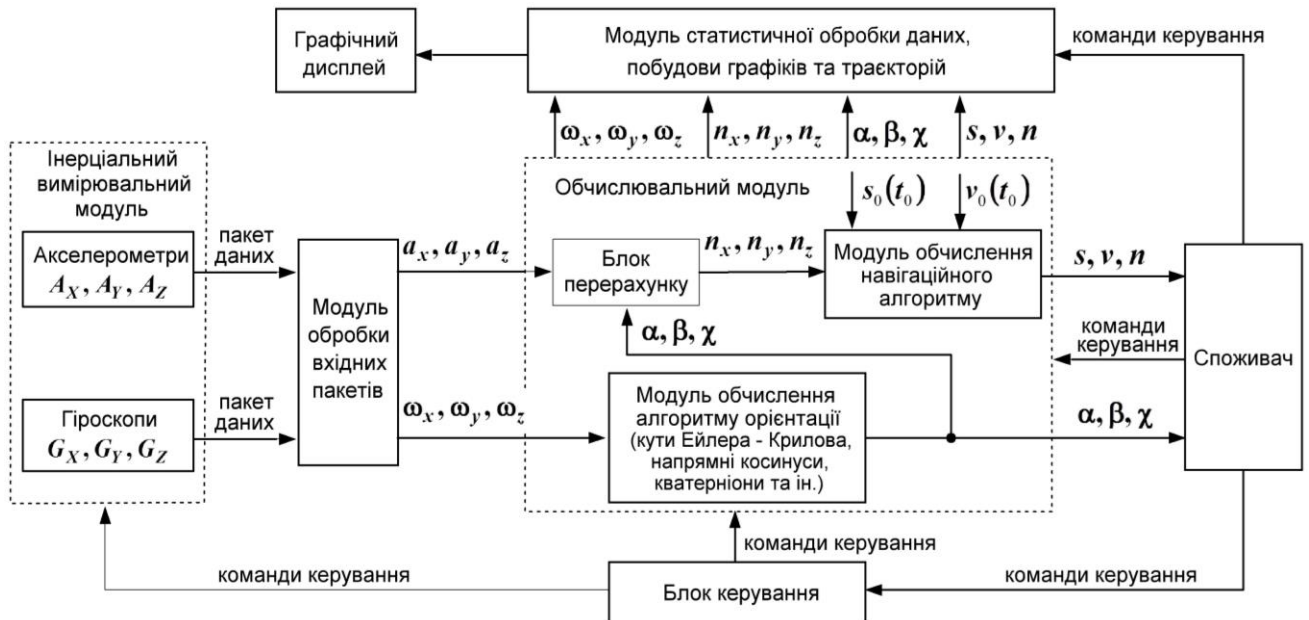


Рис. 6.21. Структурна схема локальної навігаційної системи

ІВМ видає на бортовий комп'ютер пакети даних, в яких знаходиться інформація про кутові швидкості та уявні прискорення системи за кожною з осей зв'язаної системи координат (ЗСК). Пакети даних подаються на модуль обробки вхідних пакетів (МОВП), де відбувається перевірка цілісності пакетів даних, ділення на складові та видача на обчислювальний модуль (ОМ) корисної інформації про кутові швидкості $(\omega_x, \omega_y, \omega_z)$ та уявні прискорення (a_x, a_y, a_z) системи в ЗСК. В ОМ, який складається з блоку перерахунку (БП) та модулів обчислення навігаційного алгоритму (МОНА) і алгоритму орієнтації (МОАО) відбуваються процеси фільтрації та обчислення навігаційних параметрів МР – кутів курсу, тангажу і крену (α, β, χ) та пройденої відстані, швидкості і прискорення (s, v, n) .

Отримана навігаційна інформація залежно від налаштувань ОМ і команд керування від споживача може бути видана в різній формі на графічний дисплей за допомогою модуля статистичної обробки даних, побудови графіків і траєкторій. Інформація від сенсорів ІВМ в обробленому МОВП вигляді зберігається в пам'яті ОМ для наступного відтворення і аналізу даних. Блок керування ЛНС, що

керує роботою ІВМ і ОМ, сам може бути керованим за командами від споживача.

При переміщенні МР, найчастіше колісних, будемо враховувати ряд особливостей, що впливають на визначення навігаційних параметрів: відсутність бічного зносу; малі діапазони зміни кутів тангажу і крену протягом коротких часових інтервалів; незалежність кутової швидкості обертання навколо вертикальної осі МР від кутових швидкостей обертання навколо інших осей; невелика лінійна швидкість переміщення МР. З врахуванням зазначених особливостей в розробленій автономній ЛНС будемо використовувати таку математичну модель МР:

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} &= \omega_z; & \dot{\beta} &= \omega_x \cos \chi + \omega_z \sin \chi; & \dot{\chi} &= \omega_y; \\ n_x &= a_x \cos \chi + a_z \sin \chi; & n_y &= a_x \sin \beta \sin \chi + a_y \cos \beta - a_z \sin \beta \cos \chi; \\ n_z &= -a_x \cos \beta \sin \chi + a_y \sin \beta + a_z \cos \beta \cos \chi - g; \\ v(t_1) &= v_0(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} n_y dt; & s(t_1) &= s_0(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} \int_{t_0}^{t_1} n_y dt, \end{aligned} \quad (6.17)$$

де n_x, n_y, n_z – проекції дійсного прискорення на осі рухомої траєкторної системи координат (РТСК); $v_0(t_0), s_0(t_0)$ – початкові значення швидкості та координати в момент часу t_0 (початкові умови).

Для врахування накопичення помилок інтегрування БІНС [3] математичну модель системи доповнюємо рівняннями, що зв'язують вимірювані значення кутових швидкостей і складові уявного прискорення МР з їх дійсними значеннями:

$$\omega_j^{вим} = \omega_j + \varepsilon_j; \quad a_j^{вим} = a_j + \psi_j, \quad (6.18)$$

де $\omega_j^{вим}, a_j^{вим}$ – значення кутових швидкостей та складових уявного прискорення МР, що визначаються сенсорами; ω_j, a_j – дійсні значення кутових швидкостей і складових уявного прискорення МР; ε_j, ψ_j – похибки вимірювання; $j = \{x, y, z\}$.

6.5.3. Розробка алгоритму комплексної обробки інформації

Тому що всі вимірювані та спостережувані величини зв'язані між собою нелінійними залежностями, для визначення вектора стану МР за вектором вимірювання інерціальних сенсорів в кожний момент часу використовується алгоритм нелінійної фільтрації – узагальнений фільтр Калмана (УФК) [23]. В даному випадку задача оцінювання вектора стану x_i зводиться до фільтрації марковської

послідовності $x_i = \Phi_i(x_{i-1}) + \mathfrak{G}_i$ за проведеними кожного i -го моменту часу вимірюваннями $y_i = \varphi_i(x_i) + \lambda_i$ при гаусівському характері породжуючих шумів \mathfrak{G}_i та похибок вимірювання λ_i . Функція $\Phi_i(x_{i-1})$ характеризує динаміку зміни вектора стану, а функція $\varphi_i(x_i)$ – зв'язок вектора вимірювань y_i з ним.

УФК оснований на гаусівській апроксимації апостеріорної густини при розкладанні в ряд Тейлора функцій $\Phi_i(x_{i-1})$ та $\varphi_i(x_i)$ (x_{i1}, x_{i2} – точки лінеаризації):

$$\Phi_i(x_{i-1}) \approx \Phi_i(x_{i1}) + \frac{\partial \Phi_i(x_{i1})}{\partial x_{i-1}^T} (x_{i-1} - x_{i1}); \quad (6.19)$$

$$\varphi_i(x_i) \approx \varphi_i(x_{i2}) + \frac{\partial \varphi_i(x_{i2})}{\partial x_i^T} (x_i - x_{i2}). \quad (6.20)$$

Як точки лінеаризації в (6.19) і (6.20) використовуються оцінка вектора стану попереднього і апостеріорна оцінка поточного кроків: $x_{i1} = \tilde{x}_{i-1}$, $x_{i2} = \tilde{x}_{i/i-1}$.

Таким чином, математичний апарат однієї ітерації алгоритму УФК полягає в послідовному визначенні таких величин:

- апостеріорної оцінки вектора стану

$$\tilde{x}_{i/i-1} = \Phi_i(x_{i1}) + \frac{\partial \Phi_i(x_{i1})}{\partial x_{i-1}^T} (\tilde{x}_{i-1} - x_{i1}); \quad (6.21)$$

- матриці коваріацій апостеріорної оцінки вектора стану

$$P_{i/i-1}(x_{i1}) = \frac{\partial \Phi_i(x_{i1})}{\partial x_{i-1}^T} P_{i-1} \left(\frac{\partial \Phi_i(x_{i1})}{\partial x_{i-1}^T} \right)^T + Q_i, \quad (6.22)$$

де Q_i – матриця інтенсивності породжуючих шумів;

- матриці коваріації поточної оцінки вектора стану

$$P_i(x_{i1}, x_{i2}) = \left((P_{i/i-1}(x_{i1}))^{-1} + \left(\frac{\partial \varphi_i(x_{i2})}{\partial x_i^T} \right)^T R_i \frac{\partial \varphi_i(x_{i2})}{\partial x_i^T} \right)^{-1}; \quad (6.23)$$

- коефіцієнта підсилення фільтра Калмана

$$K_i(x_{i1}, x_{i2}) = P_i(x_{i1}, x_{i2}) \left(\frac{\partial \varphi_i(x_{i2})}{\partial x_i^T} \right)^T R_i, \quad (6.24)$$

де R_i – матриця інтенсивності шумів вимірювань;

- поточної оцінки вектора стану

$$\tilde{x}_i = \tilde{x}_{i/i-1} + K_i(x_{n1}, x_{n2}) \left(y_i - \Phi_i(x_{n2}) - \frac{\partial \Phi_i(x_{n2})}{\partial x_i^T} (\tilde{x}_{i/i-1} - x_{n2}) \right). \quad (6.25)$$

На основі математичної моделі ЛНС визначено вид використовуваних в (6.21)-(6.25) матриць та векторів. При цьому вектор вимірювань має форму $y_i = (\omega_{xi}, \omega_{yi}, \omega_{zi}, a_{xi}, a_{yi}, a_{zi})^T$, а до складу 21-мірного вектора стану окрім величин з рівнянь (6.17) та (6.18) входять також швидкості зміни фільтрованих величин $\ddot{\alpha}, \ddot{\beta}, \ddot{\chi}$ та $\ddot{n}_x, \ddot{n}_y, \ddot{n}_z$, які необхідні для визначення матриці динаміки $\Phi_i(x_{i-1})$. Оскільки інформація про ці параметри недоступна, вони моделюються за допомогою породжуючих шумів у вигляді марковських стаціонарних процесів [5].

Остаточно матриці динаміки системи $\Phi_i(\tilde{x}_{i-1})$, зв'язку вектора вимірювань з вектором стану системи $\varphi_i(\tilde{x}_{i/i-1})$, коваріацій Q_i породжуючих шумів \mathfrak{F}_i та коваріацій R_i шумів вимірювання λ_i будуть мати такий вигляд:

$$\Phi_i(\tilde{x}_{i-1}) = \begin{pmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_\beta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_\chi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_{n_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_{n_y} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_{n_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \tilde{x}_{i-1};$$

$$Q_i = \text{diag} \left[0, 0, (1 - E_\alpha^2) Q_\alpha, 0, 0, (1 - E_\beta^2) Q_\beta, 0, 0, (1 - E_\chi^2) Q_\chi, 0, 0, 0, 0, 0, 0, (1 - E_{n_x}^2) Q_{n_x}, 0, (1 - E_{n_y}^2) Q_{n_y}, 0, (1 - E_{n_z}^2) Q_{n_z}, 0, 0, 0 \right];$$

$$\varphi_i(\tilde{x}_{i/i-1}) = \begin{pmatrix} \frac{\dot{\beta}_{i/i-1} - \dot{\alpha}_{i/i-1} \sin \chi_{i/i-1}}{\cos \chi_{i/i-1}} + \varepsilon_{xi/i-1} \\ \dot{\chi}_{i/i-1} + \varepsilon_{yi/i-1} \\ \dot{\alpha}_{i/i-1} + \varepsilon_{zi/i-1} \\ n_{xi/i-1} \cos \chi_{i/i-1} + (n_{yi/i-1} \sin \beta_{i/i-1} - (n_{zi/i-1} + g) \cos \beta_{i/i-1}) \sin \chi_{i/i-1} + \psi_{xi/i-1} \\ n_{yi/i-1} \cos \beta_{i/i-1} + (n_{zi/i-1} + g) \sin \beta_{i/i-1} + \psi_{yi/i-1} \\ n_{zi/i-1} \sin \chi_{i/i-1} - (n_{yi/i-1} \sin \beta_{i/i-1} - (n_{zi/i-1} + g) \cos \beta_{i/i-1}) \cos \chi_{i/i-1} + \psi_{zi/i-1} \end{pmatrix};$$

$$R_i = \text{diag}[N_\alpha, N_\beta, N_\chi, N_{n_x}, N_{n_y}, N_{n_z}],$$

де $E_j = \exp(-\Delta t/\tau_j)$, τ_j – сталі часу моделювання швидкостей зміни фільтрованих величин, які характеризують можливу частоту їх зміни; $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ – період дискретизації; Q_j – інтенсивність білих шумів, за допомогою яких моделюються швидкості зміни фільтрованих величин; N_j – інтенсивність шумів вимірювання.

Далі складемо перелік параметрів, які необхідно визначити або задати для можливості використання отриманих матриць в алгоритмі фільтрації УФК: початкові значення вектора стану x_0 і матриці коваріацій P_0 ; значення періоду дискретизації Δt ; значення сталих часу модельованих марковських процесів τ_j ; інтенсивності породжуючих шумів Q_j і шумів вимірювань N_j . Оптимальні значення цих параметрів підбираються при дослідженні фізичної моделі.

6.5.4. Дослідження фізичної моделі ЛНС

Для експериментального настроювання параметрів ЛНС та перевірки запропонованого алгоритму на точність обчислення навігаційних параметрів МР реалізовано фізичну модель системи, яка є комбінацією ІВМ (по три МЕМС акселерометри і гіроскопи) та приймача СРНС з вбудованою антеною і призначена для визначення координат розташування та кутів орієнтації об'єкту. Використання такої системи без приймача СРНС аналогічно автономному режиму роботи.

Для реалізації функцій обчислювального модуля, МОВП та блоку керування (рис. 6.21) розроблено програмне забезпечення, що виконує такі функції відповідно до структурної схеми ЛНС: отримання і обробка пакетів даних з ІВМ; обчислення навігаційних параметрів МР за реалізованим алгоритмом обробки інформації; збереження параметрів руху МР, отриманих з ІВМ під час експеримен-

ту, в МСОДПГТ для подальшого відтворення, обробки та аналізу результатів.

За допомогою даної фізичної моделі проведений ряд експериментальних досліджень, результати яких наведені на рис. 6.22 та рис. 6.23, що дозволяє зробити висновки про такі якісні характеристики розробленої ЛНС:

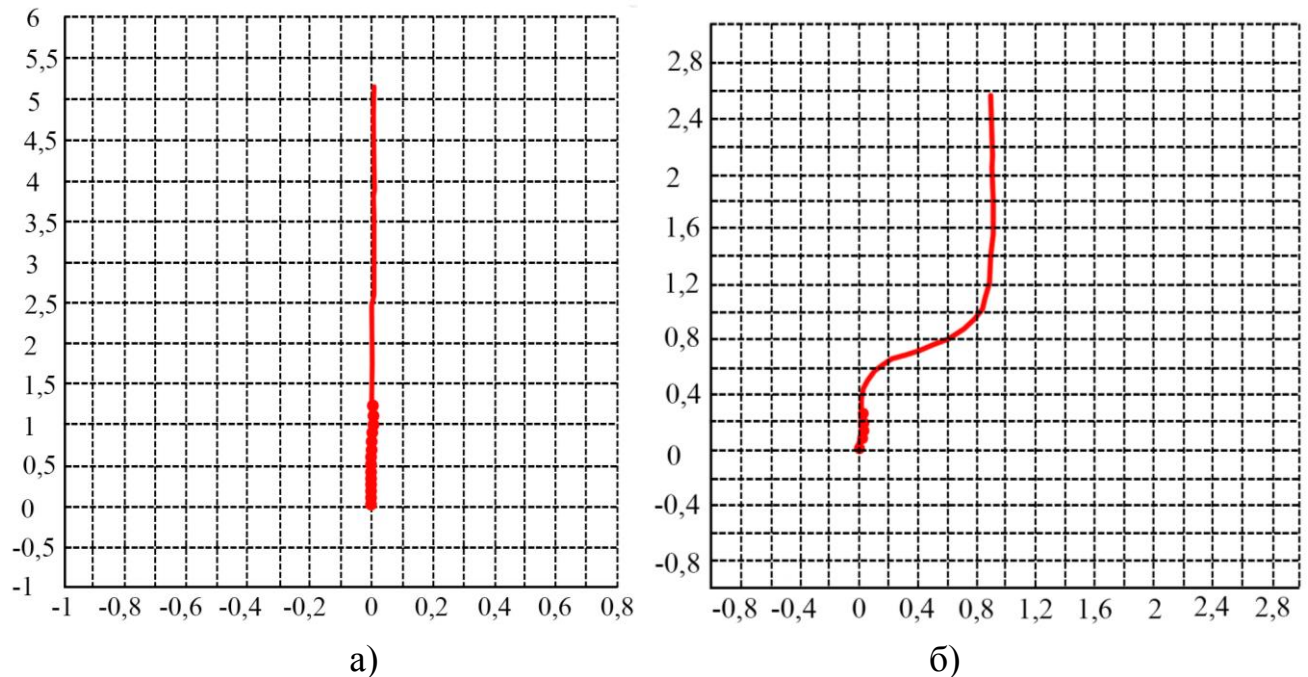


Рис. 6.22. Траєкторії об'єкту, отримані за фізичною моделлю при прямолінійному переміщенні (а) та при маневруванні (б)

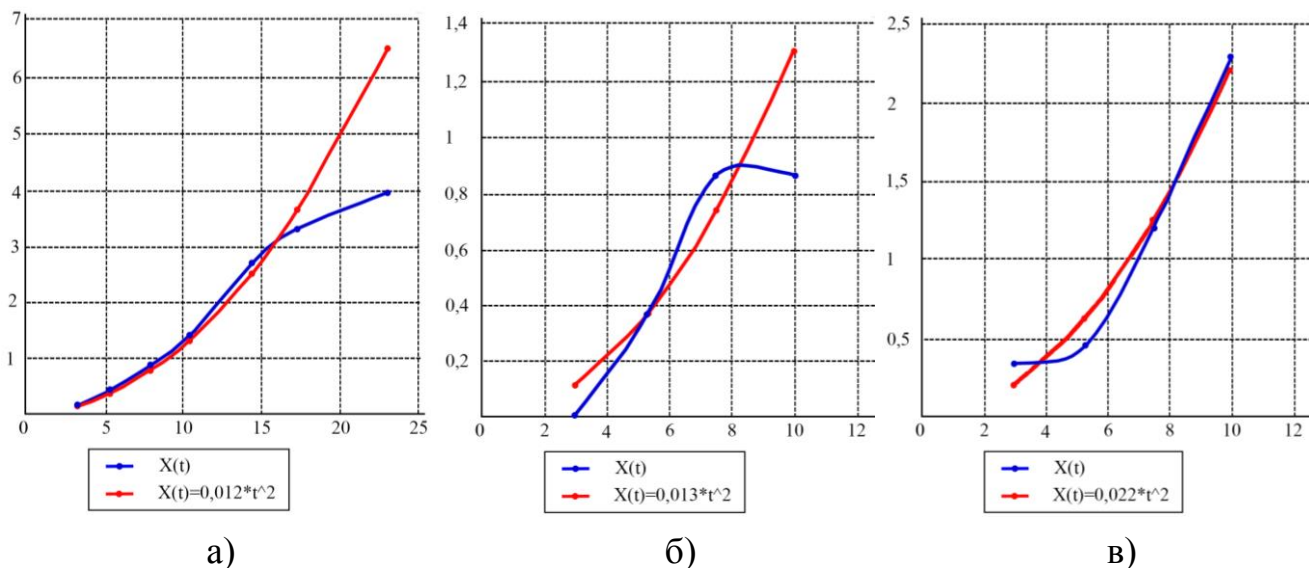


Рис. 6.23. Залежності помилок визначення координат об'єкту від часу (сині криві) та функції, що їх апроксимують (червоні криві) при прямолінійному переміщенні (а) та при маневруванні (б, в)

- траєкторія об'єкту, побудована за обчисленими навігаційними параметрами, має конфігурацію, ідентичну реально пройденому маршруту (адекватна ро-

бота ЛНС як вказівника курсу);

- похибка визначення координат об'єкту ЛНС в автономному режимі має величину $0.012t^2$ (1.2 м за 10 с) при прямолінійному переміщенні та $0.022t^2$ (2.2 м за 10 с) при маневруванні;

- відпрацювання кутів орієнтації МР відбувається з точністю $(0.1 \div 0.3)^\circ$ для кутів крену і тангажу і $(2 \div 3)^\circ$ для кута курсу;

- точнісні характеристики розробленої фізичної моделі ЛНС щодо визначення кутів орієнтації та параметрів руху МР аналогічні паспортним даним серійних БНС, а в деяких випадках за рахунок врахування особливостей навігації МР показують дещо кращу точність.

За визначеними якісними характеристиками фізичної моделі можна зробити такі висновки щодо використання розробленої ЛНС:

- автономне використання ЛНС в приміщеннях можливо протягом коротких часових інтервалів ($5 \div 10$) с; на відкритих ділянках час автономного використання складає до 1 хв., а забезпечувана точність порівнювана з точністю СРНС;

- використання даної ЛНС у складі навігаційного комплексу є допустимим і має деякі переваги порівняно з відомими аналогами.

Висновки до розділу 6

1. Отримані при експериментальних дослідженнях ультразвукового далекоміра результати підтвердили працездатність запропонованих схемотехнічних та програмних рішень. Підсумковий час реакції системи склав 0.2 с. Для даного випадку він виявився достатнім для виконання поставленої задачі, однак в цілому для систем реального часу є надто великим. Тому потрібні додаткові дослідження затримок, що вносяться окремими вузлами системи, та визначення реального значення часу, необхідного для отримання даних про відстань до об'єкту.

2. Використання ультразвукових далекомірів в динамічно змінних умовах роботи без комплексування з іншими типами приладових та навігаційних систем не гарантує отримання заявлених результатів, що має місце при використанні мобільних роботів в польових умовах. Однак залежність параметрів системи від

умов роботи властива й іншим вимірювачам відстані (відео, лазерні та ін. за виключенням радарів в ближній та середній зонах випромінення), звідки слідує, що використання ультразвукових далекомірів є доцільним сумісно з іншими типами вимірювачів відстані. Це дозволяє компенсувати розходження можливостей сенсорів і забезпечити запас надійності та достовірності системи в цілому.

3. Практичний інтерес має визначення оптимальних комбінацій різних типів сенсорів (ультразвукових, інерціальних, надвисокочастотних, оптичних й ін.) для використання в задачах мобільної робототехніки. Особливо перспективним є комплексування результатів ультразвукових вимірювань з даними інерціальних сенсорів або супутникової радіонавігаційної системи (GPS або ГЛОНАСС) [11].

4. За результатами аналізу точності при комп'ютерному моделюванні знайдено оптимальну структуру ШНМ для визначення відстані до перешкоди (поточної координати MP), яка найкраще враховує характер і складність взаємозв'язку між вхідними (швидкість ультразвуку в повітрі та кількість лічильних імпульсів) і вихідними інформаційними параметрами. На тестувальній вибірці для ШНМ типу *Cascade-forward* з двома прихованими шарами отримано середньоквадратичну $MSE=1.412$ мм та середню абсолютну $MAE=1.892$ мм похибки. Розроблено *Simulink*-модель даної ШНМ з наступною її програмною реалізацією.

5. В процесі калібрування ІВМ та магнітометра обчислено коригувальні коефіцієнти, врахування яких дозволяє частково компенсувати вплив різних дестабілізуючих факторів і визначити такі параметри: неточність перпендикулярності осей чутливості (обумовлена неточністю встановлення сенсора на платі), коефіцієнти перетворення для кожної осі, які трансформують вихідні коди сенсора в одиниці вимірюваної величини, а також зміщення нуля для кожної осі (вихідні сигнали сенсора при відсутності збуджувальної дії).

6. Вихідні сигнали відкаліброваних акселерометра та гіроскопа є зашумленими і за більшістю осей сенсора зміщені відносно нуля. Такі зміщення мають враховуватися при подальших обчисленнях введенням постійних корегуючих коефіцієнтів. Визначення кута при інтегруванні кутової швидкості є неточним через накопичення помилки (низькочастотний шум), а акселерометр вносить висо-

кочастотну заваду. Тому для зменшення впливу шуму необхідним є обробка даних акселерометра і гіроскопа альфа-бета фільтром або фільтром Калмана.

7. Після проведення процедури калібрування показань магнітометра при його обертанні на 360° утворюється фігура, близька до кола з центром в початку координат, проекції магнітної індукції МПЗ на осі чутливості магнітометра залежно від кута курсу змінюються за гармонічними функціями, а їх коливання відбуваються відносно осі абсцис. Визначені параметри моделі сенсора можна використовувати для визначення вихідних сигналів магнітометра при інтеграції до програмного коду. Недоліком такої корекції є те, що компенсація магнітних девіацій відбувається тільки при збереженні конкретного місця установки сенсора.

8. Задача оптимізації програмного коду полягає у відмові від сторонніх бібліотек, які надають набір функцій та умов, що приводить до додаткового навантаження на мікроконтролер та зниження його обчислювальних можливостей. Дана задача розв'язана при використанні лише бібліотеки для конфігурації програмного *UART* та роботи МК по шині I^2C , що дозволило збільшити частоту дискретизації приблизно удвічі. Від частоти дискретизації суттєво залежить похибка алгоритмічного дрейфу, при цьому вплив інших параметрів є практично незначущим, особливо при порядках алгоритму інтегрування, більших 2.

9. Результати досліджень фізичної моделі розробленої ЛНС підтверджують можливість її використання у складі навігаційного комплексу наземного МР. Забезпечувана системою точність визначення координат об'єкту і кутів його орієнтації дозволяє використовувати розроблену систему як автономно для контролю маневрів при переміщенні МР за безпечним маршрутом протягом коротких інтервалів часу, так і в комплексі з іншими навігаційними пристроями (СРНС GPS, одометри, далекоміри та ін.). В подальшому планується вдосконалення математичної моделі та алгоритму обробки інформації й програмного забезпечення для обчислення навігаційних параметрів об'єкту з метою підвищення точності системи, а також практична реалізація вдосконаленої системи та інтегрування її в навігаційний комплекс для наземних МР.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ ДО РОЗДІЛУ 6

1. Бобровский, С. Навигация мобильных роботов (в 3 ч.). Ч. 1 / С. Бобровский // PC Week/RE. – 2004. – № 9. – С. 52.
2. Бобровский, С. Навигация мобильных роботов (в 3 ч.). Ч. 2 / С. Бобровский // PC Week/RE. – 2004. – № 10. – С. 53.
3. Бранец, В. Н. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский. – М. : Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1992. – 280 с.
4. Бураков, М. В. Нейронные сети и нейроконтроллеры / М. В. Бураков. – СПб. : Издательство ГУАП, 2013. – 283 с.
5. Городецкий, А. Я. Информационные системы. Вероятностные модели и статистические решения / А. Я. Городецкий. – СПб. : Издательство СПбГПУ, 2003. – 326 с.
6. Дорогов, А. Теория и проектирование быстрых перестраиваемых преобразований и слабосвязанных нейронных сетей / А. Дорогов. – СПб. : «Политехника», 2014. – 344 с.
7. Измайлов, Е. А. Скалярный способ калибровки и балансировки бесплатформенных инерциальных навигационных систем / Е. А. Измайлов, С. Н. Лепе, А. В. Молчанов, Е. Ф. Поликовский // XV Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам. – Санкт-Петербург : ЦНИИ «Электроприбор», 2008. – С. 145-154.
8. Кашкаров, А. П. Радиоэлектронные конструкции на любой вкус / А. П. Кашкаров. – М. : Эксмо, 2008. – 368 с.
9. Квасніков В. П. Практична оцінка похибок одноканальної безплатформеної інерціальної навігаційної системи на МЕМС-сенсорах на короткому часовому інтервалі / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 1. – С. 98-105.
10. Клепач, М. М. Вибір оптимальної структури штучної нейронної мережі для визначення октанового числа бензинів / М. М. Клепач, С. С. Міхнєв // Авіа-2013. Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 1.81-1.84.

11. Клепач, М. М. Методи та технічні засоби контролю якісних показників нафтопродуктів з використанням нейромережових технологій: автореферет дис. на здобуття наук. ступ. к.т.н. / М. М. Клепач. – Івано-Франківськ : Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу, 2015. – 21 с.

12. Климкович, Б. В. Калибровка БИНС в инерциальном режиме. Объединение скоростного и скалярного методов / Б. В. Климкович // Гироскопия и навигация. – 2014. – № 3. – С. 29-40.

13. Лазарев, Ю. Ф. Розроблення і моделювання алгоритмів безплатформної системи орієнтації. Електронний навчальний посібник / Ю. Ф. Лазарев, Я. Г. Бобровицька. – К. : НТУУ «КПІ», 2011. – 135 с.

14. Мартыненко, Ю. Г. Инерциальная навигация / Ю. Г. Мартыненко // Сорский образовательный журнал. – 1998. – № 8. – С. 102-108.

15. Рудик, А. В. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних системах / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №3. – С. 39-45.

16. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

17. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

18. Рудик, А. В. Калібрування магнітометра Honeywell HMC5883L / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 3. – С. 208-214.

19. Рудик, А. В. Розробка локальної навігаційної системи наземного мобільного робота / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017). Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – С. 75-76.

20. Рудик, А. В. Порівняльний аналіз точнісних характеристик класичної та

акселерометричних інерціальних навігаційних систем / А. В. Рудик // Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах (ВКДТС-2017). Матеріали 4-ої МНТК. – Вінниця : ПП «ТД«Едельвейс і К», 2017. – С. 209-210.

21. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.

22. Синельников, А. Е. Низкочастотные линейные акселерометры. Методы и средства поверки и градуировки / Е. А. Синельников. – М. : Издательство стандартов, 1979. – 176 с.

23. Степанов, О. А. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации / О. А. Степанов. – СПб. : ГНЦ РФ ЦНИИ “Электроприбор”, 2003. – 370 с.

24. Тарик, Р. Создаем нейронную сеть / Р. Тарик. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2017. – 272 с.

25. Хайкин, С. Нейронные сети: полный курс / С. Хайкин. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

26. Borenstein, J. Measurement and correction of systematic odometry errors in mobile robot / J. Borenstein, L. Feng // IEEE Transactions on Robotics and Automation. – 1996. – Vol. 12, № 6. – P. 869-880.

27. Priddy, K. L. Artificial Neural Networks: An Introduction / K. L. Priddy, P. E. Keller. – Bellingham, Washington : SPIE-International Society for Optical Engineering, 2005. – 165 p.

28. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109 (**World Cat; BASE; Ulrich’s Periodicals Directory; Google Scholar; ResearchBid**).

29. BME280 – датчик давления, температуры и влажности: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://micro-pi.ru/bme280>. (Дата звернення: 16.04.2017).

30. Магнитометры: принцип действия, компенсация ошибок: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.rloeman.ru/review/article.html?di=143960>

(Дата звернення: 02.06.2017).

31. Собецкий, А. В. Калибровка типовых магнитометров на примере НМС5883L: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://earchive.tpu.ru/bitstream/11683/36934/1/conference_tpu-2016-C04_V1_p345-346.pdf (Дата звернення: 14.06.2017).

32. Compass Heading Using Magnetometers: технічна документація: [Електронний ресурс]. – Режим доступа: https://aerospace.honeywell.com/en/~media/aerospace/files/application-note/an203_compass_heading_using_magnetometers.pdf (Дата звернення: 04.06.2017).

33. Magnetometer: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vectornav.com/support/library/magnetometer> (Дата звернення: 11.06.2017).

34. Madgwick, S. An efficient orientation filter for inertial and inertial/magnetic sensor arrays: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://x-io.co.uk/res/doc/madgwick_internal_report.pdf (Дата звернення: 25.06.2017).

35. MPU-6050 Six-Axis (Gyro + Accelerometer) MEMS MotionTracking Devices: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.invensense.com/products/motion-tracking/6-axis/mpu-6050/> (Дата звернення: 16.08.2017).

36. PIC18F8722 – Microcontrollers and Processors – Microchip: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/PIC18F8722>. (Дата звернення: 07.02.2017).

37. Three-Axis Digital Compass IC НМС5883L: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.farnell.com/datasheets/1683374.pdf> (Дата звернення: 05.07.2017).

ВИСНОВКИ ТА ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ

В дисертаційній роботі вирішено важливу та складну науково-прикладну проблему підвищення точності вимірювання прискорення приладової системи мобільного робота за рахунок розробки нових методів і засобів вимірювання. Найбільш значимими науковими та практичними результатами роботи є такі.

1. Отримані нові теоретичні та практичні результати по розробці приладових систем вимірювання прискорення мобільного робота при впливі таких дестабілізуючих факторів, як кліматичні (температура, тиск, вологість), шуми, завади і вібрації, і доведено, що при врахуванні властивостей МЕМС-акселерометра можна підвищити технічні параметри таких систем щодо їх здатності детектувати нахил, параметри руху, положення, вібрацію та удар.

2. Розвинуто теоретичні засади методів вимірювання прискорення мобільних роботів та проаналізовано способи підвищення їх точності.

Отримав розвиток метод визначення параметрів руху МР, згідно з яким загальна кількість координат об'єкта на інтервалі часу ділиться на групи з однаковою кількістю координат (дві для швидкості, три для прискорення і чотири для різкості), а коди координат в групах усереднюються. Проаналізовано ефективність методу залежно від кількості використовуваних для обчислень координат.

Запропоновано математичну модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання. Проаналізовано відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.

Складено бюджет похибок визначення псевдодальності, псевдошвидкості і псевдоприскорення дальномірними методами за допомогою СРНС і з'ясовано потенційні значення їх сумарних похибок (відповідно 6.3 м, 0.09 м/с та 0.0238 м/с²).

Вперше отримано математичну модель залежності швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру. З'ясовано, що на вихідний сигнал п'єзовипромінювача суттєво впливає зміна температури повітря, а також менш значуще атмосферний тиск і відносна вологість.

Запропоновано використовувати мережеву архітектуру, в якій для зменшення навантаження на джерела живлення і обчислювальні блоки МР сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді.

3. Проведено аналіз та математичне моделювання похибок МЕМС-акселе-

рометрів приладових систем мобільних роботів.

Розроблені математичні моделі МЕМС-акселерометра в різних формах (механічна, електрична і схемотехнічна), проведена оцінка параметрів електричної моделі та доведена її адекватність. Показано, що використання “індивідуальних” моделей МЕМС-акселерометра MMA7331LT підвищує точність визначення прискорення з 14% для паспортних даних до 3.5% для “індивідуальних” моделей.

Деталізовано узагальнене рівняння похибок акселерометрів БІНС і складено блок-схему формування похибок у вихідному сигналі акселерометрів. Проаналізовано складові випадкової похибки акселерометрів та наведено моделі формування складових випадкової похибки з білого шуму та білої послідовності.

Розроблено методику оцінки похибок одноканальної БІНС на короткому часовому інтервалі за значеннями інструментальних похибок інерціальних сенсорів без моделювання алгоритму інерціальної системи і доведено, що МЕМС-гіроскопи з часом накопичують значно більші похибки визначення параметрів руху і орієнтації порівняно з акселерометрами такого самого класу точності.

Розроблено методику оцінки мінімального значення дисперсії похибки оцінювання постійної складової методом усереднення і визначення оптимального часу усереднення за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення для обчислення варіації Алана за результатами обробки інформації інерціальних сенсорів при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією, що є важливим при калібруванні таких сенсорів і дозволяє ефективно ідентифікувати структуру шумів в каналі засобу вимірювання.

Деталізовано модель похибок БІНС при визначенні швидкості і координат МР, на основі якої розроблено узагальнену блок-схему формування похибок БІНС при визначенні параметрів руху об'єкта. Показано, що точність визначення лінійних швидкостей і координат визначається похибками орієнтації, а величина похибок БІНС залежить від динаміки руху об'єкта.

4. Розроблено пристрої обробки сигналів МЕМС сенсорів приладових систем мобільних роботів та алгоритми їх роботи.

Розроблено пристрої обробки сигналів ємнісних МЕМС сенсорів приладових систем МР на основі генераторного нульового методу, в яких підвищується стійкість до впливу шумів і забезпечується висока чутливість та часткова компенсація температурних змін вихідної частоти.

Вперше запропоновано визначати параметри ємнісних МЕМС сенсорів, за-

даних еквівалентними схемами резонансних контурів, за результатами вимірювань кута фазового зсуву між двома напругами на виході перетворювача та відношення амплітуд цих напруг (схеми перетворювачів захищені патентами України на винахід №57135 і №57836). Проаналізовано залежність похибок вимірювання параметрів ємнісного МЕМС сенсора від параметрів вимірювального перетворювача.

Набув подальшого розвитку фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги, який в роботі використовується для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг. Похибки розроблених засобів вимірювання в основному визначаються точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів.

Розроблено методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів і виконавчих пристроїв в системі керування МР з врахуванням їх структурних зв'язків, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів та отримати оптимальну програму опитування.

5. Розроблено схеми фільтрів та алгоритми фільтрації сигналів в приладових системах вимірювання прискорення мобільних роботів.

Розроблено схему аналогового смугового фільтра для ефективного придушення завади на 40 дБ, частота якої в діапазоні низьких частот відрізняється від частоти корисного сигналу не більше ніж на октаву. Проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади фільтра від розкиду параметрів всіх елементів схеми. В експериментальному макеті фільтра отримано значення коефіцієнта придушення завади $-(39 \div 40)$ дБ при крутизні спадаючої ділянки АЧХ 40 дБ/окт.

Розроблено методику визначення параметрів паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу СФ при його розстроюванні.

Запропоновано використовувати медіанний та діагностичний фільтри на основі алгоритмів гарантованої фільтрації при обробці даних з бортової навігаційної системи МР для отримання оцінок навігаційних параметрів, “очищених” від завад. Результати застосування медіанної фільтрації демонструють її високу ефективність для попередньої обробки сигналів сенсорів навігаційної інформації.

Визначено умови мінімізації випадкової похибки на виході комплексованої інерціальної системи орієнтації. Отримано варіант чисельної реалізації комплементарного фільтра ІВМ. Синтезовано оптимальний ФНЧ з лінійною ФЧХ порядку $R_{opt} = 31$ на базі КІХ-фільтра 2-го типу.

Розроблено два варіанти реалізації інерціальних мікросистем орієнтації на основі фільтра Калмана (для контуру керування МР і для резервної системи), що

мають високі технічні характеристики і показали стійке функціонування при тривалій експлуатації (5 год. і більше). Запропоновано метод, який дозволяє проводити оцінку параметрів стану системи в “офарбованих” шумах практично без збільшення часу обчислень.

6. Проведено експериментальні дослідження розроблених елементів приладових систем вимірювання прискорення мобільних роботів, що підтвердило добру збіжність теоретичних та експериментальних результатів.

Використання ультразвукових далекомірів в динамічно змінних умовах роботи без комплексування з іншими типами приладових систем не гарантує отримання достатнього часу реакції системи, що має місце при використанні МР в польових умовах. Практичний інтерес має визначення оптимальних комбінацій різних типів сенсорів (локаційних, інерціальних, оптичних та ін.).

За результатами аналізу точності при комп’ютерному моделюванні знайдено оптимальну структуру ШНМ типу *Cascade-forward* з двома прихованими шарами для визначення відстані до перешкоди, яка найкраще враховує характер і складність взаємозв’язку між інформаційними параметрами. Розроблено *Simulink*-модель даної ШНМ, а на тестувальній вибірці отримано середньоквадратичну $MSE=1.412$ мм та середню абсолютну $MAE=1.892$ мм похибки.

Розроблено методику визначення корегувальних коефіцієнтів для ІВМ та магнітометра, що визначаються під час калібрування і використовуються при інтеграції до програмного коду обчислювача для визначення їх вихідних сигналів.

Забезпечувана розробленою ЛНС точність визначення параметрів руху і кутів орієнтації МР дозволяє використовувати її як автономно для контролю маневрів при переміщенні за безпечним маршрутом протягом коротких інтервалів часу, так і в комплексі з іншими навігаційними пристроями.

7. Наукові і практичні результати впроваджені на підприємствах ДП “Завод 410 цивільної авіації”, ПАТ НВО “Київський завод автоматики”, ТзОВ фірма “Вестра” (м. Рівне) та у навчальний процес в НАУ (м. Київ) та НУВГП (м. Рівне). Результати натурних випробувань на цих підприємствах, діючі фізичні моделі та результати використання впроваджених приладових систем і їх компонентів підтвердили теоретичні положення, викладені в дисертаційній роботі.

Напрями теоретичних і практичних досліджень дисертаційної роботи доцільно розвивати у галузі проектування і застосування приладових систем вимірювання параметрів руху та орієнтації в МРТК різного призначення.

ДОДАТКИ

Додаток А

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ



Акт впровадження результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, технічний директор ТзОВ фірма «Вестра» Суслов В.Г. та начальник відділу Семисюк А.К., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи докторанта кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій навчально-наукового інституту інформаційно-діагностичних систем Національного авіаційного університету Рудика Андрія Вікторовича впроваджені до використання для покращення тактико-технічних характеристик, діагностування і контролю засобів вимірювання параметрів руху і виявлення об'єктів на ТзОВ фірма «Вестра».

В дисертаційній роботі:

- розроблено мережеву архітектуру, в якій для зменшення навантаження на джерела живлення і обчислювальні блоки мобільного об'єкту сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді, що приводить до оптимізації сенсорної архітектури для комплексної обробки сенсорних сигналів;

- запропоновано вдосконалений фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги, який можна використовувати і для вимірювання відношення амплітуд змінних напруг, при цьому похибка розроблених засобів вимірювання буде визначатися в основному точністю вимірювання (або перетворення) часових інтервалів;

- вирішено питання використання медіанних та діагностичних фільтрів при обробці даних з блоку сенсорів модуля обробки інформації мобільного об'єкту для отримання оцінок навігаційних параметрів, "очищених" від завад, і доведена ефективність таких фільтрів для попередньої обробки сигналів сенсорів навігаційної інформації.

Використання зазначених результатів дисертаційної роботи Рудика А.В. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук забезпечило для ТзОВ фірма «Вестра» такі результати:

- оптимізацію сенсорної архітектури для комплексної обробки сенсорних сигналів приладових і навігаційних систем мобільних об'єктів, в резуль-

таті якої сигнали надходять від сенсорних вузлів до блоків системи керування у вже обробленому вигляді;

- покращення метрологічних характеристик засобів вимірювання, в яких постає потреба у вимірюванні амплітуд або відношення амплітуд змінних напруг за рахунок використання вдосконаленого методу вимірювання;

- можливість отримання оцінок навігаційних параметрів, "очищених" від завад високого рівня довільної кратності, при використанні медіанного або діагностичного фільтрів з пропорційною довжиною вікна.

Зазначаємо, що даним актом підтверджується значний науковий внесок результатів дисертаційної роботи Рудика А.В. в розробку методів і засобів вимірювання механічних величин, які мають практичний інтерес для фахівців ТзОВ фірма «Вестра».

Взаємних фінансових претензій організації не мають.

Технічний директор
ТзОВ фірма «Вестра»



В.Г. Суслов

Начальник відділу

А.К. Семисюк

ДЕРЖАВНИЙ КОНЦЕРН «УКРОБОРОНПРОМ»
The State Concern UKROBORONPROM

ПУБЛІЧНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО
“НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ
ОБ’ЄДНАННЯ
“КИЇВСЬКИЙ ЗАВОД АВТОМАТИКИ”



PUBLIC JOINT STOCK COMPANY
“RESEARCH-AND-PRODUCTION
ASSOCIATION
“KYIV AUTOMATICS PLANT”

вул. Старокіївська, 10, м. Київ, 04116 Україна
Тел./факс: +38044-236-62-75
http://www.kza.com.ua E-mail: kza@kza.com.ua

10 Starokyivska str., Kyiv, 04116, Ukraine
Tel/fax: +38044-236-62-75
http://www.kza.com.ua E-mail: kza@kza.com.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший Заступник
Голови Правління,
Головний інженер
ПАТ «НВО «Київський завод автоматики»
Цірук В. Г.
« 16 » 2017 р.



АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ результатів дисертаційної роботи

Ми, що нижче підписалися, головний метролог Малахов В.В., начальник конструкторсько-технологічного управління Возняковський А.О., начальник СКБ Петренко О.В. склали дійсний акт про те, що результати дисертаційної роботи докторанта Рудика Андрія Вікторовича впроваджені у практику контролю, метрологічної повірки та діагностування приладових та навігаційних систем авіаційної техніки на ПАТ «НВО «Київський завод автоматики».

В дисертаційній роботі:

- вирішено питання підвищення точності визначення параметрів руху об'єкта (швидкості, прискорення, різкості) на заданому часовому інтервалі за рахунок статистичної обробки кодів координат в групах і доведено, що ефективність запропонованого способу залежить від кількості використовуваних для аналізу координат, тобто частоти отримання інформації про рух об'єкту;
- запропоновано використовувати «індивідуальні» моделі сенсорів прискорення у вигляді передавальної функції за каналом «прискорення – вихідна напруга (частота, код)» і показано, що використання таких моделей сенсорів прискорення дозволяє підвищити точність визначення прискорення з (12...15)% для паспортних даних до (3...4)% для «індивідуальних» моделей;
- розроблено вдосконалений перетворювач ємності або її відхилення від

номінального значення в цифровий код, в якому реалізується пряме підключення ємнісного сенсора до сигма-дельта перетворювача, що забезпечує підвищення розділової здатності, точності та лінійності перетворення, а також нечутливість інтерфейсу до величини ємності між виводами сенсора та спільним проводом або до струму витoku на спільний провід.

Використання цих результатів дисертаційної роботи Рудика А.В. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук забезпечило для підприємства такі результати:

- покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик приладових і навігаційних систем авіаційної техніки;

- можливість ідентифікації структури шумів в каналах засобу вимірювання при проведенні досліджень точнісних характеристик приладових систем вимірювання параметрів руху об'єктів та навігаційних приладів і пристроїв за методом варіації Алана.

Комісія підтверджує, що результати дисертаційної роботи Рудика А.В. мають значний науковий внесок в розробку методів та засобів вимірювання механічних величин і представляють практичний інтерес для фахівців ПАТ «НВО «Київський завод автоматики».

Взаємних фінансових претензій організації не мають.

Головний метролог

В.В. Малахов

Начальник КТУ

А.О. Возняковський

Начальник СКБ

О.В. Петренко



ДЕРЖАВНИЙ КОНЦЕРН «УКРОБОРОНПРОМ»
ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО
«ЗАВОД 410 ЦИВІЛЬНОЇ АВІАЦІЇ»
 State Enterprise Plant 410 Civil Aviation

Україна, 03151, Київ-151, Повітрофлотський пр., 94
 aviamark@410.kiev.ua

тел. : (44) 246-99-26, факс: (44) 246-99-83

94, Povitroflotskiy ave., Kiev, 03151, Ukraine
 arp410@410.kiev.ua

№ _____



ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник Генерального директора –
 Технічний директор
 ДП «ЗАВОД 410 ЦА»

Натальчук В.В.

« 15 » 01

2018 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

Комісія ДП «ЗАВОД 410 ЦА» у складі:

Голови комісії – Головного конструктора - О.В. Кірова,
 та членів комісії:

Головного метролога – Начальник ЦЗЛ - І.І.Бобир,

Начальника лабораторії НК - О.М. Жорноклей,

констатують, що результати дисертаційної роботи докторанта кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій Національного авіаційного університету Рудика Андрія Вікторовича впроваджені у практику покращення експлуатаційних і метрологічних характеристик, а також контролю та діагностування приладових і навігаційних систем авіаційної техніки на ДП «ЗАВОД 410 ЦА».

В дисертаційній роботі:

- розроблено математичну модель, яка визначає залежність швидкості ультразвуку в повітрі від групи кліматичних факторів та швидкості вітру, і запропоновано вводити до складу систем ультразвукового зору інтегровані сенсори температури, атмосферного тиску і відносної вологості повітря з використанням їх показань в обчислювальному модулі для підвищення точності навігаційно-часових визначень;



- запропоновано методику вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування рухомого об'єкту з врахуванням структурних зв'язків сенсорів та виконавчих пристроїв, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів сенсорів та виконавчих пристроїв, що хоча й приводить до збільшення частоти дискретизації сигналу сенсора відносно необхідної з точки зору його частотних властивостей, похибки дискретизації-відновлення та умов відновлення інформації, однак дозволяє отримати оптимальну програму опитування;

- вирішено питання побудови низькочастотного активного смугового фільтра з високою вибірковістю, що забезпечується крутизною спадаючих ділянок амплітудно-частотної характеристики порядку 40 dB/окт і дозволяє ефективно відфільтровувати завади за межами смуги пропускання, розроблено методику розрахунку параметрів елементів фільтра та експериментально проаналізовано залежність коефіцієнта придушення завади смугового фільтра від розкиду параметрів всіх елементів схеми (при цьому максимальні значення коефіцієнта придушення завади отримують при температурі навколишнього середовища $+(15 \pm 25^\circ\text{C})$).

Використання цих результатів дисертаційної роботи Рудика А.В. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук забезпечило для підприємства такі результати:

- покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик приладових і навігаційних систем авіаційної техніки;

- оптимізацію програмної частини засобів вимірювання за рахунок визначення оптимальних значень частот дискретизації сигналів сенсорів та виконавчих пристроїв в модулях вводу і виводу даних системи керування;

- можливість реалізації низькочастотних активних смугових фільтрів з високою вибірковістю для ефективного фільтрації завад в каналах засобу вимірювання.

Даним актом засвідчується, що результати дисертаційної роботи Рудика А.В. мають значний науковий внесок в розробку методів та засобів вимірювання механічних величин і представляють практичний інтерес для фахівців ДП «ЗАВОД 410 ЦА».

Взаємних фінансових претензій організації не мають.

Головний конструктор

О.В. Кіпров

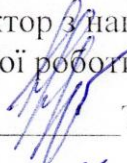
/ Головний метролог - Начальник ЦЗЛ

І.І. Бобир

Начальник лабораторії НК

О.М. Жорноклей

ПОГОДЖЕНО

Проректор з навчальної та
виховної роботи НАУ

 Т.В. Іванова
 “ 27 ” 11 2017 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ


 В.о. ректора НАУ


 “ 29 ” 11 2017 р.

АКТ

**впровадження результатів дисертаційної роботи
в навчальний процес**

Комісія у складі: голова комісії – завідувач кафедри інформаційно-вимірювальних систем, д.т.н., доцент Орнатський Д.П. та членів комісії: професор кафедри інформаційно-вимірювальних систем, д.т.н., професор Щербак Л.М., доцент кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій, к.т.н., доцент Осмоловський О.І. констатує, що результати дисертаційної роботи докторанта кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій навчально-наукового інституту інформаційно-діагностичних систем Національного авіаційного університету Рудика Андрія Вікторовича впроваджені у навчальний процес Національного авіаційного університету на кафедрі інформаційно-вимірювальних систем та на кафедрі комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій, а саме:

Найменування впровадженого результату НДР (прилад, технологічний процес, речовина, метод, методика, рекомендації, алгоритми, програми, ДСТ, технологічні вимоги, інше)	Досягнутий фактичний ефект (соціальний, технічний, організаційний, інший)
1	2
1. Математична модель впливу робочих умов (середовища) на коефіцієнт чутливості засобу вимірювання.	Дозволяє проводити аналіз відхилення коефіцієнта чутливості засобу вимірювання від номінального значення залежно від групи впливових факторів та кількості членів розкладу функції в ряд Тейлора.
2. Методика вибору частоти дискретизації сигналів сенсорів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування рухомого об'єкту з врахуванням структурних зв'язків сенсорів та виконавчих пристроїв.	Оптимізація програмної частини засобів вимірювання за рахунок визначення оптимальних значень частот дискретизації сигналів сенсорів та виконавчих пристроїв в модулях вводу і виводу даних системи керування.
3. Спеціалізоване програмне забезпечення, яке дозволяє проводити обчис-	Можливість ідентифікації структури шумів в каналах засобу вимірювання

лення варіації Алана за результатами обробки високочастотної інформації інерціальних сенсорів (акселерометрів і гіроскопів) при тривалих запусках з подальшою поліноміальною апроксимацією.	при проведенні досліджень точнісних характеристик приладових систем вимірювання параметрів руху об'єктів та навігаційних приладів і пристроїв при тривалих запусках за методом варіації Алана з подальшою поліноміальною апроксимацією
4. Схемна реалізація пристроїв для вимірювання відхилення електричної смності інерціальних МЕМС-сенсорів від номінального значення на основі спеціалізованих інтегральних мікросхем та прецизійних аналогових контролерів.	Покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик приладових і навігаційних систем авіаційної техніки, основане на використанні сучасної елементної бази та перспективних методах обробки інформативних сигналів сенсорів.
5. "Індивідуальні" моделі сенсорів прискорення у вигляді передавальної функції за каналом "прискорення – вихідна напруга (частота, код)".	Використання таких моделей сенсорів прискорення дозволяє підвищити точність визначення прискорення з (12...15)% для паспортних даних до (3...4)% для "індивідуальних" моделей; приводить до покращення метрологічних та експлуатаційних характеристик приладових і навігаційних систем мобільних роботів.




Результати дисертаційної роботи Рудика А.В. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук на тему «Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота» впроваджені у навчальний процес кафедри інформаційно-вимірювальних систем та кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем і технологій:

- використовуються в лекційних курсах з дисципліни «Фізичні основи сучасної метрології» для студентів спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка» та дисципліни «Основи метрології та електричних вимірювань» для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»;

- застосовуються в процесі дипломного і курсового проектування студентами спеціальностей 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка» спеціалізації «Інформаційні вимірювальні системи» та 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Голова комісії:

Члени комісії:

 Д.П. Орнатський
 Л.М. Щербак
 О.І. Осмоловський



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ВОДНОГО ГОСПОДАРСТВА
ТА ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ

вул. Соборна, 11, м. Рівне, 33028, тел. (0362)63-30-98, факс (0362) 63-32-09, mail@nuwm.edu.ua

Від 20.12.2017 № 001-1806

На № _____ від _____

ДОВІДКА

про використання у навчальному процесі

Національного університету водного господарства та природокористування результатів досліджень і розробок, одержаних при виконанні дисертаційної роботи Рудика Андрія Вікторовича на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Використані у навчальному процесі науково-методичні розробки та результати досліджень доцента кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій Рудика А.В., що викладені в його дисертаційній роботі, забезпечують набуття студентами теоретичних знань та сприяють отриманню практичних навиків в автоматизованому керуванні технологічними процесами, проектуванні електронних пристроїв обробки сигналів в електротехнічних системах та системах автоматизації, а також засобів вимірювання параметрів технологічних процесів. Дані розробки використовуються при викладанні дисциплін за спеціальностями 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» та 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»:

- «Електроніка та мікропроцесорна техніка»: Тема 10. Електронні схеми на операційних підсилювачах;

- «Проектування пристроїв автоматизації»: Тема 6. Пристрої обробки сигналів сенсорів систем автоматизації;

- «Метрологія, технологічні вимірювання та прилади»: Тема 17. Методи вимірювання відстані між об'єктами. Локаційний метод вимірювання та технічні засоби його реалізації.

Проректор з наукової роботи
та міжнародних зв'язків,
д.е.н., професор



Н.Б. Савіна

Додаток Б

Таблиця Б.1

Технічні характеристики акселерометрів різних типів (дані зі специфікацій виробників)

Сенсор/ Параметр	Функціональне призначення	Кількість вимірюваль- них осей	Максимальний діапазон прис- корень G_{max} , g (повна шкала)	Тип	Чутливість В/г (при 25°C)	Зміщення нуля U_{0g} , В	Дрейф чут- ливості (в повному діапазоні)	Дрейф зміщення (в повному діапазоні)	Діапазон робочих частот, Гц
П'єзоелектричні сенсори									
0 273 101 141/ 0 273 101 150/ 0 273 101 131/ Bosch	П'єзоелектричні сенсори фронтальних прискорень	1 або 2 (XXX 150)	±35	Аналоговий у діапазоні (1÷5) В	60 мВ/г (57.5÷62.5)	±45 мВ (0 273 101 141); $U_{0g}/2 \pm 60$ мВ (0 273 101 150; 0 273 101 131)	4% в повному діапазоні	–	0.9÷250 (0 273 101 141); 0.9÷340 (0 273 101 150; 0 273 101 131)
0 261 231 148/ 0 261 231 153/ 0 261 231 118/ Bosch	П'єзоелектричні сенсори детонації	1	0.1÷400	3 високим імпедансом > 1 МОм	(26±8) мВ/г на 5 кГц	–	0.06 мВ/(g·°C)	–	1÷20000
8694M1 Kistler	Триосьовий сенсор компре- сійного типу	3	±500	Аналоговий у діапазоні (2÷6) В	4 мВ/г	4 В	0.054%/°C	–	10÷20000
П'єзорезистивні сенсори									
3031MSI	Одноосьовий п'єзорезистив- ний сенсор для крещ-тестування	1	±50; 100; 200; 500	Мостовий, каліброва- ний в діапа- зоні ±5 В	(0.6÷0.06) мВ/г	–	–	–	0÷(1000...2400)
3255MSI	Одноосьовий п'єзорезистив- ний сенсор для крещ-тестування	1 (кріплення допускає детектування будь-якої осі)	±25; 50; 100; 250; 500	Аналоговий вихід (0.5÷4.5) В	(76÷3.8) мВ/г	–	–	–	–
EGAS Entran (MSI)	Одноосьовий та триосьовий п'єзорезистивний сенсор	1 або 3	±5...±2500	Мостовий; ±100 мВ	(20÷0.04) мВ/г	±15 мВ	±2.5%/50°C	±1 мВ/50°C	0÷(150...3500)
EGAS Entran (MSI)	Одноосьовий мініатюрний п'єзорезистивний сенсор	1	±5...±5000	Мостовий; ±(75, 125 або 250) мВ	(15÷0.05) мВ/г	±15 мВ	±2.5%/50°C	±2.5 мВ/50°C	0÷(150...3500)

Ємнісні сенсори									
7290A Microtron Endevco	Ємнісний акселерометр – сенсор змінної ємності	1 (Z)	±2g (7290A-2); ±10g (7290A-10); ±30g (7290A-30)	Диференціальний аналоговий вихід	(1±0.02) В/g (7290A-2); (200±10) мВ/g (7290A-10); (66±4) мВ/g (7290A-30)	±50 мВ max	±3%	±2%	0÷15 (7290A-2); 0÷500 (7290A-10); 0÷800 (7290A-30)
					(1±0.02) В/g (7596A-2); (200±10) мВ/g (7596A-10); (66±4) мВ/g (7596A-30)	±200 мВ max	±6%; ±8% для 7596A-50	±6%; (7596A-2); 0÷500 (7596A-10); 0÷800 (7596A-30)	
7292A- XXM1 Endevco	Ємнісний акселерометр – сенсор змінної ємності	1 (Z)	±10g (7292A- 10M1); ±30g (7292A- 30M1); ±50g (7292A- 50M1)	Диференціальний аналоговий вихід	(200±10) мВ/g (7292A-10M1); (66±4) мВ/g (7292A-30M1); (40±2) мВ/g (7292A-50M1)	–	±6%; ±8% для 7292A-50M1	–	0÷500 (7292A-10M1); 0÷800 (7292A-30M1); 0÷1000 (7292A-50M1)
					280 мВ/° та 140 мВ/° або 16 В/g та 8 В/g; точність калібрування чутливості ±5%	U _{ад} /2 (точність калібрування зміщення при 25°С 0.057° та 0.11° або ±1 мг та ±2 мг		<±0.29°	Верхня частота зрізу (8÷28) Гц на рівні -3 дБ; детектування статичного прискорення
SCA103T- D04; SCA103T- D05 VTI	Високоточні одноосьові інклінометри	1 (Y)	±15° (±0.26); ±30° (±0.5)	Пропорційні виходи або SPI	4 В/g та 2 В/g; точність калібрування чутливості ±5%	–	(-2.5÷1)%	±15 мг	
SCA100T- D01; SCA103T- D02 VTI	Двоосьові інклінометри	2 (X, Y)	±0.5 (±30°); ±1 (±90°)	Пропорційні виходи або SPI	4 В/g та 2 В/g; точність калібрування чутливості ±5%	–	(-2.5÷1)%	±15 мг	
SCA61T- FAH1G; SCA61T- FA1H1GVTI	Одноосьові інклінометри	1 (Y)	–	Пропорційні виходи або SPI	4 В/g та 2 В/g; точність калібрування чутливості ±5%	–	(-2.5÷1)%	±15 мг	
SCA111T; SCA121T VTI	Одно- та двоосьові автономні інклінометри	1 (X)	±30° (111T-D02; 121T-D07); ±90° (121T-D03; 111T-D04; 121T-D05)	Аналогова напруга	35 мВ/° (121T-D03; 121T-D05); 70 мВ/° (111T-D02; 121T-D07; 111T-D04)	2.5 В (точність калібрування зміщення ±1°)	(-1.5÷0.5)%	±0.6°	Верхня частота зрізу 18 Гц на рівні -3 дБ; детектування статичного прискорення

Резонансна частота f_0 , Гц	Напруга живлення, В	Споживаний струм, мА/ Споживана потужність, Вт	Розділова здатність, мг	Шуми (спектральна густина або піковий розмах амплітуди шумів)	Нелінійність, % від повної шкали	Поперечна осова чутливість, %	Радіометричність, %	Здатність протидіяти перевантаженням, g	Довготривалість	Тип корпусу, розміри та маса	Діапазон робочих температур, °С
П'єзоелектричні сенсори											
–	5 (4.75÷5.25) для xxx 141; 4÷5.25 для xxx 150 та xxx 131)	12 мА для xxx 141; 15 мА для xxx 150 та xxx 131)	–	–	–	–	–	–	–	(50×35×20) мм для xxx 141; (20×20×8) мм для xxx 150/ xxx 131 (34×48×26) мм для xxx 148; (27×52×24) мм для xxx 153/ xxx 118	-45...95
> 25000	–	–	–	–	15-41 мВ/g	–	–	–	–	–	-40...130 -40...150
80000	12 – 30	Споживаний струм (2...20) мА	25 мг	–	1	5	–	2000	–	Титановий корпус з вбудованою електронікою; вага 2.5 г	-55...135
П'єзорезистивні сенсори											
2000...5000	5...10	Споживаний струм 8.5 мА	–	1.0 мкВ піковий розмах	0.5	1	–	1000-2000	–	SMD	-40...125
–	4...7	Споживаний струм 10 мА	–	10 мВ піковий розмах	0.2	1	–	2000	–	–	–
300...7000	15	Споживаний струм 11.5 мА	–	–	1	2	–	500-10000	–	Корпуси спеціальної геометрії; вага 1 г	–
300...8000	15	–	–	–	1	3	–	25-10000	–	Один з варіантів геометрії корпусу (3.6×3.6×6.9) мм; вага 0.5 г	-40...120

Ємнісні сенсори											
1300 (A-2); 3000 (A-10); 5500 (A-30)	9.5÷18.0	Споживаний струм 8.5 мА (10 мА max)	0.0005 (A-2); 0.0025 (A-10); 0.008 (A-30)	Залишковий шум 100 мкВ в діапазоні (0.5÷100) Гц	±0.2 (0.5 max)	±2	–	–	–	Розміри корпусу (25×21.6×7.6) мм; вага 10 г	-54...121
1300 (A-2); 3000 (A-10); 5500 (A-30)	8.5÷30	Споживаний струм 4.5 мА (8 мА max)	0.0005 (A-2); 0.0025 (A-10); 0.008 (A-30)	±0.2 (0.5 max)	±1	–	20000	–	–	Розміри корпусу (25×21.6×9.9) мм; вага 13 г	-55...121
0.0025 (10M1); 0.008 (30M1); 0.012 (50M1)			Розміри корпусу (25×21.6×9.9) мм; вага 13 г								
0.001 в смугі 10 Гц; цифрова роздільна здатність виходу 0.009/LSB та 0.017/LSB або 12 біт			Розміри корпусу Ø25.4×14 мм; вага 40 г								
–	5 (4.75÷5.25)	Споживаний струм (4÷5) мА	Цифрова роздільна здатність виходу 11 біт	0.0004°/Гц в діапазоні (0÷100) Гц	±0.11° (±2 mg)	±4	1	–	–	DIL-12; 9×5×16 мм; <1.2 г	-55...125
		Споживаний струм (2.5÷4) мА	Цифрова роздільна здатність виходу 12 біт	15 мкг/Гц в діапазоні (0÷100) Гц	±2 mg та ±10 mg ±2 mg та ±10 mg	±2	±2	20000	0.25 mg	DIL-8; 9×5×11 мм; <1.0 г	
–	5 (4.75÷5.25) або 16 (7÷35)	Споживаний струм 5 мА	0.001	–	0.1° (SCA111T-D02; SCA121T-D07); N/A (SCA121T-D03; SCA111T-D04; SCA121T-D05)	±3	–	–	<0.02°	30×30×13 мм; 60 г; клас захисту IP66	-40...85

Сенсор/ Параметр	Функціо- нальне при- значення	Кількість вимірюва- льних осей	Максимальний діапазон прис- корень S_{max} , g (повна шкала)	Тип виходу	Чутливість мВ/g (при 25°C)	Зміщення нуля U_{0g} , В	Дрейф чутли- вості (в повно- му діапазоні)	Дрейф зміщення (в повному діапазоні)	Діапазон робочих частот, кГц
Нікелеві акселерометри Silicon Designs									
1210	Одноосові аналогові ІС	1 (Z)	±5g (1210-005); ±10g (1210-010); ±25g (1210-025); ±50g (1210-050); ±100g (1210-100); ±200g (1210-200); ±400g (1210-400)	Диференціальна чутливість 800 (1210-005); 400 (1210-010); 160 (1210-025); 80 (1210-050); 40 (1210-100); 20 (1210-200); 10 (1210-400). Уніполярна – по- ловина вказаного значення	Помилка ка- лібрування 2%; 4% максимум (1210-005); 1%, 2% максимум (від 1210-010 до 1210-400)	Помилка калібрування 1%, 2% максимум; температурний дрейф ±300 ppm/°C	Температурний дрейф 100 ppm/°C; 300 ppm/°C мак- симум (1210-005); 200 ppm/°C мак- симум (від 1210- 010 до 1210-400)	0÷0.4 (1210-005); 0÷0.6 (1210-010); 0÷1 (1210-025); 0÷1.5 (1210-050); 0÷2 (1210-100); 0÷2.5 (1210-200); 0÷3.5 (1210-400)	
2412	Аналоговий триосовий з відкритим фреймом на основі трьох сенсорів 1210	3	±5g (2412-005); ±10g (2412-010); ±25g (2412-025); ±50g (2412-050); ±100g (2412-100)	Диференціальний вихід ±4 В або уніполярний вихід (0.5÷4.5) В	Дані аналогічні 1210	Помилка калібрування 1.5% (типова) та 3% (максимальна)	Помилка калібрування 1.5% (типова) та 3% (максимальна)	Дані аналогічні 1210	
2220	Одноосові аналогові мо- дулі на основі сенсорів 1210	1	±(2÷200)g	Дані аналогічні 1210	Помилка калі- брування 4% максимум (2220-002); 1.5% макси- мум (від 2220- 005 до 2220- 200)	Помилка калібрування 1%, 2% максимум; температурний дрейф ±250 ppm/°C	Температурний дрейф 100 ppm/°C; 200 ppm/°C макси- мум (2220-002); 50 ppm/°C; 100 ppm/°C мак- симум (від 2220- 005 до 2220-200)	0÷0.4 (2220-002); 0÷0.6 (2220-005); 0÷1 (2220-010); 0÷1.5 (2220-025); 0÷2 (2220-050); 0÷2.5 (2220-100); 0÷2.5 (2220-200)	
1010	Одноосові цифрові ІС	1 (Z)	±2g (1010-002); ±5g (1010-005); ±10g (1010-010); ±25g (1010-025); ±50g (1010-050); ±100g (1010-100); ±200g (1010-200)	TTL/ CMOS частотний вихід напрямку	Помилка калі- брування 2%, 4% максимум (1100-002); 1%, 2% макси- мум (від 1100- 005 до 1100- 200)	Помилка калібрування 1%, 2% максимум; температурний дрейф ±300 ppm/°C	Температурний дрейф 150 ppm/°C; 400 ppm/°C макси- мум (1100-002); 100 ppm/°C; 300 ppm/°C макси- мум (від 1100-005 до 1100-200)	0÷0.4 (1100-002); 0÷0.6 (1100-005); 0÷1 (1100-010); 0÷1.4 (1100-025); 0÷1.6 (1100-050); 0÷1.8 (1100-100); 0÷2 (1100-200)	

П'єзолівкові акселерометри MSI									
АСН01-XX (АСН01-02/ АСН01-03/ АСН01-04)	Недорогий одноосьовий акселерометр загального призначення	1 (Z)	Динамічний діапазон ±250g типовий; ±150g мінімум	Вихід з високим імпульс- сом – 20 кОм	10 мВ/g; діапазон (7÷11) мВ/g	–	Температурна чутливість 0.35g/°C	0.001÷20 (нижня межа 0.005 мак- симум; верхня – 10 мінімум)	
								3	Динамічний діапазон ±250g
АСН04-08- 05	Триосьовий акселерометр	3	Динамічний діапазон ±40g	–	6 мВ/g	–	–	0.0002÷1.5	
АСН04- 08-09	Одноосьовий акселерометр спеціального призначення	1 (Y)	Динамічний діапазон ±40g	–	–	–	–	–	
Теплові акселерометри Memsic									
MXA 2500G/M	Двоосьовий аналоговий акселерометр з покращени- ми характе- ристиками та шумовими властивос- тями	1	±1.7g	Аналоговий	500 (475÷525)	±0.1g максимум; (1.25±0.05) В	Температурний дрейф -10% мінімум та +8% максимум (MXA 2500G); -25% мінімум та +8% максимум (MXA 2500M)	0.017 (0.015÷0.019); до 160 кГц	
								2	±2g
MXS 6202 G/H/M/N	Двоосьовий цифровий акселерометр з малим енергоспожи- ванням, в тонкому кор- пусі з інтер- фейсом І°C	2	±2g	І°C	512 (486÷538) LSB/g (G/M) або 128 (122÷134) LSB/g (H/N)	±0.1g; 2048 (1996÷2100) LSB (G/M) або 512 (499÷525) LSB (H/N)	Температурний дрейф 15%	0.017 (0.015÷0.019); до 150 кГц	

Резонансна частота f ₀ , Гц	Напруга живлення, В	Споживаний струм, мА/ Споживана потужність, Вт	Час готовності до роботи, мс	Розділова здатність, мг	Шуми (спектральна густина або піковий розмах амплітуди шумів, мкг/√Гц	Нелінійність, % від повної шкали	Поперечна осьова чутливість, %	Радіометричність, %	Здатність проти-діяти перванта-женням, р	Тип корпусу, розміри та маса	Діапазон робочих температур, °С
Нікелеві акселерометри Silicon Designs											
–	5 (4.75÷5.25)	7 мА; 10 мА (макс.)	–	–	32 (1210-005); 63 (1210-010); 158 (1210-025); 316 (1210-050); 632 (1210-100); 1265 (1210-200); 2530 (1210-400)	±0.5; ±1 макс-симум	±2; ±3 макс-симум	–	2000g макс-мум за 0.1 мс	xL-LLC 20; J-LLC 20; вага 0.62 гр. (30.5×30.5×25) мм, вага 16 гр.	-55...+125 -40...+85
–	9÷32	12 мА; 14 мА (макс.)	–	–	Дані визначаються 1210	±0.3; ±0.5 макс.	±1; ±2 макс-симум	–	–	вага 10 гр.	-55...+125
–	5 (4.5÷5.5)	2 мА; 3 мА (макс.)	–	–	–	±0.5; ±1 макс-симум	±2; ±3 макс-симум	–	–	LLC 20 або JLLC 20; вага 0.62 гр.	-55...125
П'єзоплівкові акселерометри MSI											
> 35	3÷40	2 мА (типовий)	–	Шумовий поріг 40 мкг/√Гц	130 (10 Гц); 20 (100 Гц); 6 (1 кГц)	0.1% типове; 1% максимум	2 типове; 5 максимум	–	1000 g	(13×19×6) мм, вага 3 гр., адгезивне кріплення	-40...+85
9.2		6 мА (типовий)		Шумовий поріг 200 мкг/√Гц	Шумовий поріг 200 мкг/√Гц	0.1%	15			(11×10×2) мм, вага 0.35 гр.	
3.4	3÷28	2 мА (типовий)		Шумовий поріг 200 мкг/√Гц	Шумовий поріг 200 мкг/√Гц	0.1%	< 20%				
Теплові акселерометри Memsic											
–	3÷5.25	3.1 (2.5÷3.9) при 5 В; 3.8 (3÷4.6) при 3 В	160 (5 В); 300 (3 В)	–	0.2 мкг/√Гц; 0.4 мкг/√Гц макс.	±0.5; ±1 максимум	±2	–	50000 g	LLC (5×5×2) мм, вага 1 гр.	-40...+105 (M); 0...+70 (G)
–	3 (2.7÷3.6)	1.8 мА	75; 100 макс.	0.5 мг; 1 мг макс.	0.58 мкг/√Гц					LLC (5×5×1.55) мм, вага 0.8 гр.	-40...+85 (M/N); 0...+70 (G/H)

Таблиця Б.2

Порівняльний аналіз переваг та недоліків різних технологій акселерометрів

Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
1. Електромеханічні акселерометри типу <i>ball-in-tube</i>	1. Висока розділова здатність. 2. Можливість детектування статичного прискорення. 3. Наявність сенсорів серво-типу.	1. Великі габаритні розміри та інерційна маса. 2. Чутливість до корозії, шкідливої дії атмосфери та забруднень. 3. Нестабільність роботи внаслідок різної електрохімічної активності використовуваних матеріалів та покриттів. 4. Перемикальний тип. 5. Висока ціна.
2. Безконтактні сенсори магнітного поля (Хола, Віганда та ін.)	1. Працюють в діапазоні низьких частот. 2. Можливість детектування статичного прискорення. 3. Випускаються аналогова та ШІМ-версії. 4. Наявність інтегрованої в ІС схеми обробки сигналу.	1. Значні розміри та вага інерційної маси. 2. Часовий (старіння магніту) та температурний дрейф точності.
3. П'єзоелектричні сенсори	1. Можливість детектування високих рівнів <i>g</i> . 2. Висока лінійність та широкий динамічний діапазон. 3. Висока розділова здатність. 4. Висока точність. 5. Робота в широкому діапазоні частот (0.001...20000) Гц. 6. Однорідна чутливість у всьому частотному діапазоні. 7. Можливість роботи при температурах вище 300 °С для сенсорів з високим імпедансом. 8. Мультиосьове виконання. 9. Малі габарити та маса. 10. Висока міцність. 11. Виконуються з п'єзокераміки, яка є недорогою альтернативою кварцу.	1. Неможливість детектування статичного прискорення. 2. Пристрої потребують калібрування (мікроконтролерної обробки). 3. Мають на друкованій платі інтегровану схему обробки. 4. Високий вихідний імпеданс кварцового сенсорного елемента порядку 10^{14} Ом. 5. Сенсори з високим імпедансом чутливі до шумів, високої вологості та забруднень. 6. Висока ціна.

Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
4. П'єзоплівкові сенсори <i>MSI</i>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Широкий динамічний діапазон та висока чутливість. 2. Високі лінійність характеристик та розділова здатність. 3. Простота та мініатюрність чутливого елемента. 4. Стійкість до вологості та забруднень. 5. Мультиосьове виконання. 6. Малі габарити та маса, а також інтегральний корпус. 7. Низька ціна. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Неможливість детектування статичного прискорення. 2. Чутливість до електромагнітних завад. 3. Температурна чутливість. 4. Відносно висока поперечна чутливість. 5. Складність технології виробництва сенсора – механічного та електричного дизайну. 6. Відсутність сенсорів на кремнієвій підкладці.
5. Об'ємні п'єзорезистивні сенсори	<ol style="list-style-type: none"> 1. Високі рівні детектованих прискорень, включаючи статичні. 2. Висока чутливість мостового елемента. 3. Висока лінійність характеристик. 4. Висока розділова здатність. 5. Мультиосьове виконання (однак в неінтегральному виконанні). 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Обмежений діапазон робочих частот (до декількох кГц). 2. Обмеження за кількістю детектованих осей. 3. Чутливі до змін температури, ударів та механічних дій. 4. П'єзорезистори потребують узгодження, підгонки та калібрування; схеми обробки не інтегровані з вимірювальним кремнієвим кристалом. 5. Висока або середня ціна.
6. Поверхневі емнісні кремнієві МЕМС-акселерометри	<ol style="list-style-type: none"> 1. Можливість детектування всіх типів прискорень, включаючи кутові. 2. Мультиосьове виконання. 3. Наявність сервосенсорів з високою лінійністю, точністю і температурною стабільністю. 4. Зменшений дрейф параметрів та покращені шумові характеристики. 5. Висока розділова здатність. 6. Інтегрованість схем обробки сигналу в корпусі ІС. 7. Однокристальна система. 8. Наявність функції самотестування, програмованість; підтримка більшості інтерфейсів. 9. Мале енергоспоживання та низька ціна. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Обмежений діапазон робочих частот. 2. Ключові проблеми, що розв'язуються при розвитку технології – зменшення шумового порогу, підвищення розділової здатності та точності.

Технологія акселерометрів	Переваги, основні відмінності	Недоліки, обмеження
7. Об'ємні ємнісні кремнієві MEMS-акселерометри	<ol style="list-style-type: none"> 1. Простота сенсорного елемента. 2. Детектування прискорень до $\pm 100g$, включаючи <i>DC</i>. 3. Високі точність, розділова здатність та температурна стабільність. 4. Малий дрейф параметрів. 5. Покращені шумові характеристики. 6. Схеми обробки сигналу розміщені в інтегральному корпусі. 7. Низька або середня ціна. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Технологія передбачає отримання найкращих результатів при детектуванні переважно <i>low-g</i> рівня. 2. Обмежений діапазон робочих частот (контролюється демпфіруванням). 3. Нелінійність фізичної природи ємнісного елемента. 4. Значна площа ємнісного елемента. 5. Обмежена кількість осей. 6. Дво- або трикристальні сенсори.
8. Об'ємні ємнісні нікелеві MEMS-акселерометри (<i>Silicon Designs</i>)	<ol style="list-style-type: none"> 1. Простота сенсорного елемента. 2. Детектування прискорень в широкому діапазоні до $20000g$ (на практиці до $400g$). 3. Детектування статичних прискорень. 4. Висока міцність та жорсткість сенсорного елемента. 5. Високі надійність та температурна стабільність. 6. Широкий температурний діапазон до $200\text{ }^{\circ}\text{C}$. 7. Інтегральний корпус, сенсор на кремнієвій основі. 8. Низька ціна. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Порівняно мала ємність та відповідно малі зміни вихідного сигналу. 2. Обмежений діапазон робочих частот (контролюється демпфіруванням). 3. Порівняно велика площа ємнісного елемента. 4. Обмежена кількість осей. 5. Двокристальний сенсор.
9. Теплові акселерометри <i>Memsic</i>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Висока надійність. 2. Детектування статичного прискорення. 3. Низький рівень шуму. 4. Висока розділова здатність. 5. Однокристальна система. 6. Розширення для схем зі змішуванням сигналів. 7. Наявність функції самотестування; програмованість. 8. Найнижча ціна. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Обмежений діапазон робочих частот. 2. Температурна чутливість та помітні похибки і дрейфи параметрів – вплив зменшується при вдосконаленні процесу виробництва.

Додаток В

Основні робочі характеристики акселерометра

Основними робочими характеристиками акселерометра є такі [23].

1. Коефіцієнт перетворення, який в загальному випадку є комплексною величиною і визначається відношенням вихідного сигналу акселерометра до прискорення при синусоїдальній дії, прикладеній до посадочної поверхні вздовж осі чутливості сенсора; коефіцієнт перетворення за напругою визначається в режимі холостого ходу, а за зарядом – не залежить від додаткової ємності навантаження.

2. Відносний коефіцієнт поперечного перетворення, який є відношенням максимального значення сигналу, що виникає при дії прискорення, направлено перпендикулярно робочій осі акселерометра, до значення сигналу, вимірюваного при дії того самого прискорення вздовж його робочої осі (%).

3. Коефіцієнти впливу деформації основи в місці закріплення акселерометра, електромагнітного поля, блукаючих струмів та різних типів випромінювань.

4. Максимальний детектований діапазон прискорень $G_{\max} = a_{\min} + a_{\max}$, який дорівнює піковому розмаху детектованих амплітудних значень a_{\max} та a_{\min} .

5. Динамічний діапазон амплітуди D_{SNR} (*SNR* – *signal to noise ratio*) – відношення максимального діапазону вимірювань $U_{\max} = U_{High} - U_{Low} = 2(U_{0q} - U_{Low})$ до середньоквадратичної напруги шумів σ_{III} :

$$D_{SNR} = 20 \lg \frac{U_{\max}}{\sigma_{III}} = 20 \lg \frac{U_{High} - U_{Low}}{\sigma_{III}} = 20 \lg \frac{2(U_{0q} - U_{Low})}{\sigma_{III}}.$$

6. Чутливість (фактор масштабу) – відношення приростів вихідного сигналу (наприклад, аналогової напруги) та прискорення:

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta a}, \quad \left[\frac{mB}{m/c^2} \right]. \quad (B.1)$$

7. Чутливості до кутових швидкостей $\delta a_{SA,\omega}$, зміни температури $\delta a_{SA,t} \Delta t$ та вібрацій $\delta a_{SA,v}$, де $\delta a_{SA,\omega}$, [м/(рад·с)], $\delta a_{SA,t}$, [м/(с²·°C)], $\delta a_{SA,v}$, [м/с] – відповідно коефіцієнти чутливості акселерометра до кутової швидкості відносно відповідної осі, до зміни температури та до частоти вібрації; ω – кутова швидкість;

Δt – величина відхилення температури від номінальної; ν – частота вібрації.

8. Чутливість до акустичних шумів.

9. Поперечна осьова чутливість – значення поперечного прискорення, яке діє під кутом 90° , на виході акселерометра (у ідеального сенсора дорівнює нулю).

10. Середньоквадратична напруга (СКН) $U_{0q} = 0.5(U_{High} + U_{Low})$, яка є середнім з обмежувальних рівнів вихідного сигналу U_{High} та U_{Low} .

11. Зміщення нуля – відхилення по осі вихідного сигналу (U), що відповідає нульовому значенню прискорення $0g$ (для акселерометрів тотожно U_{0q}).

12. Дрейф чутливості – варіації чутливості, які не є функцією вимірюваного прискорення, наприклад, в залежності від кліматичних факторів (температури T , відносної вологості W та тиску P навколишнього повітря), що відрізняється від їх номінальних значень при вимірюванні параметрів руху об'єктів $T_0 = 20^\circ\text{C}$, $W_0 = 65\%$ і $P_0 = 99.992$ кПа (750 мм. рт. ст.) [8] (кліматичний дрейф $\Delta S_{(\Delta T, \Delta W, \Delta P)}$), в залежності тільки від температури (температурний дрейф $\Delta S_{(\Delta T)}$), або в результаті дії інших факторів протягом часового інтервалу Δt (часовий дрейф $\Delta S_{(\Delta t)}$):

$$\Delta S_{(\Delta T)} = \frac{S(T) - S(T_0)}{S(T_0)} \cdot 100\%, \quad \Delta S_{(\Delta T, \Delta W, \Delta P)} = \frac{S(T, W, P) - S(T_0, W_0, P_0)}{S(T_0, W_0, P_0)} \cdot 100\%,$$

$$\Delta S_{(\Delta t)} = \frac{S(t_0 + \Delta t) - S(t_0)}{S(t_0)} \cdot 100\%.$$
(B.2)

13. Дрейф зміщення – відхилення СКН U_{0q} від теоретичного значення в повному діапазоні, наприклад, внаслідок впливу кліматичних факторів [23]:

$$U_{0q(\Delta T, \Delta W, \Delta P)} = U_{0q(T, W, P)} - U_{0q(T_0, W_0, P_0)}.$$
(B.3)

14. Нелінійність – максимальне відхилення вихідного сигналу від ідеальної прямолінійної залежності (рис. 1.5, а), виражене у відсотках від повної шкали:

$$L_+ = \frac{U_{High} - U_{0q}}{2 \cdot (0.75 \cdot U_{High} - U_{0q})} \cdot 100\%; \quad L_- = \frac{U_{Low} - U_{0q}}{2 \cdot (0.75 \cdot U_{Low} - U_{0q})} \cdot 100\%.$$

Вплив великих механічних навантажень на чутливий елемент акселерометра може привести як до нелінійної залежності генерованого сигналу від механіч-

ного параметра сенсора, так і до появи незворотних змін, викликаних гістерезисом, частковою поляризацією або деполіаризацією, а також наявністю мікронерівностей контактних поверхонь. Деякі виробники вказують максимально допустимі значення прискорень, перевищення яких може привести до незворотних змін характеристик акселерометра аж до його механічного руйнування. Значення максимально допустимих прискорень визначаються в напрямку робочої осі акселерометра і суттєво відрізняються від значень для поперечного напрямку [12].

15. Резонансна частота f_p або $\omega_p = 2\pi f_p$.

16. Діапазон робочих частот $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$, який визначається за АЧХ (рис. В.1). В загальному випадку коефіцієнт перетворення акселерометра за напругою на будь-якій частоті, нижче резонансної, представляється так [9, 12]:

$$K_U(f_i) = K_{U.0} [1 + \varepsilon_U(f_i)], \quad (\text{В.4})$$

де $K_{U.0}$ – коефіцієнт перетворення за напругою на горизонтальній ділянці АЧХ;

$M_U(f_i) = \frac{K_U(f_i)}{K_{U.0}}$ – коефіцієнт частотних спотворень, який на частотах, менших

f_p , зазвичай приймає значення, менші 1, а на частотах, більших f_p – більші 1;

$\varepsilon_U(f_i) = \frac{K_U(f_i) - K_{U.0}}{K_{U.0}} = M_U(f_i) - 1$ – відносне відхилення АЧХ від значення $K_{U.0}$.

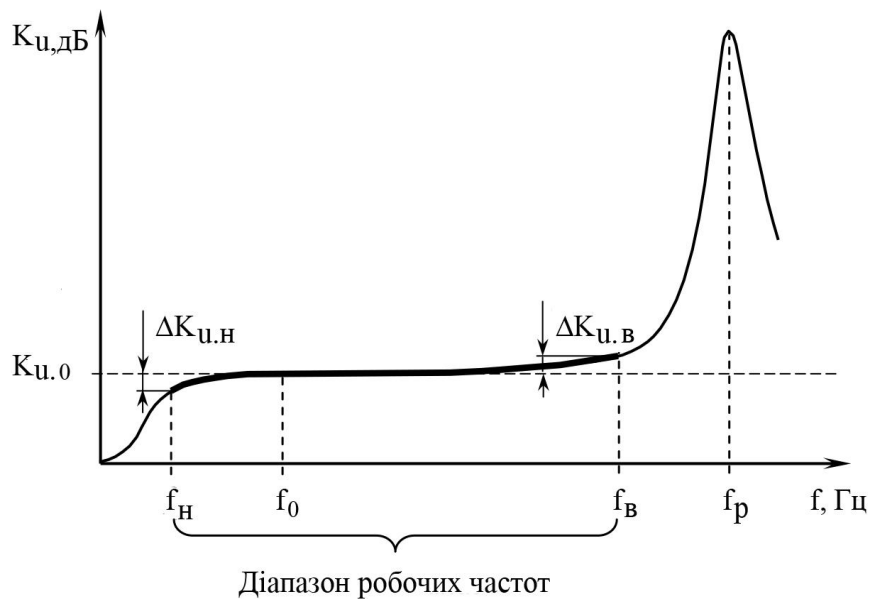


Рис. В.1. Залежність коефіцієнта перетворення акселерометра за напругою від частоти (АЧХ) при фіксованому прискоренні

Нижня $f_{\min}(f_H)$ і верхня $f_{\max}(f_B)$ границі робочого діапазону частот акселерометра обумовлені допустимими значеннями відносного відхилення АЧХ на цих частотах $\varepsilon_{U.H(\varepsilon)} = \varepsilon_U(f_{\min(\max)}) = M_U(f_{\min(\max)}) - 1$, які викликані різними причинами і визначаються незалежно одна від другої. Нижня границя робочого діапазону частот визначається сумарною ємністю кола акселерометра та активною складовою вхідного опору пристрою або каскаду, що підключається до виходу акселерометра. Відхилення АЧХ у високочастотній області викликано повздовжнім резонансом механічної системи акселерометра, тобто верхня гранична робоча частота пропорційна резонансній частоті закріпленого акселерометра [29].

17. Роздільна здатність – мінімальне прискорення, яке може виміряти акселерометр (визначається шумами та шириною діапазону робочих частот).

18. Рівень шумів при вимірюванні (спектральна густина або піковий розмах шумів) – включає фоновий шум та шум, генерований сенсором [23].

19. Коефіцієнт демпфування (затухання коливань), який визначається частотою власних коливань акселерометра та його інерційністю.

20. Кількість вимірюваних осей.

21. Діапазон робочих температур $\Delta T = (T_{\min} \div T_{\max})$.

22. Масогабаритні параметри.

Додаток Г

Аналіз похибок, що виникають внаслідок неповного врахування умов поширення радіохвиль

Тропосферна складова похибки вимірювання псевдодальності T складається з двох компонент – перша (T_d) визначається впливом сухої атмосфери, а друга (T_w) залежить від вмісту водяних парів в атмосфері: $T = T_d + T_w$.

Для компенсації тропосферної похибки вимірювання псевдодальностей використовують різні моделі [44], найбільш поширеними з яких є моделі Хопфілда та Саастмоїнена. Модель тропосфери Саастмоїнена є залежністю виду

$$T = \frac{0.002277}{\cos\gamma} \left(p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05 \right) \cdot e - tg^2\gamma \right), \quad (\text{Г.1})$$

де γ – кут місця НС, град; p та e – атмосферний і парціальний тиск, мб; t – температура, К.

Згідно моделі Хопфілда тропосферні складові похибки визначаються так:

$$T_d = \frac{1.5528 \cdot 10^{-5} \cdot p}{\sin \sqrt{\gamma^2 + 6.25}} \cdot t \cdot [40136 + 148.72 \cdot (t - 273.16)]; \quad (\text{Г.2})$$

$$T_w = 0.0022 \cdot \frac{e \cdot (3.718 \cdot 10^5 - 12.96t)}{t^2 \sin \sqrt{\gamma^2 + 2.25}}. \quad (\text{Г.3})$$

Як показують розрахунки, при однакових вхідних параметрах моделі Саастмоїнена та Хопфілда дають однакові величини похибки [44]. На рис. Г.1 наведена залежність тропосферної складової похибки вимірювання псевдодальностей від кута місця при типових даних $p = 1003$ мб, $t = 289.65$ К, $e = 8$ мб, що відповідає $t = 16.5$ °С, відносній вологості 46% та атмосферному тиску 103 кПа [37].

Чутливість моделі тропосфери до варіацій її параметрів визначається при розкладанні (Г.1) в ряд Тейлора:

$$\begin{aligned} \Delta T &\approx \left. \frac{\partial T}{\partial p} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta p + \left. \frac{\partial T}{\partial e} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta e + \left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_{p_0, e_0, t_0} \cdot \Delta t = S_p \Delta p + S_e \Delta e + S_t \Delta t = \\ &= \frac{0.002277}{\cos(90 - \gamma)} \cdot \left\{ \Delta p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05 \right) \cdot \Delta e - \frac{1255 \cdot e}{t^2} \cdot \Delta t \right\}, \quad (\text{Г.4}) \end{aligned}$$

де Δp , Δe та Δt – похибки вимірювання атмосферного і парціального тиску водяної пари та температури; p_0 , e_0 , t_0 – точні значення параметрів моделі тропосфери; S_p , S_e , S_t – функції чутливості моделі тропосфери до похибок вимірювання атмосферного і парціального тиску водяної пари та температури.

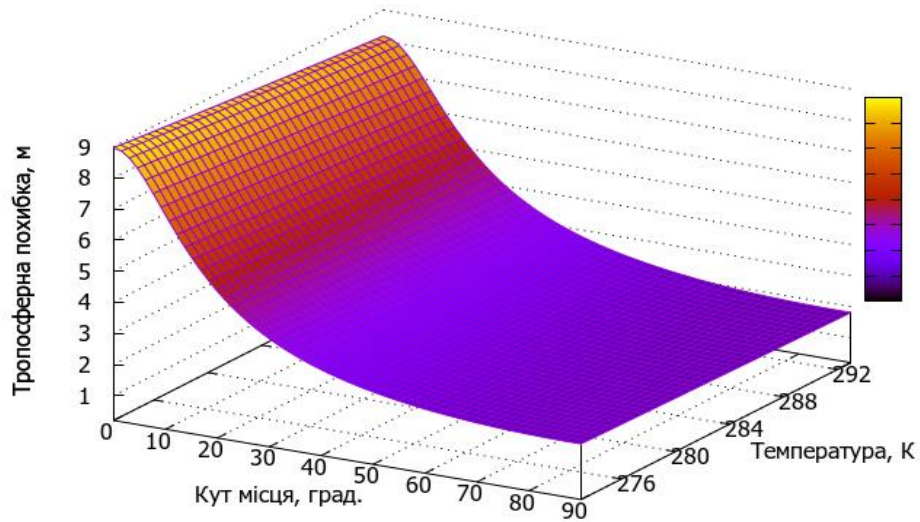


Рис. Г.1. Тропосферна складова похибки вимірювання псевдодальності в залежності від кута місця НС згідно моделей Саастмоінена та Хопфілда

Якщо значення похибок вимірювання метеопараметрів менше $\Delta p = \pm 2 \text{ кПа}$; $\Delta e = \pm 2\%$; $\Delta t = \pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$, то другий і третій доданки в (Г.4) не будуть суттєво впливати на величину ΔT . Тому тільки похибка вимірювання атмосферного тиску буде суттєво впливати на похибку визначення тропосферної складової похибки вимірювання псевдодальностей [44], тобто $\Delta T \cong \frac{0.002277}{\cos(90 - \gamma)} \cdot \Delta p$ (рис. Г.2).

Рефракція в іоносфері обумовлена неоднорідностями та зміною діелектричної проникності в залежності від висоти. Затримку сигналу з частотою f можна апроксимувати співвідношенням

$$\Delta t_i = \frac{a}{f^2} + \frac{b}{f^3} + \frac{c}{f^4} + \dots \approx \frac{a}{f^2}. \quad (\text{Г.5})$$

Експериментально доведено [45], що другим і третім доданками можна знехтувати. Для робочої частоти *GPS* значення затримки сигналу оцінюється величиною 0.25 нс. Основна проблема при компенсації іоносферної затримки полягає в її зміні в залежності від регіону, в якому розташований приймальний пристрій,

часу доби і року, а також сонячної і геомагнітної активності (може складати приблизно 10 нс (3 м) вночі та доходити до 50 нс (15 м) вдень).

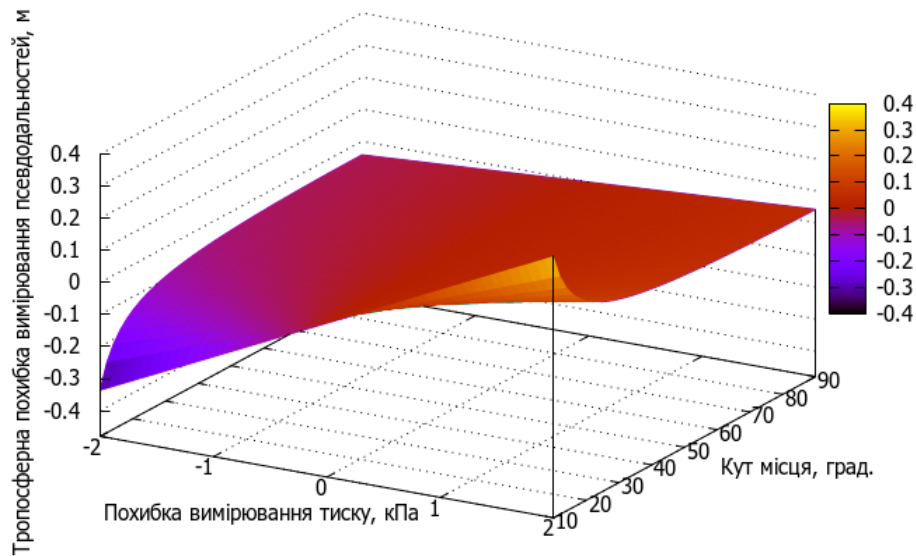


Рис. Г.2. Похибка визначення тропосферної складової похибки вимірювання псевдодальності в залежності від кута місця НС та похибки вимірювання атмосферного тиску

Для невеликих кутів місця $\gamma = (0 \dots 10)^\circ$ додаткова затримка сигналу, обумовлена впливом іоносфери, може збільшитися до 3 разів порівняно з поширенням сигналу з точки зеніту та складає від 30 нс (9 м) вночі та до 150 нс (45 м) вдень.

Іоносферні затримки необхідно враховувати, якщо потрібно досягти точності визначення координат менше 8 м. В СРНС *GPS* для цього використовується постійний моніторинг стану іоносфери, який включає спостереження за сонячною активністю, прямі та непрямі методи вимірювання концентрації вільних електронів в іоносфері, а також апаратне вимірювання затримки сигналу на різних станціях стеження. Розрахунок складної параметричної моделі в стаціонарних умовах дозволяє зменшити вплив іоносферної похибки на (60...70)%. Коефіцієнти моделі іоносфери оновлюються раз на 10 днів, але можуть оновлюватися і частіше у періоди підвищеної сонячної активності [43].

В табл. Г.1 наведені похибки координат та математичні сподівання (МС) похибки вимірювання координат, отримані при експериментальних дослідженнях [41].

Таким чином, за результатами експериментальних досліджень показано,

що врахування впливу іоносфери та тропосфери при визначенні координат за сигналами *GPS* дозволяє зменшити середньоквадратичне відхилення (СКВ) визначення висоти у (2...3) рази та МС похибки у (2,5...6) разів. Однак іоносфера та тропосфера слабо впливають на похибку визначення координат в горизонтальній площині (широта та довгота) – зменшення СКВ не перевищило 1.5 рази.

Таблиця Г.1

Складові похибки вимірювання координат та їх математичне сподівання

Складові похибки	Складові похибки вимірювання координат			Математичне сподівання похибки вимірювання координат		
	СКВ без врахування іоносфери та тропосфери σ_1 , м	СКВ з врахуванням іоносфери та тропосфери σ_2 , м	$\frac{\sigma_1}{\sigma_2}$	МС без врахування іоносфери та тропосфери m_1 , м	МС з врахуванням іоносфери та тропосфери m_2 , м	$\left \frac{m_1}{m_2} \right $
По широті X	5.38	3.90	1.38	-4.64	-3.14	1.48
По висоті Y	12.91	5.14	2.51	12.02	-3.91	3.1
По довготі Z	5.23	4.74	1.10	-4.74	-4.5	1.05

Середньоорбітальні СРНС є технічними системами, на характеристики яких суттєвий вплив мають закони загальної та спеціальної теорій відносності Ейнштейна. Пов'язано це з такими причинами [44, 45]:

- НС рухаються за орбітами з достатньо високими швидкостями;
- різниця гравітаційних потенціалів в точках знаходження НС та МР така, що нею не можна знехтувати;
- Земля з МР, що на ній знаходиться, обертається відносно інерціальної системи координат, в якій задається рух НС.

Розрахунки, проведені в [40] для параметрів Землі та орбіт НС ГЛОНАСС, дають такий результат: $\frac{f - f'}{f'} \approx 4.36 \cdot 10^{-10}$. Таким чином, з точки зору спостерігача, що знаходиться на Землі, частота опорного генератора НС f буде здаватися

такою, що знаходиться на Землі, частота опорного генератора НС f буде здаватися

більшою, ніж частота f' , яку фіксує спостерігач, що знаходиться на НС.

Номинальне значення частоти бортового опорного генератора для наземного спостерігача має відповідати $f_{oz.0} = 5.0 \text{ МГц}$. Тоді реальна частота опорного генератора, який знаходиться на борту НС, дорівнює $f'_{oz} = (1 - 4.36 \cdot 10^{-10}) \cdot f_{oz.0} = 4999999,99782 \text{ Гц}$, тобто на 2.18 мГц менше номінального значення $f_{oz.0}$. Компенсація даного релятивістського ефекту здійснюється зміщенням частоти опорного генератора при його настроюванні на Землі [37].

Другий тип релятивістського ефекту пов'язаний з відмінністю траєкторії НС від кругової, що характеризується ексцентриситетом орбіти e . Для некругових орбіт швидкість НС у перигеї більше, ніж в апогеї, а гравітаційний потенціал – менше. Це приводить до того, що бортовий годинник йде повільніше в перигеї та швидше в апогеї. Часова поправка до часу бортового годинника, яка відповідає руху НС за круговою орбітою, розраховується таким чином [12]:

$$\delta t_e = \frac{2r(t_g) \cdot v(t_g)}{c^2} = \frac{2\sqrt{\mu a} e \sin\{E(t_g)\}}{c^2}, \quad (\text{Г.6})$$

де $r(t_g)$ та $v(t_g)$ – радіус-вектори положення та швидкості НС на момент часу t_g випромінення сигналу; $E(t_g)$ – значення ексцентричної аномалії на момент часу t_g ; a – більша піввісь орбіти НС; μ – геоцентрична гравітаційна стала Землі.

В роботі [8] зазначається, що похибка (2.30) може складати 70 нс (21 м). Тому такий релятивістський ефект необхідно компенсувати для отримання високоточних НЧВ, що може бути реалізовано в приймальній апаратурі на основі даних, які містяться в навігаційному повідомленні.

Ще один релятивістський ефект пов'язаний з обертанням Землі. При цьому відповідна часова поправка

$$\delta t_{\Omega} = \frac{\Delta r \cdot v}{c^2} = \frac{(r_n - r_{nc}) \cdot (\Omega_3 \times r_n)}{c^2}, \quad (\text{Г.7})$$

де r_n і r_{nc} – радіус-вектори МР та НС в момент випромінення сигналу; Ω_3 – вектор кутової швидкості обертання Землі відносно інерціальної системи координат.

Якщо приймач рухається відносно Землі з вектором швидкості v_0 , то в

співвідношенні (Г.7) замість вектора швидкості $v = \Omega_z \times r_n$ потрібно використувати вираз $v = \Omega_z \times r_n + v_0$. Похибка, обумовлена обертанням Землі, може скласти величину до 100 нс (30 м), тобто її також необхідно компенсувати для отримання високої точності НЧВ [42].

При роботі приймальної частини СРНС у міських умовах (а також у будь-яких інших ситуаціях, для яких характерні відбиття сигналу від навколишніх предметів) на вхід приймача, окрім сигналів НС, надходять перевідбиті від навколишніх об'єктів сигнали. Такі сигнали мають меншу, ніж у прямого сигналу, амплітуду, додаткову затримку оригінальної та додатковий фазовий зсув, які можуть змінюватися з часом. Додавання всіх прийнятих сигналів на вході приймача приводить до утворення підсумкового сигналу, у якого амплітуда, фаза та затримка оригінальної є флуктуаційними змінними, що приводить до виникнення похибки оцінювання псевдодальності, псевдошвидкості та псевдоприскорення. Крім того, спотворюються форми дискримінаційних характеристик дискримінаторів затримки і фази (або частоти), що негативно впливає на точність сформованих оцінок.

Тому що в приймальному пристрої відбувається кореляційна обробка сигналів, то затримка оригінальної відбитого сигналу на величину, більшу або рівну тривалості символу дальномірного коду (2 мкс), не впливає на роботу приймального пристрою. Це можна використовувати для грубої оцінки максимально можливої помилки оцінки псевдодальності, обумовленої багатопроменевим поширенням сигналу: $\delta \hat{D}_{\text{оцін.макс}} = c \cdot \delta t_{\text{оцін.макс}} = 3 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 600 \text{ м}$ [37].

Якщо сигнал надходить від НС, розташованого в зеніті, то умов для його перевідбиття виникає суттєво менше, ніж при отриманні сигналу від НС, що знаходиться під низьким кутом місця. Тому одним з методів боротьби з багатопроменевим поширенням є відмова від роботи за сигналами НС з малим кутом місця. Тому використовують маскування сигналів НС з кутом місця менше 10° , що вирішується при проектуванні антен приймачів так, щоб для кутів, менших кута маски, коефіцієнт підсилення антени був меншим, ніж для іншого сектора кутів.

Інший метод боротьби оснований на тому, що з НС випромінюється сигнал

з круговою поляризацією. При перевідбитті сигналу від місцевих об'єктів змінюється характер його поляризації. Тому використання приймальних антен, узгоджених з поляризацією прямого сигналу, послаблює вплив перевідбитих сигналів приблизно на 3 дБ за потужністю. Крім того, відомі розробки спеціальних антен, що знижують вплив багатопроменевого поширення сигналів [8]. Природним методом боротьби з багатопроменевим поширенням є підняття антени приймача на максимально можливу висоту відносно найбільш інтенсивно відбиваючих об'єктів. Для нерухомих приймачів зменшення впливу багатопроменевого поширення сигналів на точність визначення псевдодальності може бути вирішено за рахунок додаткових вимірювань фазових параметрів сигналів (до основних кодових вимірювань).

Додаток Д

Таблиця Д.1

Вклад похибок акселерометрів в похибки БНС при визначенні кута тангажу, лінійної швидкості та координати

Похибка	Похибка визначення кута тангажу $\sigma_{\Delta\beta}^A(t)$, рад	Похибка визначення лінійної швидкості $\sigma_{\Delta V}^A$, м/с	Похибка визначення координати $\sigma_{\Delta X}^A$, м
Систематична складова, σ_S^A , м/с ²	$\frac{\sigma_S^A t^2}{2R} \cong 0$	$\sigma_S^A \cdot t$	$\frac{\sigma_S^A t^2}{2}$
Вплив коефіцієнта перетворення, $\sigma_{\Delta k}^A$, %	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{200R} \cong 0$	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t}{100}$	$\frac{\sigma_{\Delta k}^A \dot{V}_{X^g} t^2}{200}$
Вплив шуму, v_{VRW} , м/с ^{3/2}	$\frac{v_{VRW} t^{1.5}}{\sqrt{3}R} \cong 0$	$v_{VRW} \sqrt{t}$	$\frac{v_{VRW} t^{1.5}}{\sqrt{3}}$
Вплив нестабільності нуля, $\sigma_{BI}^{\Delta a}$, м/с ² (при $\tau_C > 1000$ с)	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{R\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}} \cong 0$	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta a}}}$	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta a} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta a}}}$

Таблиця Д.2

Вклад похибок гіроскопів в похибки БНС при визначенні кута тангажу, лінійної швидкості та координати

Похибка	Похибка визначення кута тангажу $\sigma_{\Delta\beta}^G(t)$, рад	Похибка визначення лінійної швидкості $\sigma_{\Delta V}^G$, м/с	Похибка визначення координати $\sigma_{\Delta X}^G$, м
Систематична складова, σ_S^G , рад/с	$\sigma_S^G \cdot t$	$\frac{g\sigma_S^G t^2}{2}$	$\frac{g\sigma_S^G t^3}{6}$
Вплив коефіцієнта перетворення, $\sigma_{\Delta k}^G$, %	$\frac{\sigma_{\Delta k}^G \dot{\beta} t}{100}$	$\frac{g\sigma_{\Delta k}^G \dot{\beta} t^2}{200}$	$\frac{g\sigma_{\Delta k}^G \dot{\beta} t^3}{600}$
Вплив шуму, θ_{ARW} , рад/с/ $\sqrt{Гц}$	$\theta_{ARW} \sqrt{t}$	$\frac{g\theta_{ARW} t^{1.5}}{\sqrt{3}}$	$\frac{g\theta_{ARW} t^{2.5}}{2\sqrt{5}}$
Вплив нестабільності нуля, $\sigma_{BI}^{\Delta\omega}$, рад/с (при $\tau_C > 1000$ с)	$\frac{\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{1.5}}{\sqrt{1.5\tau_C^{\Delta\omega}}}$	$\frac{g\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{2.5}}{\sqrt{10\tau_C^{\Delta\omega}}}$	$\frac{g\sigma_{BI}^{\Delta\omega} t^{3.5}}{\sqrt{126\tau_C^{\Delta\omega}}}$

Додаток Е

Матеріали патенту на винахід №57135 “Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів”



УКРАЇНА

(11) 57135

(19) (UA)

(51) 7 G01R25/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІПАТЕНТ
на винахідвидано відповідно до Закону України
"Про охорону прав на винаходи і корисні моделі"Голова Державного департаменту
інтелектуальної власності



М. Паладій

(21) 2000105962

(22) 23.10.2000

(24) 16.06.2003

(46) 16.06.2003. Бюл.№ 6

(72) Рудик Андрій Вікторович

(73) Вінницький державний технічний університет

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОСЛІДОВНИХ
РЕЗОНАНСНИХ КОНТУРІВ



УКРАЇНА

(19) UA (11) 57135 (13) C2

(51) 7 G01R25/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ПОСЛІДОВНИХ РЕЗОНАНСНИХ КОНТУРІВ

1

2

(21) 2000105962

(22) 23.10.2000

(24) 16.06.2003

(46) 16.06.2003, Бюл. №6, 2003р.

(72) Рудик Андрій Вікторович

(73) ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ

(56) Рудик А.В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів//Прогресивні матеріали, технології та обладнання в машино- і приладобудуванні: Тези доповідей 4-ої науково-технічної конференції. - Тернопіль. - 2000. - С.81

(57) Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів, який полягає в тому, що в послідовному колі з досліджуваного послідовного резонансного контуру та зразкового опору на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на цих елементах, який відрізняється тим, що на одній з двох частот додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контурі та зразковому опорі, а значення основних параметрів послідовного резонансного контуру визначають за такими формулами:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2)}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}};$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1;$$

$$\rho = r_K Q = \frac{A_1 R_0 \cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$R_{EP} = r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1;$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_1 R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)};$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2};$$

де ω_0 – резонансна частота послідовного резонансного контуру;

Q – добротність послідовного резонансного контуру;

 ρ – характеристичний опір послідовного резонансного контуру;

L – індуктивність послідовного резонансного контуру;

C – ємність послідовного резонансного контуру;

 r_K – опір втрат послідовного резонансного контуру; α – коефіцієнт загасання послідовного резонансного контуру; $2\Delta\omega$ – смуга пропускання послідовного резонансного контуру; R_{EP} – еквівалентний резонансний опір послідовного резонансного контуру; R_0 – опір зразкового резистора вимірювального перетворювача; ω_1 та ω_2 – частоти вхідної напруги вимірювального перетворювача, на яких проводять вимірювання; φ_1 та φ_2 – фазові зсуви між напругами на зразковому опорі та досліджуваному послідовному резонансному контурі на частотах ω_1 та ω_2 відповідно; A_1 – відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контурі та зразковому опорі на частоті ω_1 .

Винахід відноситься до вимірювальної техніки та може використовуватися для визначення основних параметрів (характеристичний опір, опір

втрат, добротність, індуктивність, ємність, резонансна частота, смуга пропускання, еквівалентний

(13) C2

(11) 57135

(19) UA

резонансний опір) послідовних резонансних контурів.

Відомий спосіб вимірювання основних параметрів (добротності та резонансної частоти) послідовних резонансних контурів шляхом налаштування в резонанс послідовного резонансного контуру (резонансний метод) за електронним вольтметром, пікала якого проградуєвана в значеннях добротності (Кукуш В.Д., Електрорадиоизмерения. - М: Радио и связь, 1985.-С. 310).

Недоліками вказаного способу є те, що він не дозволяє виміряти інші параметри послідовних резонансних контурів (смуга пропускання, еквівалентний резонансний опір і т. і.) без суттєвого ускладнення процедури вимірювання, а також не дозволяє в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання.

За прототип обраний спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів (Рудик А.В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів//Прогресивні матеріали, технології та обладнання в машино- і приладобудуванні: Тези доповідей 4-ої науково-технічної конференції. - Тернопіль. - 2000. - С. 81), який полягає в тому, що в послідовному колі, яке складається зі зразкового опору та досліджуваного послідовного резонансного контуру, на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на зразковому опорі та досліджуваному послідовному резонансному контуру, а також значення цих частот, після чого за отриманими результатами вимірювань обчислюють значення резонансної частоти та добротності послі-

довного резонансного контуру.

Недоліком вказаного способу є вузькі функціональні можливості, які обумовлені тим, що він не дозволяє виміряти інші параметри послідовних резонансних контурів (характеристичний опір, коефіцієнт загасання і т. і.) без суттєвого ускладнення процедури вимірювання.

В основу винаходу покладена задача створення способу вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів, в якому за рахунок того, що додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контуру та зразковому опорі, забезпечується можливість обчислення інших параметрів послідовних резонансних контурів (ємність, індуктивність, характеристичний опір і т. і.), і за рахунок цього розширюються функціональні можливості вимірювальної апаратури, що реалізує запропонований спосіб вимірювання.

Поставлена задача вирішується тим, що в способі вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів, при якому в послідовному колі з досліджуваного послідовного резонансного контуру та зразкового опорю на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на цих елементах, згідно винаходу на одній з двох частот додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контуру та зразковому опорі, при цьому значення основних параметрів послідовного резонансного контуру визначають за такими формулами:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2)}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}};$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1;$$

$$\rho = r_K Q = \frac{A_1 R_0 \cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$R_{EP} = r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1;$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_1 R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)};$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2};$$

де ω_0 – резонансна частота послідовного резонансного контуру;

Q – добротність послідовного резонансного контуру;

ρ – характеристичний опір послідовного резо-

нансного контуру;

L – індуктивність послідовного резонансного контуру;

C – ємність послідовного резонансного контуру;

r_k – опір втрат послідовного резонансного контуру;

α – коефіцієнт загасання послідовного резонансного контуру;

$2\Delta\omega$ – смуга пропускання послідовного резонансного контуру;

R_{EP} – еквівалентний резонансний опір послідовного резонансного контуру;

R_0 – опір зразкового резистора вимірювального перетворювача;

ω_1 та ω_2 – частоти вхідної напруги вимірювального перетворювача, на яких проводять вимірювання;

φ_1 та φ_2 – фазові зсуви між напругами на зразковому опорі та досліджуваному послідовному резонансному контурі на частотах ω_1 та ω_2 відповідно;

A_1 – відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контурі та зразковому опорі на частоті ω_1 .

Введення операції вимірювання відношення амплітуд напруг на досліджуваному послідовному резонансному контурі та зразковому опорі призводить до забезпечення можливості обчислення інших параметрів послідовних резонансних контурів (ємність, індуктивність, характеристичний опір і т. і.), і за рахунок цього розширюються функціональні можливості вимірювальної апаратури, що реалізує запропонований спосіб вимірювання.

На фіг. 1 наведена еквівалентна схема вимірювального перетворювача для вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів, а на фіг. 2 – структурна схема амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів послідовних резонансних контурів.

Спосіб вимірювання основних параметрів по-

слідовних резонансних контурів полягає в тому, що в послідовному колі зі зразкового опорі та досліджуваного послідовного резонансного контуру спочатку на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на зразковому опорі та напругою на досліджуваному послідовному резонансному контурі, а потім – на одній з цих частот вимірюють відношення амплітуд цих напруг.

Одним з основних параметрів будь-якого резонансного контуру є його добротність, яка в свою чергу зв'язана зі смугою пропускання, характеристичним опором, опором втрат, еквівалентним резонансним опором і т.і. Як відомо, під добротністю резонансного контуру розуміють відношення характеристичного опору ρ до опору втрат r_k , тобто $Q = \rho/r_k$.

Для реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів послідовних резонансних контурів необхідно забезпечити вимірювання фазового зсуву між двома електричними напругами – на деякому зразковому елементі та власне послідовному резонансному контурі, а також вимірювання відношення амплітуд цих напруг.

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між основними параметрами послідовних резонансних контурів та фазовим зсувом і відношенням амплітуд напруг на зразковому елементі та послідовному резонансному контурі.

Для вирішення поставленої задачі при вимірюванні основних параметрів послідовних резонансних контурів пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (фіг. 1), до складу якого входять зразковий резистор R_0 та власне послідовний резонансний контур, де L , C та $r_k = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність та активний опір послідовного резонансного контуру. Проаналізувавши еквівалентну схему вимірювального перетворювача (фіг. 1), знайдемо комплексні напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 на виході вимірювального перетворювача:

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_{вх} R_0}{R_0 + \dot{Z}_K} = \frac{U_{вх} R_0}{\sqrt{(R_0 + r_k)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{j \left\{ \varphi_{вх} - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_k} \right\}}, \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_{вх} \dot{Z}_K}{R_0 + \dot{Z}_K} = \frac{U_{вх} r_k \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + r_k)^2 + \rho^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times e^{j \left\{ \varphi_{вх} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{\rho \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 + r_k} \right\}}, \quad (2)$$

де $\dot{Z}_K =$

$$r_k \left[1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] - \text{комплексний опір}$$

послідовного резонансного контуру;

$$\dot{U} = U_{вх} e^{j\varphi_{вх}} - \text{вхідна напруга вимірюваль-$$

ного перетворювача в комплексній формі. Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 дорівнює

$$\varphi = \arg\{\dot{U}_2\} - \arg\{\dot{U}_1\} = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (3)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається співвідношенням

$$A = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}. \quad (4)$$

З співвідношення (3) виходить, що для знаходження добротності вимірювання необхідно проводити на двох частотах, при цьому частоти ω_1 та ω_2 повинні знаходитись поблизу резонансної частоти ω_0 для забезпечення виконання умови $70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ$. Тоді

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = Q \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1 \omega_0} \quad \text{та} \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = Q \frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_2 \omega_0}, \quad \text{де}$$

φ_1 та φ_2 – відповідно результати вимірювання фазового зсуву між комплексними напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 на частотах ω_1 та ω_2 . Вирішивши сумісно два останні рівняння, отримуємо:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2)}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}}; \quad (5)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}. \quad (6)$$

Таким чином, для знаходження резонансної частоти ω_0 та добротності Q послідовного резонансного контуру необхідно виміряти значення частот ω_1 та ω_2 , що знаходяться поблизу резонансної частоти ω_0 , а також значення фазового зсуву між напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 на цих частотах.

Для того, щоб виміряти такі параметри послі-

довного резонансного контуру, як характеристичний опір, індуктивність, ємність і т. і., необхідно провести вимірювання відношення амплітуд комплексних напруг \dot{U}_2 та \dot{U}_1 . Розглянемо результат вимірювання відношення амплітуд комплексних напруг на частоті ω_1 , який буде дорівнювати

$$A_1 = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2} = \frac{r_K}{R_0} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1} = \frac{r_K}{R_0} \operatorname{sec} \varphi_1 = \frac{r_K}{R_0 \cos \varphi_1}. \quad (7)$$

Використовуючи останнє співвідношення, знайдемо активний опір r_K , характеристичний опір ρ , еквівалентний резонансний опір R_{EP} , індуктив-

ність L , ємність C , коефіцієнт загасання α та смугу пропускання $2\Delta\omega$ послідовного резонансного контуру:

$$r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1; \quad (8)$$

$$\rho = r_K Q = \frac{A_1 R_0 \cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (9)$$

$$R_{EP} = r_K = A_1 R_0 \cos \varphi_1; \quad (10)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (11)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_1 R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}; \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}; \quad (13)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}. \quad (14)$$

Таким чином, знайти основні параметри послідовного резонансного контуру можна, виміривши фазові зсуви φ_1 та φ_2 між комплексними напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 на частотах ω_1 та ω_2 та значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не повинні бути більшими 70°), а також відношення амплітуд комплексних напруг на частоті, наприклад, ω_1 та ω_2 , тобто A_1 .

Аналізуючи співвідношення, за якими визначаються основні параметри послідовних резонансних контурів за допомогою еквівалентної схеми вимірювального перетворювача (фіг. 1), можна зробити висновок, що точність таких вимірювань залежить від чотирьох факторів: точності зразкового резистора (прецизійного еталонного активного опору) R_0 , точності задавання або вимірювання циклічної частоти генератора вхідного сигналу, точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача, а також точності вимірювання відношення амплітуд вихідних сигналів вимірювального перетворювача.

На сучасній прецизійній елементній базі забезпечення необхідної точності опору R_0 є можливим, тому що існують прецизійні резистори,

точність яких складає 0.01% та вище. Тому деяка неточність прецизійного еталонного активного опору R_0 фактично не призводить до виникнення помилки при вимірюванні основних параметрів послідовних резонансних контурів.

Інший параметр, який впливає на точність вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів – циклічна частота ω вхідної напруги вимірювального перетворювача. Враховуючи, що $\omega = 2\pi f$, частоту f можна виміряти, перетворивши її у часовий інтервал, вимірювання якого здійснюється з досить високою точністю (для сучасних частотомірів відносна похибка вимірювання не перевищує 0.005%). Отже, точність в даному випадку теж забезпечується.

Основною проблемою, з точки зору забезпечення точності вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів, є забезпечення точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих сигналів.

Проаналізуємо точність вимірювання резонансної частоти та смуги пропускання за співвідношеннями (5) та (14). Для цих випадків середньоквадратичні відносні похибки вимірювання визначаються такими співвідношеннями:

$$\delta_{\omega_0} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_1} \sigma_\varphi\right)^2 + \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_2} \sigma_\varphi\right)^2}}{\omega_0} = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2) \sqrt{\sin^2 2\varphi_1 + \sin^2 2\varphi_2}}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_\varphi; \quad (15)$$

$$\delta_{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial 2\Delta\omega}{\partial \varphi_1} \sigma_\varphi\right)^2 + \left(\frac{\partial 2\Delta\omega}{\partial \varphi_2} \sigma_\varphi\right)^2}}{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\omega_1^2 \cos^4 \varphi_2 + \omega_2^2 \cos^4 \varphi_1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_\varphi, \quad (16)$$

де σ_φ – середньоквадратичне відхилення відносно похибки вимірювання кута фазового зсуву електронним фазометром.

На основі розробленого вимірювального перетворювача для вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів пропонується структурна схема амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів послідовних резонансних контурів, наведена на фіг. 2.

Амплітудно-фазовий вимірювач параметрів послідовних резонансних контурів складається з генератора змінної частоти 1, вимірювального перетворювача (ВП) 2 (фіг. 1), цифрового частотоміра 3, цифрового фазометра 4, цифрового вимірювача відношення амплітуд 5 і пристрою обчислення та управління (ПОУ) 6.

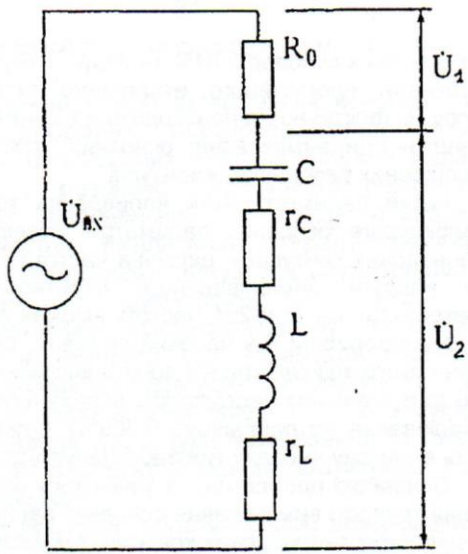
Працює вимірювач таким чином. Генератор змінної частоти 1 виробляє гармонічний сигнал з частотою f_1 (для забезпечення виконання умови $-70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ$), який потрапляє на вхід вимірювального перетворювача 2. Виходи вимірювального перетворювача підключені до входів цифрового фазометра 4 та цифрового вимірювача відно-

шення амплітуд 5, а вихід генератора змінної частоти підключений до входу цифрового частотоміра 3. Цифровий частотомір вимірює частоту f_1 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1, цифровий фазометр – кут фазового зсуву φ_1 між напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 , а цифровий вимірювач відношення амплітуд-відношення амплітуд цих напруг A_1 . Після цього відбувається переналаштування генератора змінної частоти 1 (за сигналом від ПОУ 6) і на частоті f_2 цифровий фазометр 4 вимірює кут фазового зсуву φ_2 між напругами \dot{U}_2 та \dot{U}_1 , а цифровий частотомір 3 – частоту f_2 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1. Результат вимірювання відношення амплітуд разом з результатами вимірювання частоти та кута фазового зсуву потрапляють на ПОУ 6, де і відбувається обчислення результатів вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів за співвідношеннями (5), (6) та (8)-(14). У випадку невиконання умови $-70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ$ ПОУ 6 переналаштовує генератор змінної частоти 1 для забезпечення її виконання

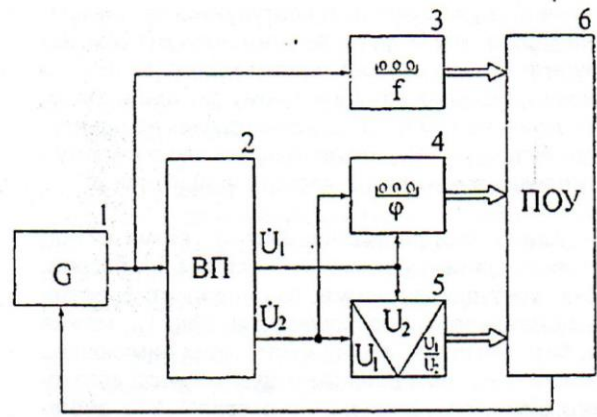
11

57135

12



Фиг. 1



Фиг. 2

**Матеріали патенту на винахід №57795 “Спосіб вимірювання
добротності реактивних елементів”**



УКРАЇНА

(11) **57795**

(19) (UA)

(51) 7 G01R25/00,
27/26

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

**ПАТЕНТ
на винахід**

видано відповідно до Закону України
"Про охорону прав на винаходи і корисні моделі"

Голова Державного департаменту
інтелектуальної власності



М. Паладій

(21) 2000020904**(22)** 17.02.2000**(24)** 15.07.2003**(46)** 15.07.2003. Бюл.№ 7

(72) Рудик Андрій Вікторович**(73)** Вінницький державний технічний університет

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ДОБРОТНОСТІ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ



УКРАЇНА

(19) UA (11) 57795 (13) C2

(51) 7 G01R25/00,27/26

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ДОБРОТНОСТІ РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

1

(21) 2000020904

(22) 17.02.2000

(24) 15.07.2003

(46) 15.07.2003, Бюл. №7, 2003 р.

(72) Рудик Андрій Вікторович

(73) ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ

(56) Куцевол М.О. Метод вимірювання добротності індуктивних елементів. Вимірювальна та обчислювана техніка в технологічних процесах та конверсії виробництва. Тези доповідей 3-ої науково-технічної конференції. Хмельницький. - 1995, с.137

(57) Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів, який полягає в тому, що в послідовному колі з реактивного елемента та зразкового опору вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на них, який відрізняється тим, що послідовно з досліджуванним реактивним елементом вмикають зразковий реактивний елемент, вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому реактивному елементі та напругою на зразковому опорі, додатково вимірюють відношення цих напруг, а значення добротності реактивного елемента визначають за такими формулами:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_L} = \frac{A_1 R_1 \sin \varphi_1 + X_{C_0}}{A_1 R_1 \cos \varphi_1 - R_{C_0}} = \frac{N_1 A_1 \sin \varphi_1 + Q_{C_0}}{N_1 A_1 \cos \varphi_1 - 1};$$

Винахід відноситься до вимірювальної техніки та може використовуватися для визначення добротності реактивних елементів (індуктивних та ємнісних) на низьких частотах, де виникають значні похибки при вимірюванні великих значень добротності.

Відомий спосіб вимірювання добротності реактивних елементів шляхом налаштування в резонанс послідовного резонансного контуру (резонансний метод) за електронним вольтметром, шкала якого проградуєвана в значеннях добротності (Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. -М.: Радио и

2

$$Q_C = \frac{X_C}{R_X} = \frac{X_{L_0} - A_2 R_1 \sin \varphi_2}{A_2 R_1 \cos \varphi_2 - R_{L_0}} = \frac{Q_{L_0} - N_2 A_2 \sin \varphi_2}{N_2 A_2 \cos \varphi_2 - 1};$$

де X_L та X_C - індуктивний та ємнісний опори досліджуваного реактивного елемента, R_X - його активний опір;

R_1 - активний опір зразкового резистора;

X_{L_0} та X_{C_0} - індуктивний та ємнісний опори зразкового реактивного елемента;

R_{L_0} та R_{C_0} - активні опори індуктивного та ємнісного зразкового реактивного елемента;

Q_{L_0} та Q_{C_0} - добротності індуктивного та ємнісного зразкових реактивних елементів;

A_1 та A_2 - відповідно відношення напруг на послідовно з'єднаних досліджуваному та зразковому реактивних елементах (індуктивному та ємнісному або ємнісному та індуктивному) і зразковому резисторі;

φ_1 та φ_2 - відповідно кут фазового зсуву між напругами на послідовно з'єднаних досліджуваному та зразковому реактивних елементах (індуктивному та ємнісному або ємнісному та індуктивному) і зразковому резисторі;

$N_1 = \frac{R_1}{R_{C_0}}$ та $N_2 = \frac{R_1}{R_{L_0}}$ - відношення активного

опору зразкового резистора R_1 до активного опору зразкового ємнісного елемента R_{C_0} та активного опору зразкового індуктивного елемента R_{L_0} .

связь, 1985, - С.310).

Недоліками вказаного способу є те, що він майже не придатний для контролю параметрів реактивних елементів в діапазоні низьких частот і не дозволяє в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання.

За прототип обраний спосіб вимірювання добротності (Куцевол М.О. Метод вимірювання добротності індуктивних елементів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах та конверсії виробництва: Тези доповідей 3-ої науково-технічної конференції. -Хмельницький. - 1995.

(13) C2

(11) 57795

(19) UA

- С.137), який полягає в тому, що в послідовному колі, яке складається зі зразкового опору та реактивного елементу, вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на реактивному елементі та зразковому опорі.

Недоліком вказаного способу є те, що при проведенні вимірювань великих значень добротності в діапазоні низьких частот значно збільшується похибка вимірювань.

В основу винаходу покладена задача вдосконалення способу вимірювання добротності реактивних елементів, в якому за рахунок того, що послідовно з досліджуваним реактивним елементом додатково включають зразковий реактивний елемент (наприклад, до індуктивного - ємнісний, а до ємнісного - індуктивний), вимірюють кут фазового зсуву між напругою на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому опорі, додатково вимірюють відношення напруги на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому опорі, забезпечується зменшення похибки вимірювання, і за рахунок цього підвищується точність вимірювання добротності.

Поставлена задача вирішується тим, що в способі вимірювання добротності реактивних елементів, при якому в послідовному колі з досліджуваного реактивного елементу та зразкового опору вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на цих елементах, згідно винаходу, послідовно з досліджуваним реактивним елементом включають зразковий реактивний елемент, вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому опорі, потім - додатково вимірюють відношення цих напруг, при цьому значення добротності реактивного елементу (відповідно індуктивного та ємнісного) визначають за такими формулами:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_X} = \frac{A_1 R_1 \sin \varphi_1 + X_{C_0}}{A_1 R_1 \cos \varphi_1 + R_{C_0}} = \frac{N_1 A_1 \sin \varphi_1 + Q_{C_0}}{N_1 A_1 \cos \varphi_1 - 1};$$

$$Q_C = \frac{X_C}{R_X} = \frac{X_{L_0} - A_2 R_1 \sin \varphi_2}{A_2 R_2 \cos \varphi_2 - R_{L_0}} = \frac{Q_{L_0} - N_2 A_2 \sin \varphi_2}{N_2 A_2 \cos \varphi_2 - 1};$$

де X_L та X_C - індуктивний та ємнісний опори досліджуваного реактивного елементу, R_X - його активний опір;

R_1 - активний опір зразкового резистору;

X_{L_0} та X_{C_0} - індуктивний та ємнісний опори зразкового реактивного елементу;

R_{L_0} та R_{C_0} - активні опори індуктивного та ємнісного зразкового реактивного елементу;

Q_{L_0} та Q_{C_0} - добротності індуктивного та ємнісного зразкових реактивних елементів;

A_1 та A_2 - відповідно відношення напруг на послідовно з'єднаних досліджуваному та зразковому реактивному елементах (індуктивному та ємнісному або ємнісному та індуктивному) і зразковому резисторі;

φ_1 та φ_2 - відповідно кут фазового зсуву між напругами на послідовно з'єднаних досліджуваному та зразковому реактивному елементах (індук-

тивному та ємнісному або ємнісному та індуктивному) і зразковому резисторі;

$$N_1 = \frac{R_1}{R_{C_0}} \text{ та } N_2 = \frac{R_1}{R_{L_0}} - \text{відношення опору}$$

зразкового резистора R_1 до активного опору зразкового ємнісного елементу R_{C_0} та активного опору зразкового індуктивного елементу R_{L_0} .

Введення у вимірювальний перетворювач послідовно з досліджуваним реактивним елементом зразкового реактивного елементу, а також введення операції вимірювання відношення напруги на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому реактивному елементі до напруги на зразковому опорі, призводить до зменшення похибки вимірювання, і за рахунок цього підвищується точність вимірювання добротності.

На фіг.1 наведена еквівалентна схема вимірювального перетворювача для вимірювання добротності індуктивних елементів; на фіг.2 - еквівалентна схема вимірювального перетворювача для вимірювання добротності ємнісних елементів; на фіг.3 - структурна схема пристрою для вимірювання добротності реактивних елементів, в якій реалізується запропонований спосіб вимірювання; на фіг.4 - залежності $Q_L=f(\varphi)$ та $\delta_{Q_L}=f(\varphi)$ для способу-прототипу; на фіг.5 - залежності $Q_L=f(\varphi)$ та $\delta_{Q_L}=f(\varphi)$ для запропонованого способу при різних значеннях добротності зразкового реактивного елементу Q_{C_0} ; на фіг.6 - залежності $Q_L=f(\varphi)$ та $\delta_{Q_L}=f(\varphi)$ для запропонованого способу при різних значеннях відношення амплітуд A_1 ; на фіг.7 - залежності $Q_L=f(\varphi)$ та $\delta_{Q_L}=f(\varphi)$ для запропонованого способу при різних значеннях відношення активних опорів N_1 ; на фіг.8 - залежність $\delta_{Q_L}=f(Q_L)$ для способу-прототипу; на фіг.9 - залежності $\delta_{Q_L}=f(Q_L)$ для запропонованого способу при різних значеннях добротності зразкового реактивного елементу Q_{C_0} ; на фіг.10 - залежності $\delta_{Q_L}=f(Q_L)$ для запропонованого способу при різних значеннях відношення амплітуд A_1 ; на фіг.11 - залежності $\delta_{Q_L}=f(Q_L)$ для запропонованого способу при різних значеннях відношення активних опорів N_1 .

Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів полягає в тому, що в послідовному колі зі зразкового опору, зразкового реактивного елементу та досліджуваного реактивного елементу спочатку вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на послідовно з'єднаних досліджуваному реактивному елементі та зразковому опорі, а потім - вимірюють відношення цих напруг.

Як відомо, під добротністю реактивного елементу розуміють відношення реактивної енергії до активної (відповідно реактивної потужності до активної або реактивної складової повного опору до його активної складової). Крім того, відношення реактивної складової повного опору реактивного елементу до його активної складової є частиною співвідношення, яке визначає фазочастотну характеристику (ФЧХ) такого елементу або фазовий зсув вихідного сигналу відносно вхідного (для ко-

тушки індуктивності $\varphi_L(\omega) = \frac{X_L}{R_X} = \frac{\omega L_X}{R_X}$, для кон-

5

денсатора - $\varphi_C(\omega) = \frac{X_C}{R_X} = \frac{1}{\omega C_X R_X}$, де L_X та C_X -

відповідно індуктивність та ємність досліджуваного реактивного елементу, R_X - його активний опір).

В ідеальних котушках індуктивності та конденсаторах фазовий зсув між напругою та струмом дорівнює $\pm 90^\circ$. Наявність втрат в конденсаторах та обмотках котушок індуктивності призводить до відхилення фазового зсуву, що вноситься такими елементами, від значення $\pm 90^\circ$. Це відхилення і є мірою якості таких елементів.

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між цими двома параметрами - добротністю реактивного елементу та внесеним ним фазовим зсувом.

В літературі пропонується вимірювальний перетворювач, до складу якого входять зразковий резистор з опором R_1 та комплексний опір досліджуваного реактивного елементу (індуктивного $Z_L = R_X + jX_L$ або ємнісного $Z_C = R_X - jX_C$).

Проаналізувавши таку еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги на виході зразкового опору \dot{U}_1 та досліджуваного реактивного елементу \dot{U}_2 :

$$\dot{U}_1 = \frac{U_{BX} R_1}{R_1 + Z_L} = \frac{U_{BX} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{BX} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_X}\right\}}; \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = \frac{U_{BX} Z_L}{R_1 + Z_L} = \frac{U_{BX} \sqrt{R_X^2 + X_L^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X)^2 + X_L^2}} e^{j\left\{\varphi_{BX} - \arctg \frac{X_L}{R_X} - \arctg \frac{X_L}{R_1 + R_X}\right\}}, \quad (2)$$

де $U_{BX} = U_{BX} e^{j\varphi_{BX}}$ - вхідна напруга вимірювального перетворювача в комплексній формі.

Фазовий зсув між комплексними напругами U_2 та U_1 дорівнює

$$\varphi_0 = \arg\{U_2\} - \arg\{U_1\} = \arg \operatorname{tg} \frac{X_L}{R_X}. \quad (3)$$

Враховуючи, що $Q_L = \frac{X_L}{R_X}$, з останнього спів-

$$\dot{U}_3 = \frac{U_{BX} R_1}{R_1 + Z_L + Z_{C0}} = \frac{U_{BX} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{C0})^2 + (X_L - X_{C0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{BX} - \arctg \frac{X_L - X_{C0}}{R_1 + R_X + R_{C0}}\right\}}; \quad (6)$$

$$\dot{U}_4 = \frac{U_{BX} (Z_L + Z_{C0})}{R_1 + Z_L + Z_{C0}} = \frac{U_{BX} \sqrt{(R_X + R_{C0})^2 + (X_L - X_{C0})^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{C0})^2 + (X_L - X_{C0})^2}} e^{j\left\{\varphi_{BX} - \arctg \frac{X_L - X_{C0}}{R_X + R_{C0}} - \arctg \frac{X_L - X_{C0}}{R_1 + R_X + R_{C0}}\right\}}; \quad (7)$$

Для такого вимірювального перетворювача фазовий зсув між комплексними напругами U_4 та U_3 визначається як

$$\varphi_1 = \arg\{U_4\} - \arg\{U_3\} = \arg \operatorname{tg} \frac{X_L - X_{C0}}{R_X + R_{C0}}, \quad (8)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг U_4 та U_3 - співвідношенням

$$Q_L = \frac{X_L}{R_X} = \frac{A_1 R_1 \sin \varphi_1 + X_{C0}}{A_1 R_1 \cos \varphi_1 + R_{C0}} = \frac{N_1 A_1 \sin \varphi_1 + Q_{C0}}{N_1 A_1 \cos \varphi_1 - 1} \quad (10)$$

57795

6

відношення отримаємо розрахункову форму для визначення добротності індуктивного елементу у вигляді

$$Q_L = \operatorname{tg} \varphi_0. \quad (4)$$

Як видно з співвідношення (4), для вимірювання добротності індуктивного елементу необхідно визначити значення кута фазового зсуву φ_0 . При цьому середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання добротності буде визначатися співвідношенням

$$\delta_{Q_L} = \frac{1}{Q_L} \cdot \frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_0} \sigma_\varphi = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi_0} \cdot \frac{1}{\cos^2 \varphi_0} \sigma_\varphi = \frac{2\sigma_\varphi}{\sin 2\varphi_0}, \quad (5)$$

де σ_φ - середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву електронним фазометром.

За співвідношеннями (4) та (5) побудовані залежності, наведені на фіг.4 та фіг.8, аналіз яких дозволяє зробити висновок, що розглянутий спосіб непридатний для вимірювання добротності індуктивних елементів, тому що при вимірюванні великих значень добротності $Q_L > 100$ похибка вимірювання перевищує 17.5% (при $\sigma_\varphi = 0.1^\circ$). Тому необхідно розробити такі вимірювальні перетворювачі, які б дозволили значно зменшити похибку вимірювання великих значень добротності реактивних елементів при незначному ускладненні вимірювань.

В зв'язку з цим автором запропонований ще один варіант побудови вимірювального перетворювача, до складу якого входять зразковий резистор R_1 , досліджуваний індуктивний елемент з комплексним опором $Z_L = R_X + jX_L$ та зразковий ємнісний елемент з комплексним опором $Z_{C0} = R_{C0} - jX_{C0}$ (див. фіг.1).

Проаналізувавши таку еквівалентну схему вимірювального перетворювача, знайдемо комплексні напруги U_3 та U_4 на виході запропонованого вимірювального перетворювача:

$$A_1 = \frac{|U_4|}{|U_3|} = \frac{\sqrt{(R_X + R_{C0})^2 + (X_L - X_{C0})^2}}{R_1}. \quad (9)$$

Вирішивши сумісно рівняння (8) та (9), отримаємо співвідношення для визначення складових комплексної u опору котушки індуктивності, тобто $R_X = A_1 R_1 \cos \varphi_1 - R_{C0}$ та $X_L = A_1 R_1 \sin \varphi_1 + X_{C0}$. Тоді добротність індуктивного елементу буде визначатися формулою

7

57795

8

де $N_1 = \frac{R_1}{R_{Co}}$ - відношення опору зразкового резистора RJ до активного опору зразкового ємнісного елемента R_{Co} ; $Q_{Co} = \frac{X_{Co}}{R_{Co}}$ - добротність

$$\delta_{QL} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial Q_L}{\partial A_1} \sigma_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q_L}{\partial \varphi_1} \sigma_\varphi\right)^2}}{Q_L} = \frac{N_1 \sqrt{(\sin \varphi_1 + Q_{Co} \cos \varphi_1)^2 \sigma_A^2 + A_1^2 (N_1 A_1 + Q_{Co} \sin \varphi_1 - \cos \varphi_1)^2 \sigma_\varphi^2}}{(N_1 A_1 \cos \varphi_1 - 1)(N_1 A_1 \sin \varphi_1 + Q_{Co})} \quad (11)$$

де σ_A - середньоквадратичне відхилення відносно похибки вимірювання відношення амплітуд двох напруг.

За співвідношеннями (10) та (11) були побудовані залежності, наведені на фіг. 5 ÷ фіг.7 та фіг.9 ÷ фіг.11 (при $\sigma_\varphi=0.1^\circ$ та $\sigma_A=2\%$). Аналіз цих залежностей дозволяє зробити висновки, що точність вимірювання добротності індуктивного елемента збільшується при збільшенні добротності зразкового ємнісного елемента, тобто при $Q_L=100$ та $Q_{Co}=10\delta_{QL}=10.18\%$, при $Q_L=100$ та $Q_{Co}=40\delta_{QL}=4.46\%$, а при $Q_L=100$ та $Q_{Co}=100\delta_{QL}=2.42\%$ (див. фіг.5 та фіг.9). При збільшенні відношення амплітуд на реактивному елементі та зразковому опорі точність вимірювання добротності індуктивного елемента зменшується, тобто при $Q_L=100$ та $A_1=2\delta_{QL}=2.42\%$, при $Q_L=100$ та $A_1=5\delta_{QL}=3.51\%$, а при $Q_L=100$ та $A_1=10\delta_{QL}=5.83\%$ (див. фіг.6 та фіг.10). При збільшенні відношення опору зразкового резистора до активного опору зразкового ємнісного елемента точність вимірювання добротності індуктивного елемента також зменшується, тобто при

$Q_L=100$ та $N_1=5\delta_{QL}=2.42\%$, при $Q_L=100$ та $N_1=20\delta_{QL}=5.21\%$, а при

$Q_L=100$ та $N_1=100\delta_{QL}=11.64\%$ (див. фіг.7 та фіг.11). Таким чином, як показує аналіз, при про-

зразкового ємнісного елемента, а середньоквадратичне відхилення відносно похибки вимірювання добротності – співвідношенням

веденні вимірювання добротності індуктивного елемента необхідно добротність зразкового ємнісного елемента вибирати якомога більшою ($Q_{Co} \geq 100$), а відношення опору зразкового резистора до активного опору зразкового ємнісного елемента - порівняно невеликим ($N_1 \approx 5 \div 10$) для того, щоб активний опір незначно шунтував створений послідовний резонансний контур (однак вибирати значення $N_1 \geq 3$ не варто, тому що в цьому випадку значно збільшується похибка вимірювання малих значень добротності індуктивного елемента).

Для вимірювання добротності ємнісних елементів можна використовувати аналогічний вимірювальний перетворювач, до складу якого входять зразковий резистор R_1 , досліджуваний ємнісний елемент з комплексним опором $Z_C = R_X - jX_C$ та зразковий індуктивний елемент з комплексним опором $Z_{Lo} = R_{Lo} + jX_{Lo}$ (див. фіг.2).

Для такої схеми вимірювального перетворювача комплексні напруги U_5 та U_6 будуть відповідно дорівнювати:

$$\dot{U}_5 = \frac{U_{Bx} R_1}{R_1 + Z_C + Z_{Lo}} = \frac{U_{Bx} R_1}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{Lo})^2 + (X_{Lo} - X_C)^2}} e^{j\left\{\varphi_{Bx} - \arctg \frac{X_{Lo} - X_C}{R_1 + R_X + R_{Lo}}\right\}} \quad (12)$$

$$\dot{U}_6 = \frac{U_{Bx} (Z_C + Z_{Lo})}{R_1 + Z_C + Z_{Lo}} = \frac{U_{Bx} \sqrt{(R_X + R_{Lo})^2 + (X_{Lo} - X_C)^2}}{\sqrt{(R_1 + R_X + R_{Lo})^2 + (X_{Lo} - X_C)^2}} e^{j\left\{\varphi_{Bx} - \arctg \frac{X_{Lo} - X_C}{R_X + R_{Lo}} - \arctg \frac{X_{Lo} - X_C}{R_1 + R_X + R_{Lo}}\right\}} \quad (13)$$

Фазовий зсув між напругами, що визначаються співвідношеннями (12) та (13), а також відношення

$$\varphi_2 = \arg\{U_6\} - \arg\{U_5\} = \arg \operatorname{tg} \frac{X_{Lo} - X_C}{R_X + R_{Lo}} \quad (14)$$

$$A_2 = \frac{|U_6|}{|U_5|} = \frac{\sqrt{(R_X + R_{Lo})^2 + (X_{Lo} - X_C)^2}}{R_1} \quad (15)$$

З рівнянь (14) та (15) отримаємо співвідно-

їх амплітуд будуть відзначитися таким чином:

шення для визначення складових комплексною опором ємнісного елемента, тобто $R_X = A_2 R_1 \cos \varphi_2 - R_{Lo}$ та $X_C = X_{Lo} - A_2 R_1 \sin \varphi_2$. В цьому випадку добротність ємнісного елемента буде визначатися співвідношенням

$$Q_C = \frac{X_C}{R_X} = \frac{X_{L0} - A_2 R_2 \sin \varphi_2}{A_2 R_2 \cos \varphi_2 + R_{L0}} = \frac{Q_{L0} - N_2 A_2 \sin \varphi_2}{N_2 A_2 \cos \varphi_2 - 1} \quad (16)$$

де $N_2 = \frac{R_1}{R_{L0}}$ - відношення опору зразкового резистора R_1 до активного опору зразкового індуктивного елементу R_{L0} , а середньоквадратичне

$$\delta_{Q_C} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial Q_C}{\partial A_2} \sigma_A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q_C}{\partial \varphi_2} \sigma_\varphi\right)^2}}{Q_C} = \frac{N_2 \sqrt{(\sin \varphi_2 + Q_{L0} \cos \varphi_2)^2 \sigma_A^2 + A_2^2 (Q_{L0} \sin \varphi_2 - N_2 A_2 + \cos \varphi_2)^2 \sigma_\varphi^2}}{(N_2 A_2 \cos \varphi_2 - 1)(Q_{L0} - N_2 A_2 \sin \varphi_2)} \quad (17)$$

Співвідношення (10) і (16) і (11) і (17) повністю аналогічні, а їх дещо неоднаковий зовнішній вигляд пояснюється тим, що при повністю однакових умовах вимірювань $\varphi_1 = \varphi_2$.

Тому проводити аналіз похибок вимірювання добротності ємнісних елементів немає сенсу.

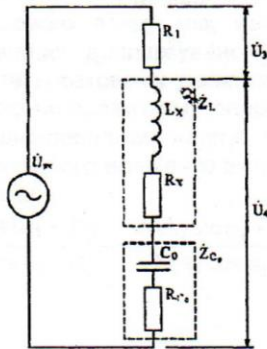
На основі розробленого вимірювального перетворювача пропонується структурна схема амплітудно-фазового куметра, наведена на фіг.3.

Амплітудно-фазовий куметр складається з генератора змінної частоти 1, вимірювального перетворювача (ВП) 2 (фіг.1 або фіг.2), цифрового фазометра 3, вимірювача відношення амплітуд 4, аналого-цифрового перетворювача (АЦП) 5 та пристрою обчислення (ПО) 6.

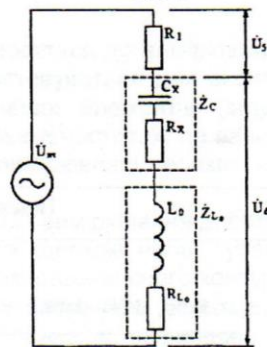
Працює вимірювач таким чином. Генератор

відхилення відносної похибки вимірювання добротності - співвідношенням

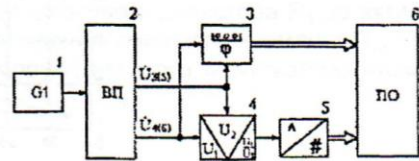
змінної частоти і виробляє гармонічний сигнал з частотою f (для визначення добротності реактивного елементу в діапазоні частот), який потрапляє на вхід вимірювального перетворювача 2. Виходи вимірювального перетворювача підключені до входів цифрового фазометра 3 та вимірювача відношення амплітуд 4. Цифровий фазометр вимірює кут фазового зсуву між напругами U_4 та U_3 (або U_6 та U_5) φ_1 (або φ_2), а вимірювач відношення амплітуд - відношення амплітуд цих напруг A_1 (або A_2). Результат вимірювання відношення амплітуд за допомогою АЦП 5 перетворюється в цифровий код та разом з результатом вимірювання кута фазового зсуву потрапляє на ПО 6, де і відбувається обчислення результату вимірювання добротності реактивного елементу за формулами (10) або (16).



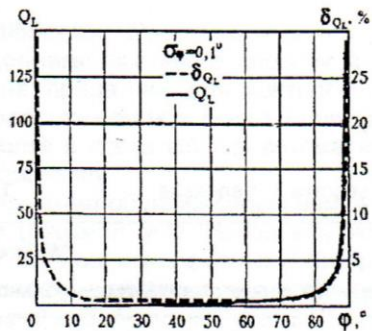
Фіг. 1



Фіг. 2



Фіг. 3



Фіг. 4

11

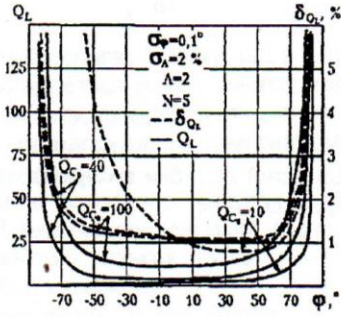


Fig. 5

57795

12

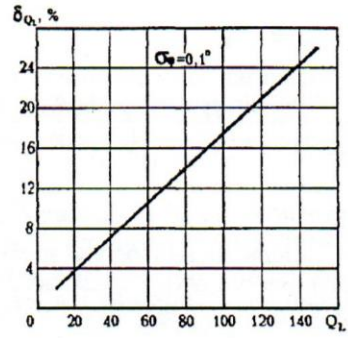


Fig. 8

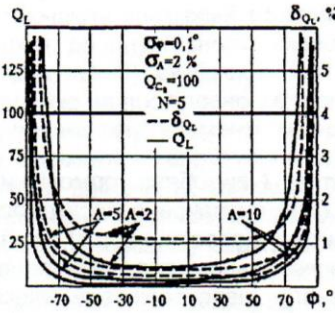


Fig. 6

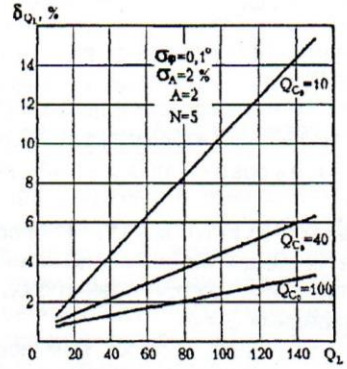


Fig. 9

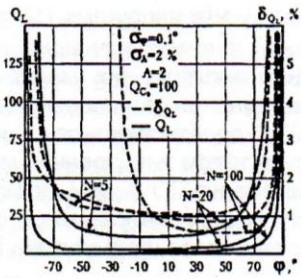


Fig. 7

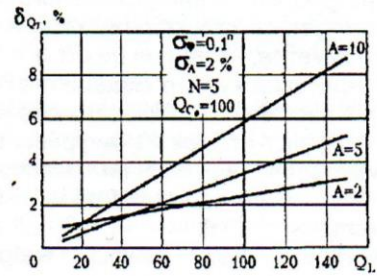


Fig. 10

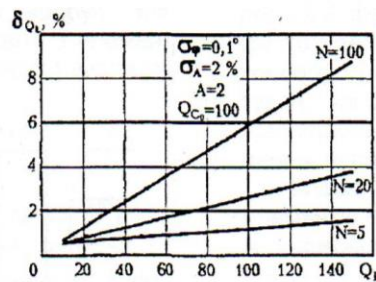


Fig. 11

Матеріали патенту на винахід №57836 “Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів”



УКРАЇНА

(11) **57836**

(19) (UA)

(51) 7 G01R25/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ПАТЕНТ на винахід

видано відповідно до Закону України
“Про охорону прав на винаходи і корисні моделі”

Голова Державного департаменту
інтелектуальної власності



М. Паладій

(21) 2000105975
(22) 23.10.2000
(24) 15.07.2003
(46) 15.07.2003. Бюл.№ 7

(72) Рудик Андрій Вікторович
(73) Вінницький державний технічний університет

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ПАРАЛЕЛЬНИХ
РЕЗОНАНСНИХ КОНТУРІВ



УКРАЇНА

(19) UA (11) 57836 (13) C2

(51) 7 G01R25/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ПАРАЛЕЛЬНИХ РЕЗОНАНСНИХ КОНТУРІВ

1

2

(21) 2000105975

(22) 23.10.2000

(24) 15.07.2003

(46) 15.07.2003, Бюл. №7, 2003 р.

(72) Рудик Андрій Вікторович

(73) ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ

(56) Рудик А.В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів. Тернопіль, 2000, стор.81

(57) Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів, який полягає в тому, що в послідовному колі з досліджуваного паралельного резонансного контуру та зразкового опору на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на цих елементах, який відрізняється тим, що на одній з двох частот додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контурі та зразковому опорі, а значення основних параметрів паралельного резонансного контуру визначають за такими формулами:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2)}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}};$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$\rho = \frac{A_1 R_0}{Q \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}};$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)};$$

$$r_K = \frac{\rho}{Q} = \frac{A_1 R_0}{Q^2 \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$\alpha = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)};$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2};$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{A_1 R_0}{\cos \varphi_1},$$

де ω_0 - резонансна частота паралельного резонансного контуру;

Q - добротність паралельного резонансного контуру;

ρ - характеристичний опір паралельного резонансного контуру;

L - індуктивність паралельного резонансного контуру;

C - ємність паралельного резонансного контуру;

r_K - опір втрат паралельного резонансного контуру;

α - коефіцієнт загасання паралельного резонансного контуру;

$2\Delta\omega$ - смуга пропускання паралельного резонансного контуру;

R_{EP} - еквівалентний резонансний опір паралельного резонансного контуру;

R_0 - опір зразкового резистора вимірювального перетворювача;

ω_1 та ω_2 - частоти вхідної напруги вимірювального перетворювача, на яких проводять вимірювання;

φ_1 та φ_2 - фазові зсуви між напругами на зразковому опорі та досліджуваному паралельному резонансному контурі на частотах ω_1 та ω_2 відповідно;

A_1 - відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контурі та зразковому опорі на частоті ω_1 .

Винахід відноситься до вимірювальної техніки та може використовуватися для визначення основних параметрів (характеристичний опір, опір

втрат, добротність, індуктивність, ємність, резонансна частота, смуга пропускання, еквівалентний

(13) C2

(11) 57836

(19) UA

резонансний опір) паралельних резонансних контурів.

Відомий спосіб вимірювання основних параметрів (добротності та резонансної частоти) паралельних резонансних контурів шляхом налаштування в резонанс паралельного резонансного контуру (резонансний метод) за електронним вольтметром, шкала якого проградуїрована в значеннях добротності (Кукуш В.Д. Електрорадиоизмерения. - М.: Радио и связь, 1985.-С.310).

Недоліками вказаного способу є те, що він не дозволяє виміряти інші параметри паралельних резонансних контурів (смуга пропускання, еквівалентний резонансний опір і т.і.) без суттєвого ускладнення процедури вимірювання, а також не дозволяє в достатній мірі автоматизувати процес вимірювання.

За прототип обраний спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів (Рудик А.В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів // Прогресивні матеріали, технології та обладнання в машино- і приладобудуванні: Тези доповідей 4-ої науково-технічної конференції. - Тернопіль. - 2000. - С.81), який полягає в тому, що в послідовному колі, яке складається зі зразкового опору та досліджуваного паралельного резонансного контуру, на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на зразковому опорі та досліджуваному паралельному резонансному контуру, а також значення цих частот, після чого за отриманими результатами вимірювань обчислюють значення резонансної частоти та добротності паралельного резонансного контуру.

Недоліком вказаного способу є вузькі функціональні можливості, які обумовлені тим, що він не дозволяє виміряти інші параметри паралельних резонансних контурів (характеристичний опір, коефіцієнт загасання і т.і.) без суттєвого ускладнення процедури вимірювання.

В основу винаходу покладена задача створення способу вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів, в якому за рахунок того, що додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контуру та зразковому опорі, забезпечується можливість обчислення інших параметрів паралельних резонансних контурів (ємність, індуктивність, характеристичний опір і т. і.), і за рахунок цього розширюються функціональні можливості вимірювальної апаратури, що реалізує запропонований спосіб вимірювання.

Поставлена задача вирішується тим, що в способі вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів, при якому в послідовному колі з досліджуваного паралельного резонансного контуру та зразкового опору на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругами на цих елементах, згідно винаходу на одній з двох частот додатково вимірюють відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контуру та зразковому опорі, при цьому значення основних параметрів паралельного резонансного контуру визначають за такими формулами:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2)}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}};$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2};$$

$$\rho = \frac{A_1 R_0}{Q \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}};$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)};$$

$$r_k = \frac{\rho}{Q} = \frac{A_1 R_0}{Q^2 \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1};$$

$$\alpha = \frac{r_k}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)};$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2};$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{A_1 R_0}{\cos \varphi_1},$$

де ω_0 - резонансна частота паралельного резонансного контуру;

Q - добротність паралельного резонансного контуру;

ρ - характеристичний опір паралельного резонансного контуру;

L - індуктивність паралельного резонансного контуру;

C - ємність паралельного резонансного контуру;

r_k - опір втрат паралельного резонансного контуру;

α - коефіцієнт загасання паралельного резонансного контуру;

$2\Delta\omega$ - смуга пропускання паралельного резонансного контуру;

R_{EP} - еквівалентний резонансний опір паралельного резонансного контуру;

R_0 - опір зразкового резистора вимірювального перетворювача;

ω_1 та ω_2 - частота входньої напруги вимірювального перетворювача, на яких проводять вимірювання;

φ_1 та φ_2 - фазові зсуви між напругами на зразковому опорі та досліджуваному паралельному резонансному контуру на частотах ω_1 та ω_2 відповідно;

A_1 - відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контуру та зразковому опорі на частоті ω_1 .

Введення операції вимірювання відношення амплітуд напруг на досліджуваному паралельному резонансному контуру та зразковому опорі призводить до забезпечення можливості обчислення інших параметрів паралельних резонансних контурів (ємність, індуктивність, характеристичний опір і т.і.), і за рахунок цього розширюються функціональні можливості вимірювальної апаратури, що реалізує запропонований спосіб вимірювання.

На фіг.1 наведена еквівалентна схема вимірювального перетворювача для вимірювання ос-

новних параметрів паралельних резонансних контурів, а на фіг.2 - структурна схема амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів паралельних резонансних контурів.

Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів полягає в тому, що в послідовному колі зі зразкового опору та досліджуваного паралельного резонансного контуру спочатку на двох частотах вимірюють значення кута фазового зсуву між напругою на зразковому опорі та напругою на досліджуваному паралельному резонансному контурі, а потім - на одній з цих частот вимірюють відношення амплітуд цих напруг.

Одним з основних параметрів будь-якого резонансного контуру є його добротність, яка в свою чергу зв'язана зі смугою пропускання, характеристичним опором, опором втрат, еквівалентним резонансним опором і т.і. Як відомо, під добротністю резонансного контуру розуміють відношення характеристичного опору ρ до опору втрат r_k , тобто $Q = \rho / r_k$.

Для реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів паралельних резонанс-

них контурів необхідно забезпечити вимірювання фазового зсуву між двома електричними напругами - на деякому зразковому елементі та власне паралельному резонансному контурі, а також вимірювання відношення амплітуд цих напруг.

Проаналізуємо наявність взаємозв'язку між основними параметрами паралельних резонансних контурів та фазовим зсувом і відношенням амплітуд напруг на зразковому елементі та паралельному резонансному контурі.

Для вирішення поставленої задачі при вимірюванні основних параметрів паралельних резонансних контурів пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (фіг.1), до складу якого входять зразковий резистор R_0 та власне паралельний резонансний контур, де L , C та $r_k = r_k + r_c$ - відповідно індуктивність, ємність та активний опір паралельного резонансного контуру. Проаналізувавши еквівалентну схему вимірювального перетворювача (фіг.1), знайдемо комплексні напруги U_1 та U_2 на виході вимірювального перетворювача:

$$U_1 = \frac{U_{BX} R_0}{R_0 + Z_k} = \frac{U_{BX} R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \times \left\{ \begin{array}{l} j \varphi_{BX} + \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 \rho Q} \\ \text{xe} \end{array} \right\}; \quad (1)$$

$$U_2 = \frac{U_{BX} Z_k}{R_0 Z_k} = \frac{U_{BX} \rho Q}{\sqrt{(R_0 + \rho Q)^2 + R_0^2 Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \text{xe} \left\{ \begin{array}{l} j \varphi_{BX} + \arctg \frac{R_0 Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R_0 \rho Q} \\ \text{xe} \end{array} \right\} \quad (2)$$

де $Z_k = \frac{\rho Q}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$ - комплексний опір паралельного резонансного контуру;

$U_{BX} = U_{BX} e^{j\varphi_{BX}}$ - вхідна напруга вимірювального перетворювача в комплексній формі.

Фазовий зсув між комплексними напругами U_1 та U_2 дорівнює

$$\varphi = \arg(U_1) - \arg(U_2) = \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \arctg Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega}, \quad (3)$$

а відношення амплітуд комплексних напруг визначається співвідношенням

$$A = \frac{|U_2|}{|U_1|} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}. \quad (4)$$

З співвідношення (3) виходить, що для знаходження добротності вимірювання необхідно про-

водити на двох частотах, при цьому частоти ω_1 та ω_2 повинні знаходитись поблизу резонансної частоти ω_0 для забезпечення виконання умови -

$$70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ. \quad \text{Тоді } \tg \varphi_1 = Q \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1 \omega_0} \text{ та}$$

$$\tg \varphi_2 = Q \frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_2 \omega_0}, \quad \text{де } \varphi_1 \text{ та } \varphi_2 - \text{відповідно результати вимірювання фазового зсуву між комплексними напругами } U_1 \text{ та } U_2 \text{ на частотах } \omega_1 \text{ та } \omega_2.$$

Вирішивши сумісно два останні рівняння, отримаємо:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \tg \varphi_1 - \omega_1 \tg \varphi_2)}{\omega_1 \tg \varphi_1 - \omega_2 \tg \varphi_2}}; \quad (5)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \tg \varphi_1 - \omega_1 \tg \varphi_2) (\omega_1 \tg \varphi_1 - \omega_2 \tg \varphi_2)}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}. \quad (6)$$

Таким чином, для знаходження резонансної частоти ω_0 та добротності Q паралельного резонансного контуру необхідно виміряти значення частот ω_1 та ω_2 , що знаходяться поблизу резонансної частоти ω_0 , а також значення фазового зсуву між напругами U_1 та U_2 на цих частотах.

Для того, щоб виміряти такі параметри пара-

$$A_1 = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0} \right)^2}} = \frac{\rho Q}{R_0 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1}} = \frac{\rho Q}{R_0 \sec \varphi_1} = \frac{\rho Q \cos \varphi_1}{R_0} \quad (7)$$

Використовуючи останнє співвідношення, знайдемо характеристичний опір ρ , індуктивність L , ємність C , активний опір r_k , коефіцієнт загасання

$$\rho = \frac{A_1 R_0}{Q \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{Q \cos \varphi_1 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}}; \quad (8)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}; \quad (9) \quad C = \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (10)$$

$$r_k = \frac{\rho}{Q} = \frac{A_1 R_0}{Q^2 \cos \varphi_1} = \frac{A_1 R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos \varphi_1}; \quad (11)$$

$$\alpha = \frac{r_k}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)}; \quad (12) \quad R_{EP} = \rho Q = \frac{A_1 R_0}{\cos \varphi_1} \quad (14)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2}; \quad (13)$$

Таким чином, знайти основні параметри паралельного резонансного контуру можна, вимірявши фазові зсуви φ_1 та φ_2 між комплексними напругами U_1 та U_2 на частотах ω_1 та ω_2 та значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не повинні бути більшими 70°), а також відношення амплітуд комплексних напруг на частоті, наприклад, ω_1 , тобто A_1 .

Аналізуючи співвідношення, за якими визначаються основні параметри паралельних резонансних контурів за допомогою еквівалентної схеми вимірювального перетворювача (фіг.1), можна зробити висновок, що точність таких вимірювань залежить від чотирьох факторів: точності зразкового резистора (прецизійного еталонного активного опору) R_0 , точності задавання або вимірювання циклічної частоти генератора вхідного сигналу, точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача, а також точності вимірювання відношення амплітуд вихідних сигналів вимірювального перетворювача.

На сучасній прецизійній елементній базі забезпечення необхідної точності опору R_0 є можливим, тому що існують прецизійні резистори, точність яких складає 0.01% та вище. Тому деяка неточність прецизійного еталонного активного

опору R_0 фактично не призводить до виникнення помилки при вимірюванні основних параметрів паралельних резонансних контурів.

Інший параметр, який впливає на точність вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів - циклічна частота ω вхідної напруги вимірювального перетворювача. Враховуючи, що $\omega = 2\pi f$, частоту f можна виміряти, перетворивши її у часовий інтервал, вимірювання якого здійснюється з досить високою точністю (для сучасних частотомірів відносна похибка вимірювання не перевищує 0.005%). Отже, точність в даному випадку теж забезпечується.

Основною проблемою, з точки зору забезпечення точності вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів, є забезпечення точності вимірювання фазового зсуву між вихідними сигналами вимірювального перетворювача та відношення амплітуд цих сигналів.

Проаналізуємо точність вимірювання резонансної частоти та смуги пропускання за співвідношеннями (5) та (13). Для цих випадків середньоквадратичні відносні похибки вимірювання визначаються такими співвідношеннями:

а, смугу пропускання $2\Delta\omega$ та еквівалентний резонансний опір R_{EP} паралельного резонансного контуру:

$$\delta_{\omega_0} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_1} \sigma_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{\partial \omega_0}{\partial \varphi_2} \sigma_{\varphi}\right)^2}}{\omega_0} = \quad (15)$$

$$= \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2) \sqrt{\sin^2 2\varphi_1 + \sin^2 2\varphi_2}}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2)(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_{\varphi};$$

$$\delta_{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\partial 2\Delta\omega}{\partial \varphi_1} \sigma_{\varphi}\right)^2 + \left(\frac{\partial 2\Delta\omega}{\partial \varphi_2} \sigma_{\varphi}\right)^2}}{2\Delta\omega} = \frac{\sqrt{\omega_1^2 \cos^4 \varphi_2 + \omega_2^2 \cos^4 \varphi_1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_1 - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_2) \cos^2 \varphi_1 \cos^2 \varphi_2} \sigma_{\varphi}; \quad (16)$$

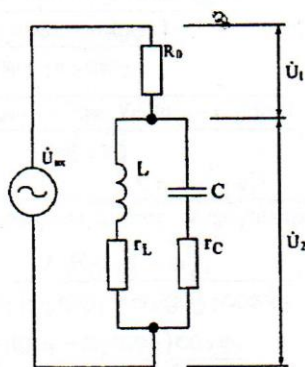
де σ_{φ} - середньоквадратичне відхилення відносної похибки вимірювання кута фазового зсуву електронним фазометром.

На основі розробленого вимірювального перетворювача для вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів пропонується структурна схема амплітудно-фазового вимірювача основних параметрів паралельних резонансних контурів, наведена на фіг.2.

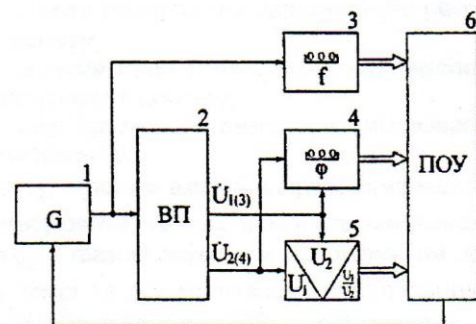
Амплітудно-фазовий вимірювач параметрів резонансних контурів складається з генератора змінної частоти 1, вимірювального перетворювача (ВП) 2 (фіг.1), цифрового частотоміра 3, цифрового фазометра 4, цифрового вимірювача відношення амплітуд 5 і пристрою обчислення та управління (ПОУ) 6.

Працює вимірювач таким чином. Генератор змінної частоти 1 виробляє гармонічний сигнал з частотою f_1 (для забезпечення виконання умови $-70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ$), який потрапляє на вхід вимірювального перетворювача 2. Виходи вимірювального перетворювача підключені до входів цифрового фазометра 4 та цифрового вимірювача відношен-

ня амплітуд 5, а вихід генератора змінної частоти підключений до входу цифрового частотоміра 3. Цифровий частотомір вимірює частоту f_1 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1, цифровий фазометр - кут фазового зсуву φ_1 , між напругами U_1 та U_2 , а цифровий вимірювач відношення амплітуд - відношення амплітуд цих напруг. Після цього відбувається переналаштування генератора змінної частоти 1 (за сигналом від ПОУ 6) і на частоті f_2 цифровий фазометр 4 вимірює кут фазового зсуву φ_2 між напругами U_1 та U_2 , а цифровий частотомір 3 - частоту f_2 гармонічного сигналу генератора змінної частоти 1. Результат вимірювання відношення амплітуд разом з результатами вимірювання частоти та кута фазового зсуву потрапляють на ПОУ 6, де і відбувається обчислення результатів вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів за співвідношеннями (5), (6) та (8) - (14). У випадку невиконання умови $-70^\circ \leq \varphi_{1(2)} \leq 70^\circ$ ПОУ 6 переналаштовує генератор змінної частоти 1 для забезпечення її виконання.



Фіг. 1



Фіг. 2

Додаток Ж

Таблиця Ж.1

Співвідношення між спектральною густиною шуму та варіацією Алана

Тип похибки в термінах $S_{\omega}(f) / \sigma_A^2(\tau)$	Спектральна густина шуму $S_{\omega}(f)$	Варіація Алана $\sigma_A^2(\tau)$	Коефіцієнт поліному $p_A^2(\tau)$	Нахил залежності $\sigma_A(\tau)$
1 Білий шум вихідного сигналу / шум квантування	$(2\pi f)^2 Q^2 \tau_0$ при $f < 1/2\tau_0$	$Q^2 \frac{3}{\tau^2}$	Q – похибка квантування вихідного сигналу	-1
2 Білий шум зміни вихідного сигналу / випадкове блукання вихідного сигналу	N^2	$N^2 \frac{1}{\tau}$	N – коефіцієнт випадкового блукання вихідного сигналу	-0.5
3 Флікер-шум вихідного сигналу / нестабільність зміщення нуля	$\begin{cases} \frac{B^2}{2\pi f}, f \leq f_0; \\ 0, f > f_0 \end{cases}$	$\frac{2B^2}{\pi} \left[\ln 2 - \frac{\sin^3 \tau}{2\tau^2} (\sin \tau + 4\tau \cos \tau) \right] \approx \frac{2B^2}{\pi} \ln 2$	B – коефіцієнт нестабільності зміщення нуля вихідного сигналу	0
4 Білий шум зміни швидкості зміни вихідного сигналу / випадкове блукання зміни вихідного сигналу	$\left(\frac{K}{2\pi f} \right)^2$	$K^2 \frac{\tau}{3}$	K – коефіцієнт випадкового блукання швидкості зміни вихідного сигналу	+0.5
5 Шум уходу вихідного сигналу / тренд вихідного сигналу	$\frac{R^2}{(2\pi f)^3}$	$R^2 \frac{\tau^2}{2}$	R – коефіцієнт випадкового уходу вихідного сигналу	+1

Додаток 3

Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів високочастотних і високодобротних мікромеханічних сенсорів

3.1. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів високочастотних мікромеханічних сенсорів

При визначенні еквівалентних параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів їх власна резонансна частота може бути високою, що потребує наявності широкодіапазонного генератора електричних коливань. Тому в даному випадку при реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання пропонується штучно зменшувати власну резонансну частоту сенсора – для еквівалентної схеми сенсора, заданої паралельним резонансним контуром, підключенням паралельно до контуру зразкового ємнісного елемента, а для еквівалентної схеми сенсора, заданої послідовним резонансним контуром, – підключенням послідовно до контуру зразкового індуктивного елемента. При цьому параметри зразкових елементів вважаємо відомими.

В даному випадку в роботі [23] пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 3.1), до складу якого входять зразковий резистор R_0 , резонансний контур, де L , C та $r_K = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність і активний опір контуру, а також зразкові конденсатор з ємністю C_0 і активним опором r_{C_0} та котушка індуктивності з індуктивністю L_0 і активним опором r_{L_0} .

Для спрощення аналізу введемо позначення (рис. 3.1, б), характерні для зведення двох паралельно включених ємностей до однієї еквівалентної [27]:

$$C_{екв} = C + C_0; \quad r_{C_{екв}} = \frac{r_C C + r_{C_0} C_0}{C + C_0}. \quad (3.1)$$

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 3.1, б) [27] знаходимо напруги \dot{U}_1 і \dot{U}_2 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.5) і (4.6), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\dot{Z}_{K1екв} = \frac{\rho_{екв} Q_{екв}}{1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_{0екв}} - \frac{\omega_{0екв}}{\omega} \right)}$$
 – комплексний опір паралельного резонансного контуру;

$$\omega_{0екв} = \frac{1}{\sqrt{LC_{екв}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + C_0/C}} = \omega_0 \sqrt{\frac{C}{C + C_0}} < \omega_0$$
 – еквівалентна резонансна частота паралельного резонансного контуру;

$$Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{r_{екв}}$$
 – еквівалентна добротність резонансного контуру;

$$\rho_{екв} = \omega_{0екв} L = \frac{1}{\omega_{0екв} (C + C_0)} =$$

$$= \sqrt{\frac{L}{C + C_0}}$$
 – еквівалентний характеристичний опір резонансного контуру;

$$r_{екв} = r_L + r_{C_{екв}}$$
 – еквівалентний опір втрат паралельного резонансного контуру;

$$\dot{U}_{вх} = U_{вх} e^{i\phi_{вх}}$$
 – вхідна напруга вимірювального перетворювача.

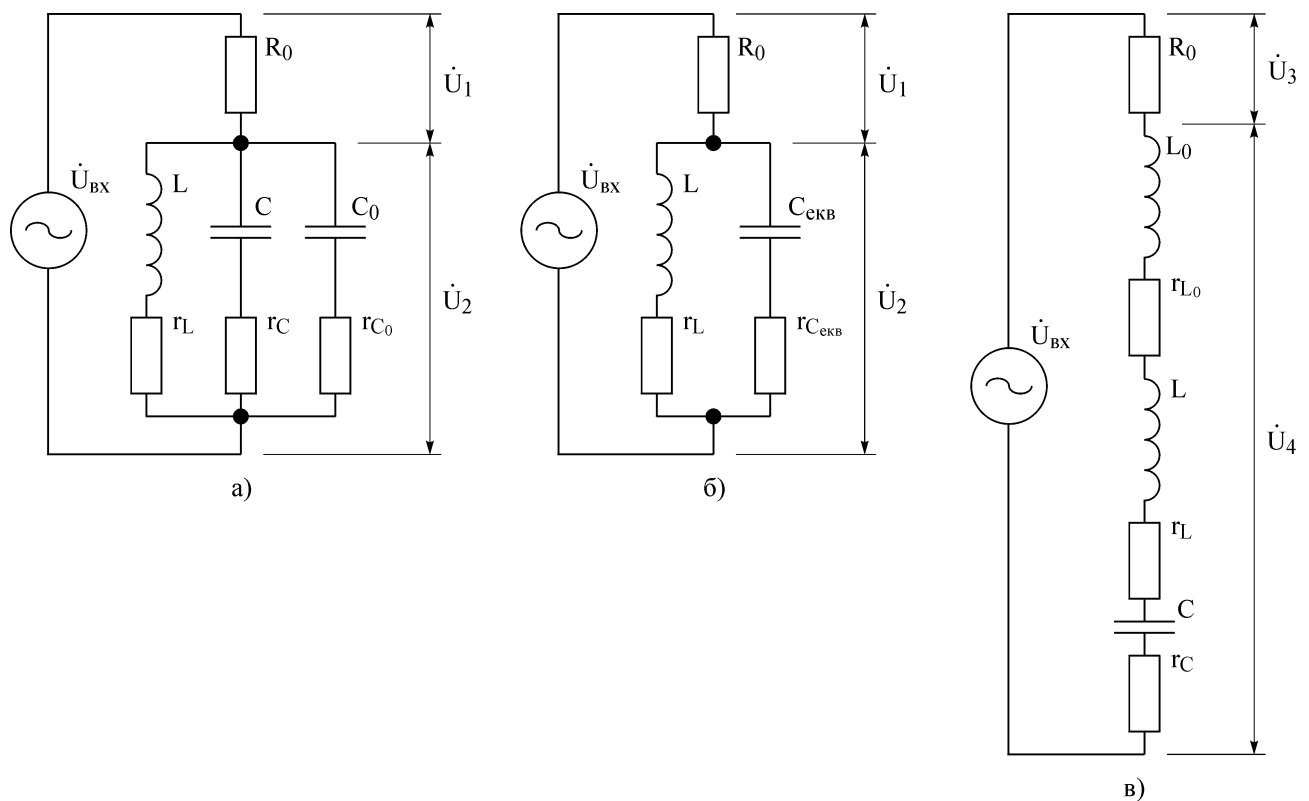


Рис. 3.1. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а, б) та послідовного (в) резонансних контурів

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплі-

літуд визначаються співвідношеннями (4.7) та (4.8), а значення еквівалентних резонансної частоти і добротності – співвідношеннями (4.9) та (4.10).

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{1.1}$ та $\varphi_{1.2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не мають бути більшими 70°), а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1.1}$:

$$L = \frac{\rho_{екв}}{\omega_{0екв}} = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}; \quad (3.2)$$

$$C = \frac{1}{\omega_{0екв}\rho_{екв}} - C_0 = \frac{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} - C_0; \quad (3.3)$$

$$r_K = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}; \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \omega_{0екв} \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} = \sqrt{\frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0C_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}}; \quad (3.5)$$

$$\rho = \frac{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\sqrt{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1} - A_{1.1}R_0C_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)]}}; \quad (3.6)$$

$$Q = \frac{\rho}{r_K} = \frac{\omega_0 L}{r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}} = \frac{\omega_0 L(C + C_0)}{r_{Kекв}(C + C_0) + C_0(r_C - r_{C_0})}; \quad (3.7)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{2A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \left(r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0} \right); \quad (3.8)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \frac{\omega_1\omega_2(\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})\cos \varphi_{1.1}}{A_{1.1}R_0(\omega_1^2 - \omega_2^2)} \left(r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0} \right); \quad (3.9)$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{\rho^2}{r_K} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_{Kекв} + \frac{C_0(r_C - r_{C_0})}{C + C_0}} = \frac{\omega_0^2 L^2 (C + C_0)}{r_{Kекв}(C + C_0) + C_0(r_C - r_{C_0})}. \quad (3.10)$$

Якщо параметри високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора задані еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, то пропонується викори-

стовувати вимірювальний перетворювач (рис. 3.1, в), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 , власне послідовний резонансний контур, а також зразкова котушка індуктивності з індуктивністю L_0 і активним опором втрат r_{L_0} . Для спрощення аналізу введемо позначення (рис. 3.1, в), які характерні для зведення двох індуктивностей з втратами, включеними послідовно, до однієї еквівалентної індуктивності з втратами:

$$L_{екв} = L + L_0; \quad r_{L_{екв}} = r_L + r_{L_0}. \quad (3.11)$$

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 3.1, в) знаходимо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.19) і (4.20), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\dot{Z}_{K2_{екв}} = r_{K_{екв}} \left[1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_{0_{екв}}} - \frac{\omega_{0_{екв}}}{\omega} \right) \right] - \text{еквівалентний комплексний опір послі-}$$

довного резонансного контуру; $\rho_{екв} = \omega_{0_{екв}} (L + L_0) = \frac{1}{\omega_{0_{екв}} C} = \sqrt{\frac{L + L_0}{C}}$ – еквіва-

лентний характеристичний опір резонансного контуру; $Q_{екв} = \frac{\rho_{екв}}{r_{екв}}$ – еквівалентна

добротність резонансного контуру; $r_{екв} = r_{L_{екв}} + r_C = r_L + r_{L_0} + r_C$ – еквівалентний

опір втрат послідовного резонансного контуру; $\omega_{0_{екв}} = \frac{1}{\sqrt{L_{екв} C}} = \frac{1}{\sqrt{(L + L_0) C}} =$

$$= \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{L_0}{L}}} = \omega_0 \sqrt{\frac{L}{L + L_0}} < \omega_0 - \text{еквівалентна резонансна частота контуру.}$$

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплітуд визначаються співвідношеннями (4.7) та (4.8), а значення еквівалентних резонансної частоти і добротності – співвідношеннями (4.9) і (4.10).

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{2.1}$ та $\varphi_{2.2}$ між комплексними напругами \dot{U}_3 і \dot{U}_4 на час-

татах ω_1 та ω_2 і значення цих частот, а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{2,1}$:

$$r_K = R_{EP} = r_{K_{екв}} - r_{L_0} = A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}; \quad (3.12)$$

$$C = \frac{1}{\omega_{0_{екв}} \rho_{екв}} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{A_{2,1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}; \quad (3.13)$$

$$L = \frac{1}{\omega_{0_{екв}}^2 C} - L_0 = \frac{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2} - L_0; \quad (3.14)$$

$$\omega_0 = \omega_{0_{екв}} \sqrt{1 + \frac{L_0}{L}} = \sqrt{\frac{A_{2,1} R_0 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}}; \quad (3.15)$$

$$\rho = \frac{A_{2,1} R_0 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} \left[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - \frac{L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0} \right]}}{\omega_1^2 - \omega_2^2}; \quad (3.16)$$

$$Q = \frac{A_{2,1} R_0 \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} \left[(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - \frac{L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0} \right]}}{(A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (3.17)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}}{2 \left(\frac{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1}}{\omega_1^2 - \omega_2^2} - L_0 \right)} =$$

$$= \frac{0.5 (A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (3.18)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{r_K}{L} = 2\alpha = \frac{0.5 (A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - r_{L_0}) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{A_{2,1} R_0 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) \cos \varphi_{2,1} - L_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}. \quad (3.19)$$

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високочастотних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (рис. 3.1, а, б) і послідовного (рис. 3.1, в) резонансних контурів, отримано співвідношення (4.32)÷(4.40) та (4.42)÷(4.49), за якими можна розрахувати основні параметри еквівалентних схем таких сенсорів [37].

3.2. Реалізація амплітудно-фазового методу для вимірювання параметрів високодобротних мікромеханічних сенсорів

В даному пункті розглядається вимірювання параметрів еквівалентної схеми мікромеханічних сенсорів з малими активними втратами та вузькою смугою пропускання, що потребує проведення дуже точних вимірювань. Тому при реалізації амплітудно-фазового методу вимірювання параметрів високодобротних мікромеханічних сенсорів, заданих еквівалентною схемою резонансного контуру, пропонується штучно зменшувати добротність контуру – для паралельного резонансного контуру підключенням паралельно до контуру зразкового резистора [24], а для послідовного резонансного контуру – підключенням зразкового резистора послідовно до контуру. При цьому опір зразкового резистора відомий.

В даному випадку в роботі [36] пропонується використовувати вимірювальний перетворювач (рис. 3.2), до складу якого входять зразковий резистор R_0 , резонансний контур, де L , C та $r_K = r_L + r_C$ – відповідно індуктивність, ємність і активний опір контуру, а також зразковий резистор R_1 . При цьому якщо внести зразковий резистор R_1 до паралельного резонансного контуру, отримаємо еквівалентну схему вимірювального перетворювача, наведену на рис. 3.2, б.

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 3.2, б) знаходимо напруги \dot{U}_1 та \dot{U}_2 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.5) та (4.6), однак відрізняються тим, що в них введено наступні позначення:

$$\dot{Z}_{K1екв} = \frac{\rho Q_{екв}}{1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} - \text{комплексний опір паралельного резонансного кон-}$$

туру; $r_{екв} = r_L + r_C + r_{BH} = r_K + r_{BH} = r_K + \rho^2 / R_1$ – еквівалентний опір втрат паралельного резонансного контуру; $Q_{екв} = \rho / r_{екв}$ – еквівалентна добротність контуру.

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_1 та \dot{U}_2 і відношення їх амплітуд визначаються співвідношеннями (4.7) та (4.8), а значення резонансної частоти і еквівалентної добротності – співвідношеннями (4.9) та (4.10).

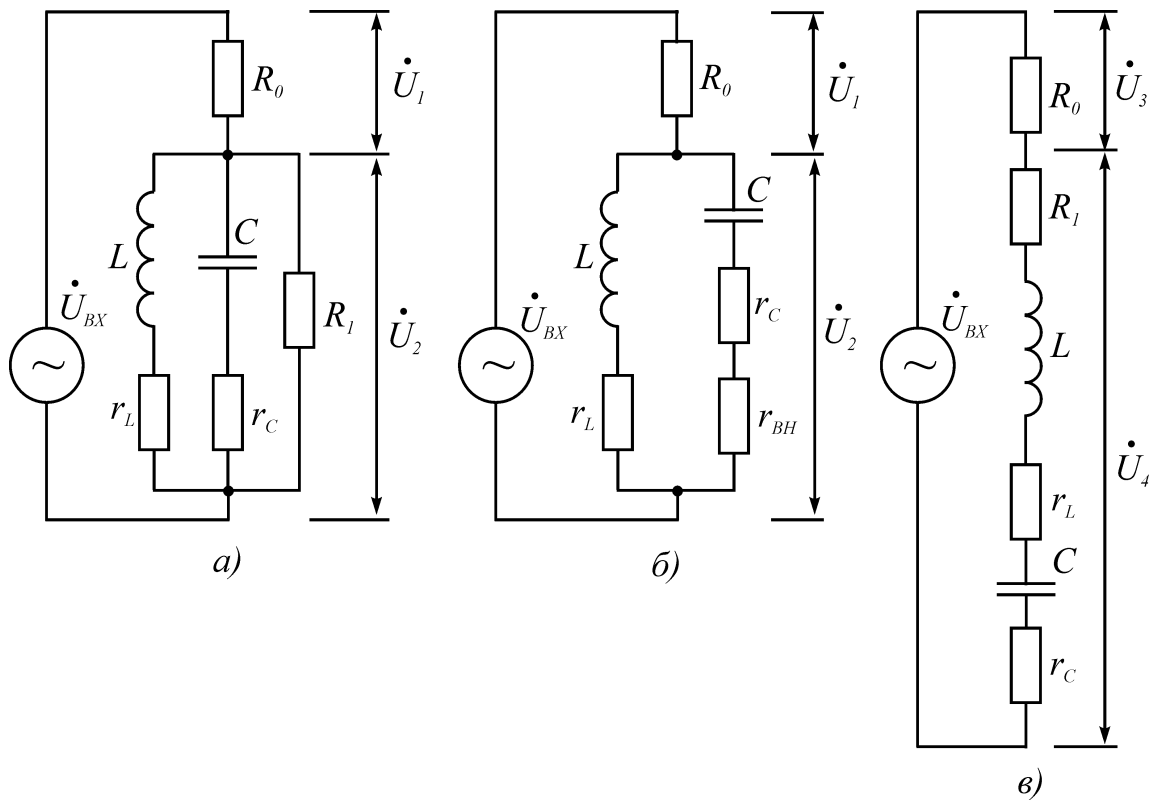


Рис. 3.2. Еквівалентні схеми вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високодобротних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (а, б) та послідовного (в) резонансних контурів

Для знаходження параметрів високодобротного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою паралельного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{1,1}$ та $\varphi_{1,2}$ між комплексними напругами \dot{U}_1 і \dot{U}_2 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот (при цьому значення фазових зсувів на цих частотах за модулем не мають бути більшими 70°), а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{1,1}$ (при цьому характеристичний опір ρ , індуктивність L та ємність C визначаються за співвідношеннями (4.12)÷(4.14)) [37]:

$$r_{екв} = \frac{A_{1,1} R_0}{Q_{екв}^2 \cos \varphi_{1,1}} = \frac{A_{1,1} R_0 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1,2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1,2}) \cos \varphi_{1,1}}; \quad (3.20)$$

$$r_{BH} = \frac{\rho^2}{R_1} = \frac{A_{1,1}^2 R_0^2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)^2}{R_1 \omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1,2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1,2}) \cos^2 \varphi_{1,1}}; \quad (3.21)$$

$$r_K = r_{екв} - r_{BH} = \frac{r_{екв} (R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1} R_0)}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} = r_{екв} \left(1 - \frac{A_{1.1} R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right); \quad (3.22)$$

$$Q = \frac{\rho}{r_K} = \frac{R_1 \cos \varphi_{1.1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}}{(R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1} R_0) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (3.23)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \frac{(R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1} R_0) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{2R_1 (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}) \cos \varphi_{1.1}} =$$

$$= \left(1 - \frac{A_{1.1} R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2})}; \quad (3.24)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = 2\alpha = \left(1 - \frac{A_{1.1} R_0}{R_1 \cos \varphi_{1.1}} \right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{1.1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{1.2}}; \quad (3.25)$$

$$R_{EP} = \rho Q = \frac{\rho^2}{r_K} = \frac{A_{1.1} R_0 R_1}{R_1 \cos \varphi_{1.1} - A_{1.1} R_0}. \quad (3.26)$$

Якщо параметри високодобротного ємнісного MEMC-сенсора задані еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, то пропонується використувати вимірювальний перетворювач (рис. 3.2, в), до складу якого, як і в попередньому випадку, входять зразковий резистор R_0 , власне послідовний резонансний контур, а також зразковий резистор R_1 , включений послідовно з резонансним контуром.

За еквівалентною схемою вимірювального перетворювача (рис. 3.2, в) знаходимо напруги \dot{U}_3 та \dot{U}_4 , які за формою повністю збігаються з співвідношеннями (4.19) та (4.20), однак відрізняються тим, що в них введено такі позначення:

$$\dot{Z}_{K2екв} = r_{екв} \left[1 + i Q_{екв} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] - \text{еквівалентний комплексний опір послідовного}$$

резонансного контуру; $Q_{екв} = \frac{\rho}{r_{екв}} = \frac{\omega_0 L}{r_{екв}}$ – еквівалентна добротність резонансного контуру; $r_{екв} = r_L + r_C + R_1 = r_K + R_1$ – еквівалентний опір втрат контуру.

Фазовий зсув між комплексними напругами \dot{U}_3 та \dot{U}_4 і відношення їх амплітуд визначаються співвідношеннями (4.7) та (4.8), а значення резонансної час-

тоти і еквівалентної добротності – співвідношеннями (4.9) та (4.10).

Для знаходження параметрів високочастотного ємнісного МЕМС-сенсора, заданого еквівалентною схемою послідовного резонансного контуру, необхідно виміряти фазові зсуви $\varphi_{2,1}$ та $\varphi_{2,2}$ між комплексними напругами \dot{U}_3 і \dot{U}_4 на частотах ω_1 та ω_2 і значення цих частот, а також відношення амплітуд комплексних напруг на одній з цих частот, наприклад, ω_1 , тобто $A_{2,1}$ (при цьому характеристичний опір ρ , індуктивність L та ємність C визначаються за співвідношеннями (4.25), (4.27) та (4.28)):

$$R_{EP} = r_K = A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - R_1; \quad (3.27)$$

$$Q = \frac{Q_{екв} r_{екв}}{r_K} = \frac{Q_{екв}}{1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}}} = \frac{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} \sqrt{\omega_1 \omega_2 (\omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}) (\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2})}}{(A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1} - R_1) (\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (3.28)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{r_K}{2L} = \left(1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}}\right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2(\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2})}; \quad (3.29)$$

$$2\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{r_K}{L} = 2\alpha = \left(1 - \frac{R_1}{A_{2,1} R_0 \cos \varphi_{2,1}}\right) \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1 \operatorname{tg} \varphi_{2,1} - \omega_2 \operatorname{tg} \varphi_{2,2}}. \quad (3.30)$$

Порівнявши співвідношення (3.24) і (3.25) та (3.29) і (3.30), можна зробити висновок, що коефіцієнт затухання і смуга пропускання для вимірювальних перетворювачів рис. 3.2 визначаються однаково. Це пояснюється тим, що послідовні та паралельні резонансні контури описуються однаковими ФЧХ.

Таким чином, в результаті проведеного аналізу еквівалентних схем вимірювальних перетворювачів для вимірювання параметрів високодобротних ємнісних МЕМС-сенсорів, заданих еквівалентними схемами паралельного (рис. 3.2, а, б) і послідовного (рис. 3.2, в) резонансних контурів, отримано співвідношення (3.20)÷(3.26) та (3.27)÷(3.30), за якими можна розрахувати основні параметри еквівалентних схем таких сенсорів [37].

Додаток К

Аналіз нестабільності вихідного сигналу СФ та впливу фільтрації на стабільність частоти вихідного сигналу фільтра

К.1. Аналіз нестабільності вихідного сигналу смугового фільтра

Оцінимо нестабільність вихідного сигналу СФ, на вхід якого подається сигнал, амплітуда якого змінюється за законом вимірюваної величини (амплітудно-модульований сигнал). Якщо до моменту $t = 0$ вхідний струм СФ є гармонічним $I_{вх}(t) = I_{m.вх} \sin \omega t$, то в усталеному режимі при $Q \gg 1$ і малій абсолютній розстройці $|\Delta\omega| = |\omega_0 - \omega| \ll \omega_0$ вихідна напруга СФ $U_{вух}(t) = \frac{U_{m.вух}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \sin(\omega t + \arctg \xi)$,

де $\xi = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$ – узагальнена розстройка.

Якщо в момент $t = 0$ амплітуда вхідного струму стрибком змінюється на величину $\Delta I_{m.вх}$, то при цьому вихідна напруга отримує приріст $\Delta U_{вух}(t)$, а при $t > 0$ вихідна напруга СФ запишеться у вигляді [19]

$$U_{вух}(t) = \frac{U_{m.вух}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \sqrt{(1 + m)^2 + m^2 e^{-2\alpha t} - 2m(1 + m)e^{-\alpha t} \cos \Delta\omega t} \times \sin \left(\omega t + \arctg \xi - \arctg \frac{m e^{-\alpha t} \sin \Delta\omega t}{1 + m - m e^{-\alpha t} \cos \Delta\omega t} \right), \quad (К.1)$$

де $m = \frac{\Delta U_{m.вух}}{U_{m.вух}} = \frac{\Delta I_{m.вх}}{I_{m.вх}}$ – коефіцієнт (глибина) модуляції вхідного струму.

Відносна амплітудна та абсолютна фазова похибки відповідно дорівнюють:

$$\varepsilon_U = 1 - \sqrt{1 + \frac{m^2 e^{-2\alpha t}}{(1 + m)^2} - \frac{2m e^{-\alpha t}}{1 + m} \cos \Delta\omega t}; \quad (К.2)$$

$$\Delta\varphi = \psi - \arctg \xi = -\arctg \frac{m e^{-\alpha t} \sin \Delta\omega t}{1 + m - m e^{-\alpha t} \cos \Delta\omega t}. \quad (К.3)$$

При малій глибині модуляції ($m \ll 1$) (К.2) і (К.3) запишуться так [19]:

$$\varepsilon_U \approx m \left(e^{-\alpha t} \cos \Delta\omega t - \frac{m}{2} e^{-2\alpha t} \right); \quad \Delta\varphi \approx -m e^{-\alpha t} \sin \Delta\omega t. \quad (К.4)$$

Тому при стрибкоподібній зміні амплітуди вхідного струму вихідна напруга СФ буде модульованою як по фазі, так і по амплітуді, при цьому закон модуляції є затухаючою гармонічною функцією. При точному настроюванні ($\Delta\omega = 0$) паразитна фазова модуляція не виникає, а паразитна амплітудна модуляція відбувається за законом затухаючої експоненти. Максимальної величини фазовий зсув, що вноситься через наявність стрибка амплітуди, досягає при

$$t = \frac{1}{\Delta\omega} \operatorname{arctg} \frac{\Delta\omega}{\alpha} = \frac{1}{\alpha\xi} \operatorname{arctg} \xi. \quad \text{При } \Delta\omega \ll \alpha = \frac{\omega_0}{2Q} \text{ максимум досягається при}$$

$$t \approx \frac{1}{\alpha} = \frac{2Q}{\omega_0} \text{ і дорівнює } \Delta\varphi_{\max} = \frac{2m\Delta\omega Q}{\omega_0 e} = \frac{m\Delta\omega}{\alpha e}.$$

При амплітудній модуляції вхідного сигналу за довільним законом виникає фазова модуляція вихідного сигналу СФ. Амплітудне значення фазової девіації при амплітудній модуляції вхідного сигналу за гармонічним законом $m(t) = m_0 \sin \Omega t$ має резонансний характер і визначається як

$$\Delta\varphi_m = \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{\sqrt{[(\Delta\omega)^2 - \Omega^2]^2 + \alpha^2 [\alpha^2 + 2(\Delta\omega)^2 + 2\Omega^2]}}$$

Значення $\Delta\varphi_m$ досягає максимуму при $\Omega_m = \sqrt{\alpha^2 + (\Delta\omega)^2}$, який дорівнює

$$(\Delta\varphi_m)_{\max} = \frac{m_0 \Delta\omega}{2\alpha} = m_0 Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (\text{К.5})$$

При високій частоті модуляції ($\Omega \gg \Delta\omega$) $\Delta\varphi_m \approx \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{\Omega^2 + \alpha^2}$, а при низькій частоті модуляції ($\Omega \ll \Delta\omega$) $\Delta\varphi_m \approx \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{(\Delta\omega)^2 + \alpha^2}$.

Якщо вхідний сигнал модульований по амплітуді стаціонарним випадковим процесом $m(t)$ з спектральною густиною $S_m(\Omega)$, то спектральну густину фазових флуктуацій вихідного сигналу визначають з $S_\varphi(\Omega) = |K(i\Omega)|^2 S_m(\Omega)$ [6] (однак ним можна користуватися тільки якщо дисперсія $m(t)$ значно менше 1).

Крім того, при проходженні складних електричних сигналів через дискретні кола за рахунок кінцевої смуги пропускання виникають перехідні процеси, які приводять до спотворень сигналів та, відповідно, й інформації, що в них закла-

дена. Тому в роботі [18] розглянуто процес відтворення початкової фази та амплітуди неперервного процесу з періодичної послідовності прямокутних імпульсів, модульованих по амплітуді неперервним процесом з частотою Ω (такий випадок зустрічається при цифро-аналоговому перетворенні, при стробоскопічному перетворенні частоти та при перетворенні радіоімпульсних сигналів).

В даному випадку при некратності тривалості імпульсів τ періоду оригінальної та неточному настроюванні СФ виникають систематична адитивна похибка відтворення початкової фази оригінальної імпульсної послідовності $\Delta\varphi_Q$ і паразитна амплітудна модуляція, що визначається амплітудним коефіцієнтом D_Q [18]:

$$D_Q = \sqrt{\left\{ 2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left(\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} - \frac{\Delta\varphi_\tau}{2} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left(2\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} - \Delta\varphi_\tau \right) \right\}^2};$$

$$\Delta\varphi_Q = \arctg \frac{\sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \sin \left(2\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} - \Delta\varphi_\tau \right)}{2 \sum_{k=1}^N e^{\frac{\pi(k-1)}{NQ}} \cos^2 \left(\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} - \frac{\Delta\varphi_\tau}{2} \right)},$$

де $N = \frac{\omega}{\Omega} \geq 3$ – ціле число; $\Delta\varphi_\tau = \arctg \frac{e^{\alpha\tau} \sin 2\Omega\tau}{1 - e^{\alpha\tau} \cos 2\Omega\tau}$.

За проведеним в [18] моделюванням амплітудного коефіцієнта D_Q і похибки відтворення початкової фази оригінальної $\Delta\varphi_Q$ можна зробити такі висновки:

- значення амплітудного коефіцієнта D_Q слабо залежить від φ , а при $Q \geq 50$ відхилення D_Q від N не перевищує 1%;
- для зменшення похибки відтворення початкової фази оригінальної необхідно забезпечувати $N \geq 10$ та $Q \geq 50$;
- зміна тривалості імпульсів τ та неточність настроювання СФ на частоту Ω приводить до появи систематичних адитивних похибок, які необхідно врахувати або виключати.

К.2. Вплив фільтрації на стабільність частоти вихідного сигналу фільтра

Вимірювання стабільності частоти в часовій області відбувається при оцінці дисперсії двох вибірок флуктуації відповідної частоти, усереднених за даний

часовий інтервал. Усереднену частоту можна визначити за допомогою різних методів та пристроїв, однак найчастіше досліджуваний сигнал проходить через фільтр, який включений на вході лічильника [5, 6]. Флуктуації амплітуди та фази вихідного і вхідного сигналів в даному випадку зв'язані співвідношенням [8]

$$\ln [1 + \varepsilon_0(t)] + i\psi_0(t) = \ln \left[\frac{1}{K(f_0)} \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i2\pi f_0 \tau} e^{\ln[1+\varepsilon(t-\tau)] + i\psi(t-\tau)} d\tau \right],$$

де $\varepsilon(t)$ – відносна флуктуація амплітуди; f_0 – середня частота; $\psi(t)$ – флуктуація фази; $g(t)$ та $K(f)$ – імпульсна характеристика і передавальна функція фільтра; f_0 – середня частота сигналу.

Для аналізу покладемо, що два випадкових процеси з нульовими середніми значеннями $\varepsilon(t)$ і $\psi(t)$ некорельовані, стаціонарні та неперервні (в середньоквадратичному) [12]. Дійсна та уявна частини останнього співвідношення визначають відповідно флуктуації амплітуди та фази відфільтрованого сигналу. Для стабільних джерел сигналів відповідні математичні сподівання $E\{\varepsilon^2(t)\} \ll 1$ та $E\{\psi^2(t)\} \ll 1 \text{ рад}^2$. В цьому випадку [21]

$$\varepsilon_0(t) + i\psi_0(t) = \frac{1}{K(f_0)} \int_0^{\infty} g(\tau) e^{-i2\pi f_0 \tau} [\varepsilon(t-\tau) + i\psi(t-\tau)] d\tau.$$

Останнє співвідношення характеризує вплив фільтра на флуктуації фази і амплітуди відфільтрованого сигналу. Флуктуація фази на виході фільтра [22]

$$\psi_0(t) = e^{i\alpha_0} \int_0^{\infty} g(\tau) [\psi(t-\tau) \cos(2\pi f_0 \tau - \beta_0) - \varepsilon(t-\tau) \sin(2\pi f_0 \tau - \beta_0)] d\tau.$$

Спектральну густину цих флуктуацій отримуємо за допомогою прямого перетворення Фур'є для автокореляційної функції [22]:

$$S_{\psi_0}(f) = |H_A(f)|^2 S_{\varepsilon}(f) + |H_P(f)|^2 S_{\psi}(f),$$

де

$$|H_A(f)|^2 = \frac{1}{4} \left| \frac{K(f+f_0)}{K(f_0)} - \frac{K^*(f_0-f)}{K^*(f_0)} \right|^2; \quad |H_P(f)|^2 = \frac{1}{4} \left| \frac{K(f+f_0)}{K(f_0)} + \frac{K^*(f_0-f)}{K^*(f_0)} \right|^2.$$

Таким чином, і амплітудна, і фазова флуктуації вхідного сигналу фільтра впливають на фазові флуктуації відфільтрованого сигналу. Еквівалентна ПФ

$H_A(f)$, що характеризує вплив амплітуди вхідного сигналу, відповідає симетричній частині ПФ фільтра відносно середньої частоти сигналу, а еквівалентна ПФ $H_P(f)$, що характеризує вплив фази вхідного сигналу, відповідає його несиметричній частині. Таким чином, для фільтра, симетричного відносно середньої частоти сигналу, флуктуації амплітуди вхідного сигналу не впливають на флуктуації фази вихідного сигналу. В цьому випадку реальну ПФ будь-якого фільтра можна замінити еквівалентною ПФ, яка визначає фазові флуктуації відфільтрованого сигналу.

В блоках обробки інформації МРТК часто використовуються фільтри нижніх частот (ФНЧ) з передавальною функцією виду $K(f) = f_{zp} / (f_{zp} + if)$ для обмеження спектру досліджуваного сигналу, де f_{zp} – частота зрізу фільтра. В цьому випадку відповідні еквівалентні передавальні функції набудуть такого вигляду:

$$|H_A(f)|^2 = \frac{(f_0^2 + f_{zp}^2)^2 + (f_{zp}f)^2}{(f_0^2 + f_{zp}^2 - f^2)^2 + (2f_{zp}f)^2}; \quad |H_P(f)|^2 = \frac{(f_0f)^2}{(f_0^2 + f_{zp}^2 - f^2)^2 + (2f_{zp}f)^2}.$$

Графіки цих функцій наведені на рис. К.1. Функція $|H_P(f)|^2$ дорівнює одиниці для нижніх частот у всій смузі пропускання фільтра, якщо f_{zp} значно більше частоти сигналу f_0 (рис. К.1, а). Якщо частота зрізу f_{zp} близька до f_0 або менше її, то в графіку передавальної функції на частоті, близькій до частоти сигналу, з'являється „горб”, висота якого обернено пропорційна f_{zp}^2 .

Функція $|H_A(f)|^2$ (рис. К.1, б) має форму частотної характеристики (ЧХ) СФ. В цьому випадку повільні та швидкі зміни амплітуди не впливають на флуктуацію фази. Величина $|H_A(f)|^2$ завжди значно менше одиниці, якщо $f_{zp} > f$. Ця еквівалентна передавальна функція розташована в околицях частоти f_0 , а її величина на цій частоті обернено пропорційна f_{zp}^2 .

Дисперсія Алана пов'язана з односмуговою спектральною густиною флуктуації фази співвідношенням (3.12, а) [3]. Спектральну густину фазових флуктуацій для практичних розрахунків представляють поліномом, що складається з п'яти членів, які обумовлюють ці флуктуації: модуляції фази білим і флікер-шу-

мами відповідають члени поліному з f^0 та f^{-1} , модуляції частоти цими самими шумами відповідають члени поліному з f^{-2} та f^{-3} , а модуляції через випадкові варіації частоти – член поліному з f^{-4} [21]. Обмежимося аналізом лише першого випадку, тому що він практично завжди спостерігається при вимірюваннях короткочасної стабільності частоти, при цьому величина відповідної дисперсії Алана залежить від форми ЧХ фільтра для будь-якого інтервалу усереднення.

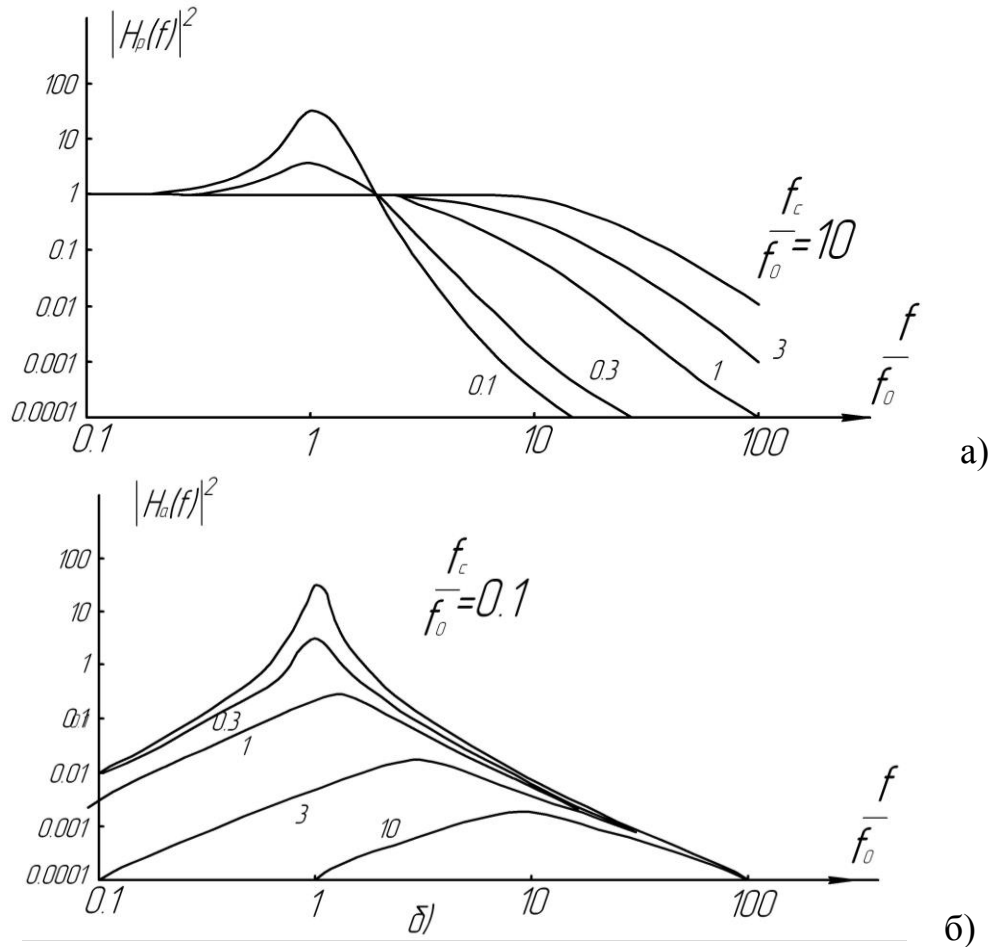


Рис. К.1. Графіки еквівалентних передавальних функцій $|H_p(f)|^2$ (а) та $|H_b(f)|^2$ (б) як функції відносної частоти

Вважаємо, що флуктуації амплітуди достатньо малі, тобто $S_\varepsilon(f) \ll S_\psi(f)$ для всього досліджуваного діапазону частот. Вклад білого шуму в спектральну густину фазових флуктуацій визначається як $S_\psi(f) = h_2 f_0^2$. Тоді для випадку ФНЧ першого порядку і для великого інтервалу усереднення ($2\pi f_{zp} \tau \gg 1$) маємо:

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{3(f_0^2 + 2f_{zp}^2)}{16\pi\tau^2 f_{zp}} h_2.$$

За останнім співвідношенням на рис. К.2 наведено залежність дисперсії від нормованої частоти зрізу, де цифрою 1 позначено точку нормування даних, пунктирною лінією – фільтрацію фази, суцільною лінією – фільтрацію сигналу, символами “*” – експериментальні дані.

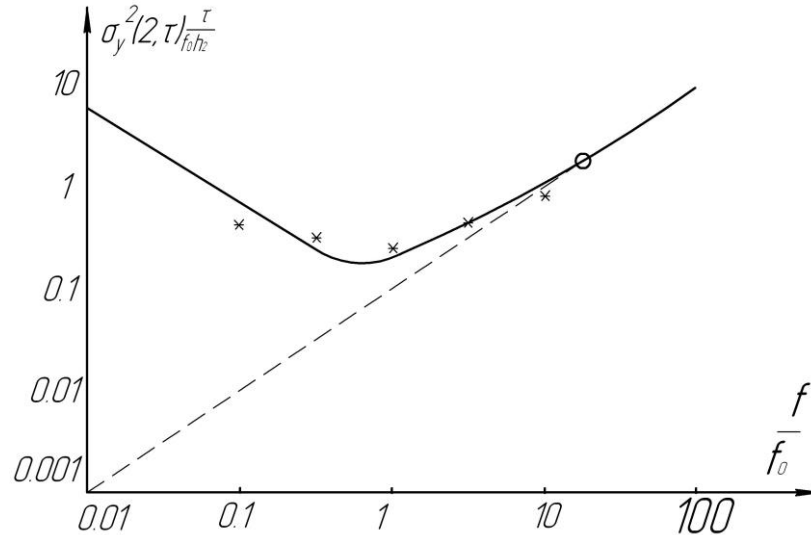


Рис. К.2. Залежність дисперсії $\sigma_A^2(\tau) \cdot \frac{\tau^2}{f_0 h_2}$ від нормованої частоти зрізу $\frac{f_{зр}}{f_0}$

З аналізу розглянутих залежностей робимо висновок, що при великих значеннях $f_{зр}$ графіки збігаються, а при малих – розходяться. Дисперсія відфільтрованого сигналу не завжди зменшується при зменшенні смуги пропускання фільтра. Її оптимальне (мінімальне) значення відповідає частоті зрізу $f_{зр} = 0.707 f_0$. Це означає, що при зменшенні $f_{зр}$ фільтра до величини, меншої номінальної частоти сигналу, відбувається зменшення стабільності частоти фільтрованого сигналу.

Отримані теоретичні результати перевірені експериментально з сигналом з частотою 300 Гц, що має відому нестабільність частоти внаслідок модуляції фази білим шумом. Вплив білого шуму на короткочасну стабільність частоти перевірено з п'ятьма різними ФНЧ на вході лічильника. Результати також наведені на рис. 5.14, де дисперсія нормована відносно дисперсії з ФНЧ, що має нормовану частоту $f_{зр} = 3.7 f_0$ (на рисунку показана як точка нормування даних). Таким чином, за результатами проведених досліджень видно, що при $f_{зр} < f_0$ стабільність частоти відфільтрованого сигналу зменшується.

Додаток Л

Практичні властивості медіанних фільтрів

1. Критерій оптимальності фільтра [13]. Медіанний фільтр формує оцінку, що задовольняє модульний критерій оптимальності, який при довжині “вікна” $k = 3$ має вигляд $J = |x_{i+1} - \hat{x}_i| + |x_i - \hat{x}_i| + |x_{i-1} - \hat{x}_i|$. Як видно з рис. 5.15, оцінка \hat{x}_i , обчислена за (5.11), забезпечує такому критерію мінімальне значення. При довільній довжині “вікна” $k = 2n + 1$ критерій перетворюється в суму k доданків

$$J = \sum_{m=-n}^n |x_{i+m} - \hat{x}_i|, \text{ мінімум якого досягається при } \hat{x}_i = \text{med}(x_{i-n}, \dots, x_{i+n}).$$

2. Статистичні властивості фільтра [13, 17] зазвичай визначають при подачі на його вхід різних випадкових сигналів та дослідженні ймовірнісних характеристик вихідного сигналу. Якщо на вхід медіанного фільтра подати рівномірно розподілений на інтервалі $[-1, 1]$ сигнал, то графік густини розподілу ймовірностей вихідного сигналу буде мати дзвіноподібний вигляд, близький за формою до гаусівської кривої, тому що медіанний фільтр відкидає відліки з великою амплітудою, пропускаючи на вихід відліки з малою і середньою амплітудами.

3. Нелінійний характер фільтра [32] проявляється в тому, що він не спотворює фронти імпульсів на відміну від лінійного фільтра. Алгоритмічно нелінійність проявляється у використанні для реалізації функції *med* нелінійної операції сортування відліків інформативного сигналу, що потрапили у “вікно” фільтра. Обчислювальна складність такої операції збільшується при збільшенні довжини “вікна”, що підвищує економічність алгоритмічної реалізації фільтра.

4. За ознакою функціонування при відсутності завад всі фільтри діляться на два класи [36]. До першого відносяться фільтри, які не вносять спотворень у вхідний сигнал, а до другого – що вносять деякі спотворення (будь-які лінійні фільтри). Медіанний фільтр відноситься до другого класу, тому що в загальному випадку він змінює вхідний сигнал (це відбувається з екстремальними та близькими до них точками сигналу, тобто при проходженні гармонічного сигналу через медіанний фільтр вершини хвиль стають більш плоскими).

Кореневими сигналами медіанного фільтра, які не змінюються при проходженні через фільтр, оскільки є коренями рівняння $med(x) - x = 0$, де x і $med(x)$ – вхідний і вихідний сигнали фільтра, є одиничний “стрибок” (функція Хевісайда), лінійно-наростаючий сигнал, будь-який монотонний сигнал і прямокутний імпульс за умови, що його тривалість більше половини довжини “вікна” фільтра.

5. Узагальнений медіанний фільтр [38] оптимізує критерій, розглянутий у властивості 1. Даний критерій допускає подвійне узагальнення:

- його можна записати як $J = \sum_{m=-n}^n |a_m x_{i+m} - \hat{x}_i|$, де a_m – вагові коефіцієнти,

за допомогою яких враховується “важливість” деяких відліків; даному критерію відповідає клас зважених ковзних медіанних фільтрів;

- кожний доданок у формулі з властивості 1 можна піднести до деякого позитивного степеня γ , що приведе до критерію $J = \sum_{m=-n}^n |x_{i+m} - \hat{x}_i|^\gamma$, при цьому при

$\gamma = 1$ отримуємо класичний медіанний фільтр; при $\gamma = 2$ – квадратичний критерій, для якого оптимальною оцінкою є ковзне середнє арифметичне (5.9); при $\gamma \rightarrow \infty$ критерій перетворюється в чебишевський з оптимальною оцінкою у вигляді півсуми мінімального і максимального відліків у “вікні” (така оцінка є гарантованою і мінімізує максимально допустиму похибку); при $\gamma < 1$ функція J стає багатоекстремальною з мінімумами в точках з відліками вхідного сигналу.

Вибір значення γ та, як наслідок, типу фільтра визначається поставленою задачею, зокрема, характером сигналу і завад.

Додаток М

Таблиця М.1

Технічні характеристики п'єзовипромінювача *MA40B8S* та п'єзоприймача *MA40B8R*

Найменування	<i>MA40B8S</i>	<i>MA40B8R</i>
Конструкція	Структура відкритого типу	
Номінальна робоча частота, кГц	40	
Рівень звукового тиску в максимумі діаграми спрямованості, дБ	120 ± 3	–
Чутливість, дБ	–	– 63 ± 3
Максимальна амплітуда вхідного сигналу п'єзовипромінювача, В	40	–
Діапазон вимірюваних відстаней, м	0,2 – 6	
Ширина діаграми спрямованості, °	50	
Ємність, пФ	2000 ± 20%	
Діапазон робочих температур, °С	– 30... + 85	
Розділова здатність, не гірше, мм	9	
Геометричні розміри, мм	Ø16×12	
Вага, гр.	2	

Таблиця М.2

Технічні характеристики та параметри мікроконтролера *PIC18F8722*

Найменування	Значення
Розрядність шини даних, біт	8
Об'єм програмованої пам'яті (<i>Program Memory</i>), кБайт	128
Об'єм ОЗП даних (<i>RAM</i>), Байт	3936
Об'єм <i>EEPROM</i> , кБайт	1
Кількість портів вводу-виводу (<i>I/O</i>)	70
Розділова здатність АЦП, біт	10
Кількість каналів АЦП	16
Таймери-лічильники (8 біт та 16 біт)	2 та 3
Максимальна тактова частота, МГц	40
Тактова частота вбудованого генератора, МГц	8
Діапазон зміни напруги живлення, В	4,2...5,5
Діапазон робочих температур, °С	–40...+125
Послідовні інтерфейси	2×EUSART/2×MI2C/SPI
Технологія мікроспоживання	<i>NanoWatt</i>
Особливості	<i>ESP, EMA</i>
Вага та габаритні розміри	0,513 гр., 12×12×1 мм

Додаток Н

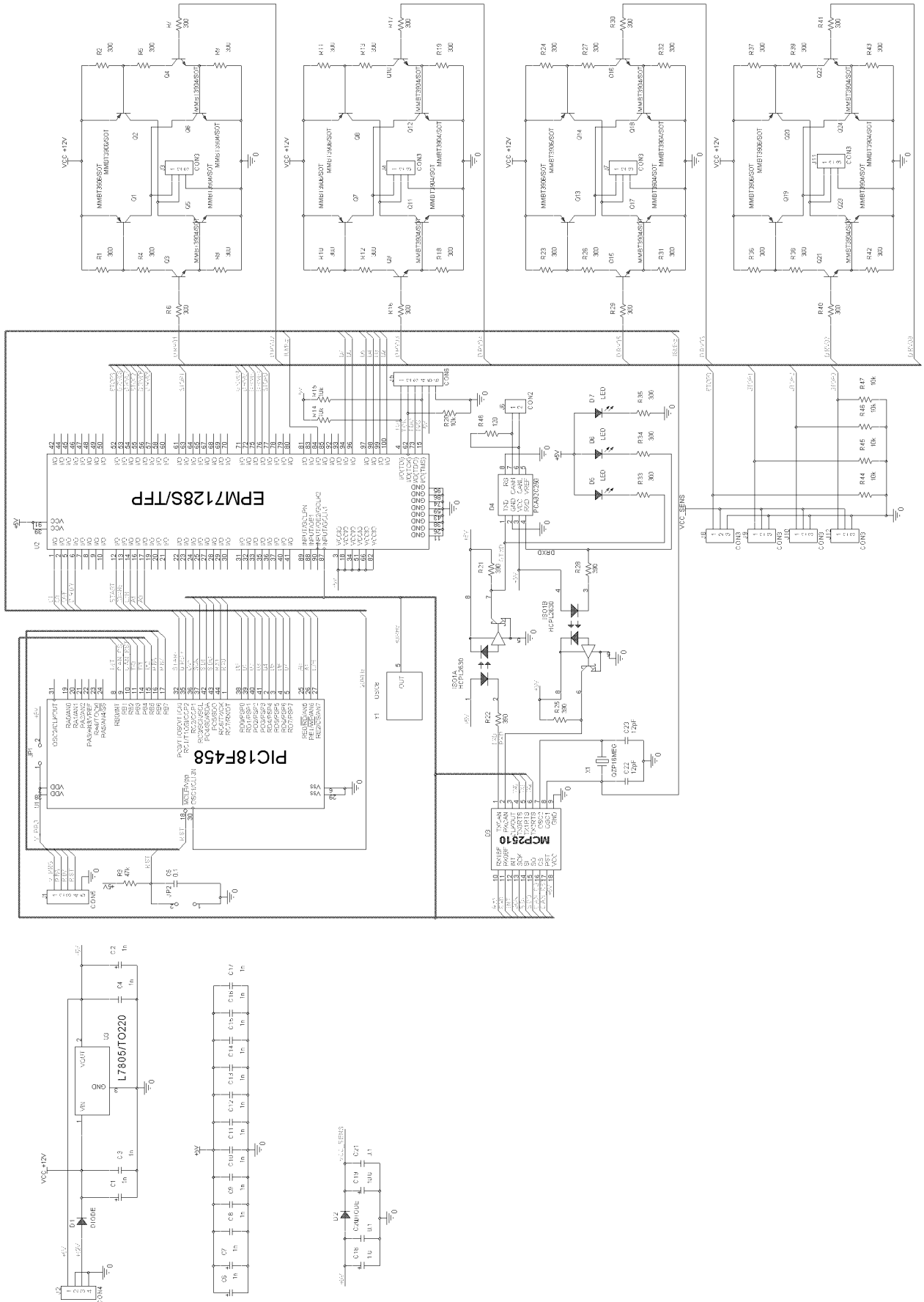


Рис. Н.1. Електрична схема основного модуля ультразвукового далекоміра

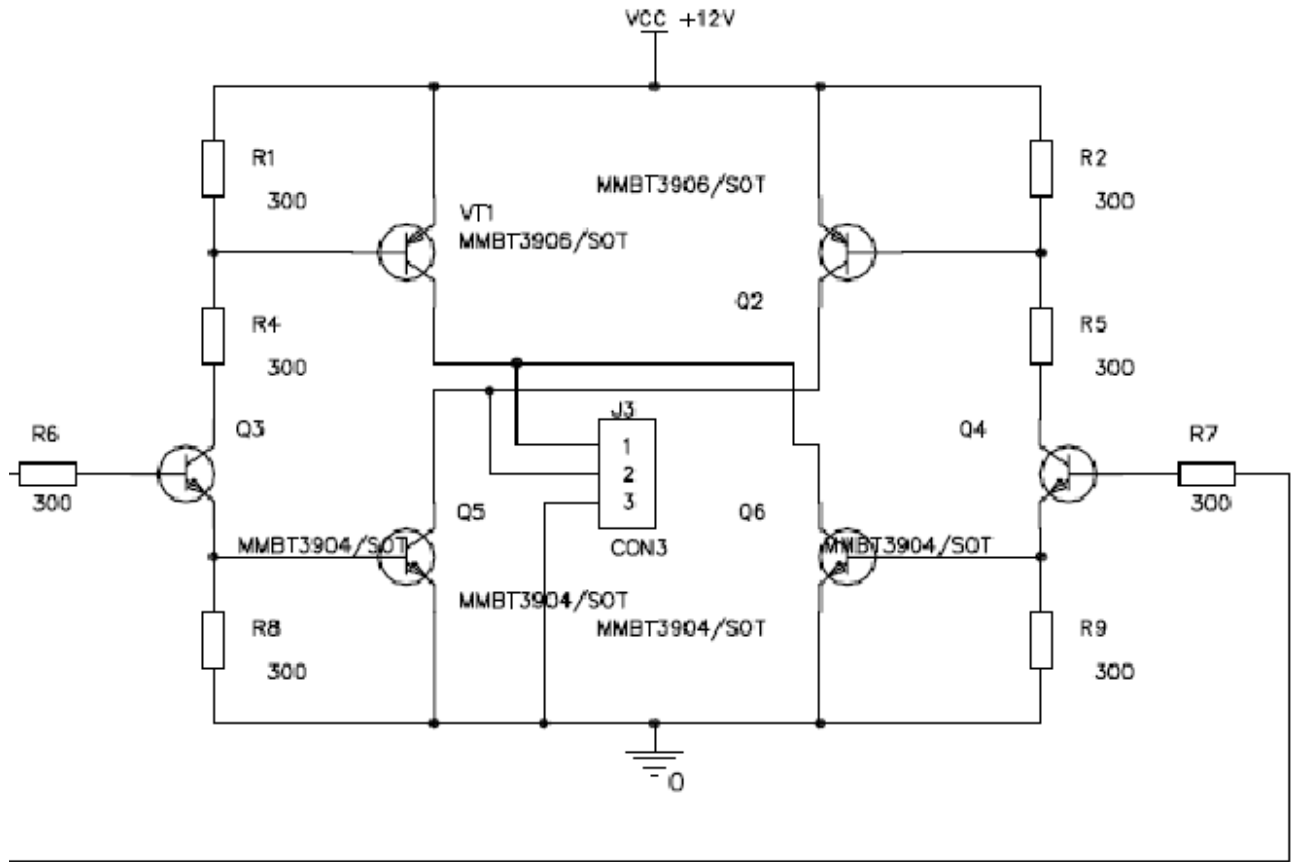


Рис. Н.2. Електрична схема вихідного каскаду ультразвукового далекоміра (1 канал)

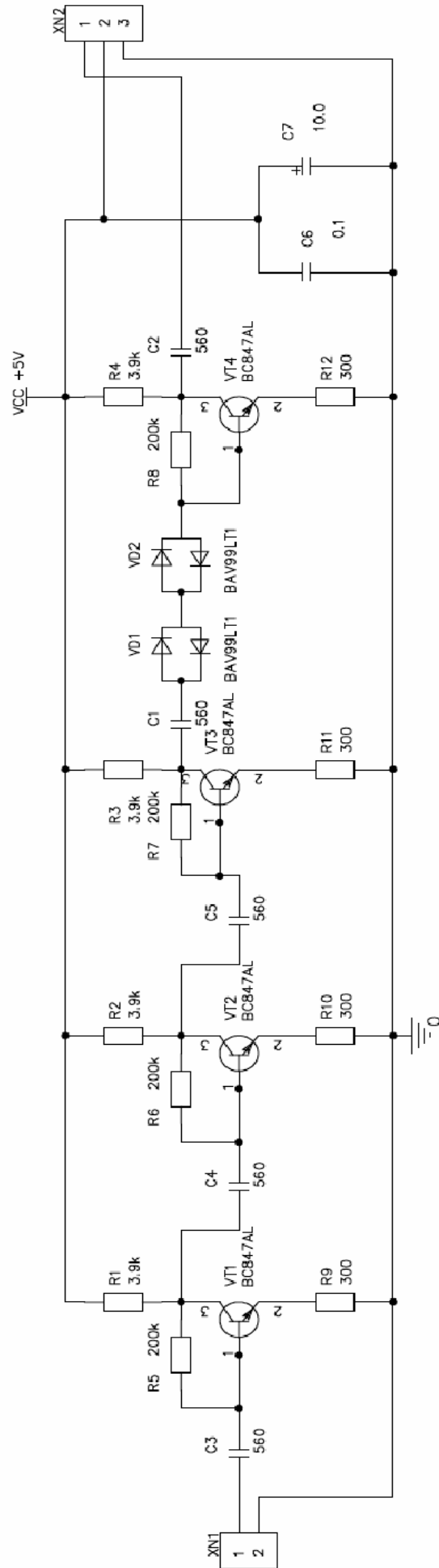


Рис. Н.3. Электрична схема попереднього підсилювача приймальної частини ультразвукового далекоміра

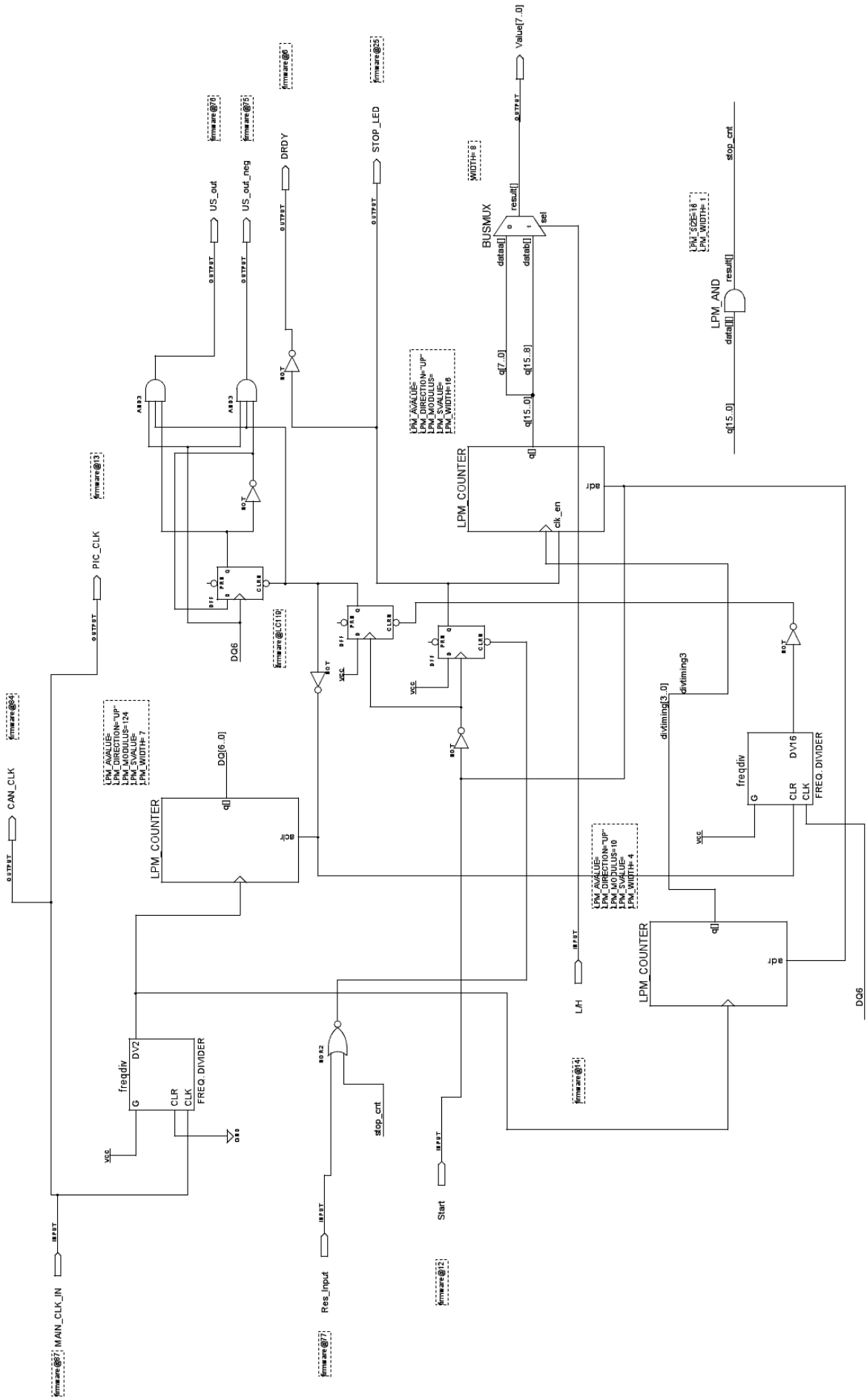


Рис. Н.4. Електрична схема вимірювальної частини мережевого модуля ультразвукового далекоміра

Додаток П

Тексти підпрограм модулів ультразвукового далекоміра

Текст підпрограми модуля мікроконтролера ультразвукового далекоміра

```

#include "p18F8722.h"
#include <can2510.h>
#include <string.h>

#pragma config OSC=ECIO
#pragma config OSCS = OFF
#pragma config WDT = OFF
#pragma config LVP = OFF

void CANconfig(void) {
    Can2CAN=CAN2510Init(CAN2510_RESET & CAN2510_CLKOUT_OFF & CAN2510_RXB0_STDMSG
    & CAN2510_RXB0_STDMSG, CAN2510_BRG_4x, CAN2510_RXB0_EN & CAN2510_RXB1_EN,
    CAN2510_SPI_FOSC4, CAN2510_SPI_MODE00, CAN2510_SPI_SMPMID);
    Can2CAN=CAN2510Init(CAN2510_RESET & CAN2510_CLKOUT_OFF & CAN2510_RXB0_STDMSG
    & CAN2510_RXB0_STDMSG, CAN2510_BRG_32x, CAN2510_RXB0_EN & CAN2510_RXB1_EN,
    CAN2510_SPI_FOSC4, CAN2510_SPI_MODE00, CAN2510_SPI_SMPMID);
    начальные настройки
    if (Can2CAN==0) { //якщо вдалося його запустити
        Can2CAN=CAN2510SetMsgFilterStd(CAN2510_RXB0, 0xffff, mask0);
        Can2CAN=CAN2510SetMsgFilterStd(CAN2510_RXB1, 0xffff, mask0);
        CAN2510SetBufferPriority(CAN2510_TXB0, CAN2510_PRI_HIGH);
        CAN2510SetMode(CAN2510_MODE_NORMAL);
    }
}

void setup(void){
    ADCON0bits.ADON=0; //виключення АЦП
    ADCON1=6;
    CANCON=0x30;
    CMCON=7;
    TRISB=255; //включення входу INT
    TRISC=0xE2;
    TRISD=0xFF;
    TRISEbits.TRISE0=0;
    TRISEbits.TRISE2=0;
    PORTC=0;

    //настройка таймера 1
    T1CON=0x35;
    T3CON=0x9D;

    //Настроювання переривань
    RCONbits.IPEN=1; //Дозволити систему пріоритетів

    INTCON2bits.INTEDG0=0; //дозвіл переривань та установка пріоритетів для CAN-а.
    INTCONbits.INT0IE=0;

    IPR1bits.TMR1IP=1; //високий пріоритет переривання таймеру 1

```

```

PIE1bits.TMR1IE=1; //дозволити переривання від таймера 1

PORTBbits.RB1=0; //початковий стан ліній керування контролера CAN
//PORTBbits.RB2=0;

mask0[0]=2;
mask0[1]=0;
mask0[2]=0;
mask0[3]=0;

CANconfig();
INTCONbits.GIEH=1; //Дозвіл високорівневих переривань
INTCONbits.GIEL=1; //Дозвіл низькорівневих переривань

}

```

Текст підпрограми модуля таймера циклічних вимірювань програми модуля мікроконтролера ультразвукового далекоміра

```

void InterruptHandlerLow(void);
void InterruptHandlerHigh(void);

void MeasureCycle(unsigned char channel);

#pragma code InterruptVectorHigh=0x08 //виконується під час високопріоритетного переривання
void InterruptVectorHigh(void) {
  _asm
  goto InterruptHandlerHigh //основний обробник
  _endasm
}

void MeasureCycle(unsigned char channel)
{
  PORTEbits.RE0=channel; //вибір робочого каналу
  PORTCbits.RC0=1; //запуск пакету імпульсів та початок вимірювань
  PORTCbits.RC0=0;
}

#pragma code
#pragma interrupt InterruptHandlerHigh //основний обробник
void InterruptHandlerHigh() {

if (INTCONbits.INT1IF) {

  PORTEbits.RE2=1; //читаємо дані з ПЛІС
  HiDist4=PORTD; //читання старшого байту даних з ПЛІС
  PORTEbits.RE2=0;
  LoDist4=PORTD; //читання молодшого байту даних з ПЛІС

  INTCONbits.INT1IF=0;
}

if (PIR1bits.TMR1IF) {

  MeasureCycle(0);
}

```

```

PIR1bits.TMR1IF=0;
}

```

Текст підпрограми модуля обробника переривань CAN

```

if (INTCONbits.INT0IF) {

ReadType=CAN2510DataReady(CAN2510_RXBX);
if ((ReadType==2) | (ReadType==3)) {
ReadType=CAN2510DataRead(CAN2510_RXB1,&ReadID,&ReadLength,ReadBuffer);
NextReadOp();
}
if ((ReadType==1) | (ReadType==3)) {
ReadType=CAN2510DataRead(CAN2510_RXB0,&ReadID,&ReadLength,ReadBuffer);
NextReadOp();
}

void NextReadOp(void) {
if (ReadType==CAN2510_STDRTR) {
WriteBuffer[0]=HiDist4;
WriteBuffer[1]=LoDist4;
CAN2510LoadBufferStd(CAN2510_TXB0, 1, ReadLength, WriteBuffer);
CAN2510LoadBufferStd(CAN2510_TXB0, 1, 2, WriteBuffer);
CAN2510SendBuffer(CAN2510_TXB0);
}
}

```

Додаток Р

Таблиця Р.1

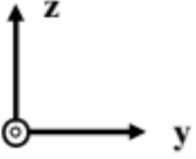
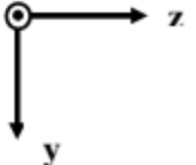
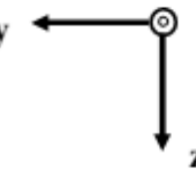
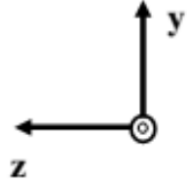
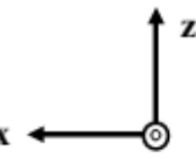
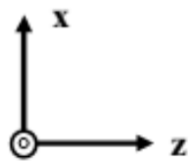
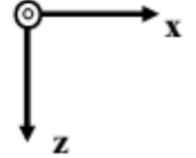
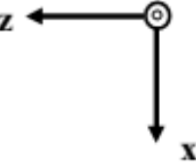
Технічні характеристики та параметри інерціального вимірювального модуля *InvenSense MPU-6050*

Найменування	Значення
Напруга живлення, В	2,375...3,46
Об'єм <i>FIFO</i> -буфера, Байт	1024
Наявність програмованих користувачем цифрових фільтрів для гіроскопа, акселерометра та термосенсора	+
Максимальна частота інтерфейсу I ² C (TWI) для запису і читання регістрів пристрою, кГц	400
Формат даних	кути Ейлера, кватерніони, матриця повороту або необроблені дані
Резонансна частота, кГц	27
Спектральна густина шуму, °/с/√Гц	0.005
Програмований користувачем діапазон вимірювань гіроскопа, °/с	±250; ±500; ±1000; ±2000
Вбудований 16-разрядний АЦП та цифровий програмований ФНЧ	+
Струм гіроскопа в робочому режимі, мА	3.6
Струм гіроскопа в режимі очікування, мкА	5
Програмований користувачем діапазон вимірювань акселерометра	±2g; ± 4g; ±8g; ±16g
Струм акселерометра в робочому режимі, мА	0.35
Струм акселерометра в режимі очікування, мкА	(10...110)

Додаток С

Таблиця С.1

Положення осей акселерометра при калібруванні на ОПГ

№	Положення осей акселерометра	Кут за шкалою ОПГ	Проекції \vec{g}	Проекції уявного прискорення	Вихідний сигнал акселерометра (6.1)
Обертання навколо осі X					
1		0°	$g_x = 0$ $g_y = 0$ $g_z = -g$	$a_x = 0$ $a_y = 0$ $a_z = g$	$U_{az1} = k_z g + U_{az0}$
2		90°	$g_x = 0$ $g_y = g$ $g_z = 0$	$a_x = 0$ $a_y = -g$ $a_z = 0$	$U_{az2} = -k_{zy} g + U_{az0}$
3		180°	$g_x = 0$ $g_y = 0$ $g_z = g$	$a_x = 0$ $a_y = 0$ $a_z = -g$	$U_{az3} = -k_z g + U_{az0}$
4		270°	$g_x = 0$ $g_y = -g$ $g_z = 0$	$a_x = 0$ $a_y = g$ $a_z = 0$	$U_{az4} = k_{zy} g + U_{az0}$
Обертання навколо осі Y					
5		0°	$g_x = 0$ $g_y = 0$ $g_z = -g$	$a_x = 0$ $a_y = 0$ $a_z = g$	$U_{az5} = k_z g + U_{az0}$
6		90°	$g_x = -g$ $g_y = 0$ $g_z = 0$	$a_x = g$ $a_y = 0$ $a_z = 0$	$U_{az6} = k_{zx} g + U_{az0}$
7		180°	$g_x = 0$ $g_y = 0$ $g_z = g$	$a_x = 0$ $a_y = 0$ $a_z = -g$	$U_{az7} = -k_z g + U_{az0}$
8		270°	$g_x = g$ $g_y = 0$ $g_z = 0$	$a_x = -g$ $a_y = 0$ $a_z = 0$	$U_{az8} = -k_{zx} g + U_{az0}$

Додаток Т

Таблиця Т.1

Результати вимірювань вихідного сигналу гіроскопа на обертальному стенді

Задане значення кутової швидкості ω_{zi} , (°/с)	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega xi}$	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega yi}$	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega zi}$
-150	19545.3458	19765.6504	19425.1257
-120	15560.222	15810.9638	15482.1082
-100	13004.185	13299.9495	12952.4003
-80	10315.6329	10655.8893	10324.5121
-60	7683.85481	8041.92396	7726.75393
-40	5003.21733	5407.43199	5089.35593
-20	2339.73414	2794.4515	2474.1904
0	-261.56183	225.788465	-117.08556
20	-2897.6934	-2360.5479	-2704.2173
40	-5548.0691	-4979.3358	-5321.4228
60	-8220.7701	-7606.5181	-7967.0675
80	-10853.159	-10199.424	-10558.973
100	-13563.432	-12851.641	-13202.44
120	-16117.749	-15373.605	-15752.24
150	-20099.488	-19326.375	-19681.963

Таблиця Т.2

Результати вимірювань вихідного сигналу гіроскопа на ОПГ

Кут за шкалою ОПГ	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega xi}$	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega yi}$	Вихідний сигнал гіроскопа $U_{\omega zi}$
0	19545.3458	19765.6504	19425.1257
90	15560.222	15810.9638	15482.1082
180	13004.185	13299.9495	12952.4003
270	10315.6329	10655.8893	10324.5121

Додаток У

Графіки залежностей, отримані при калібруванні гіроскопа

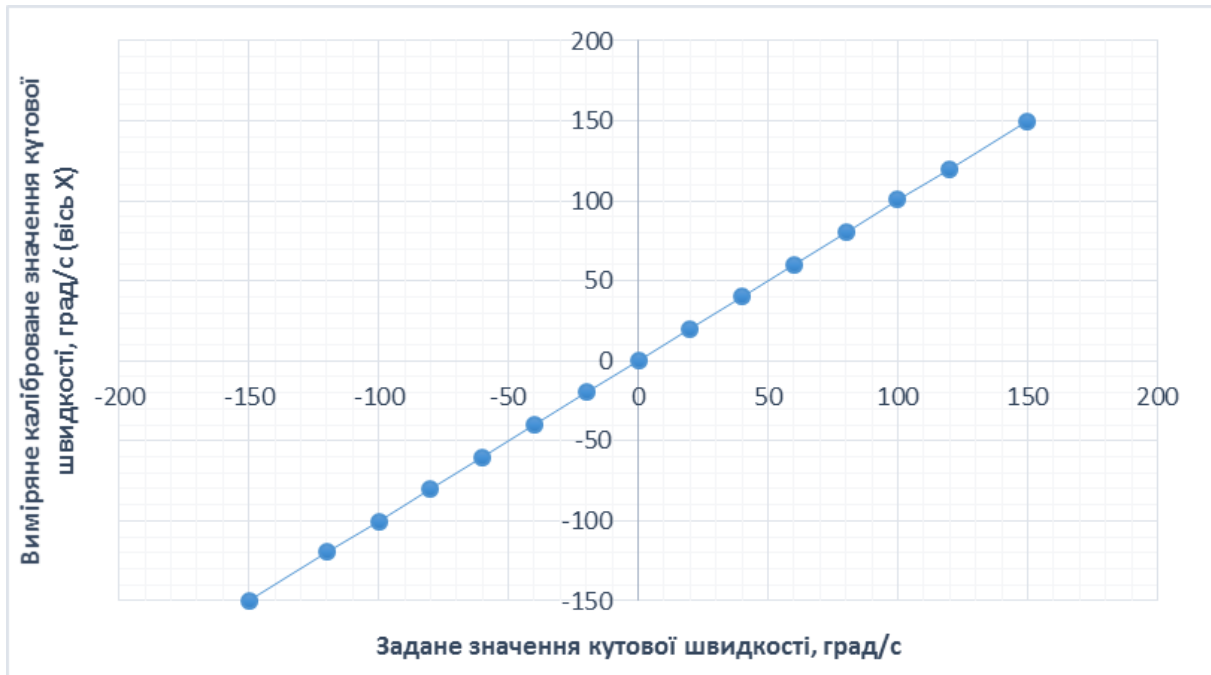


Рис. У.1. Залежність виміряного каліброваного значення кутової швидкості (вісь X) від заданого значення кутової швидкості

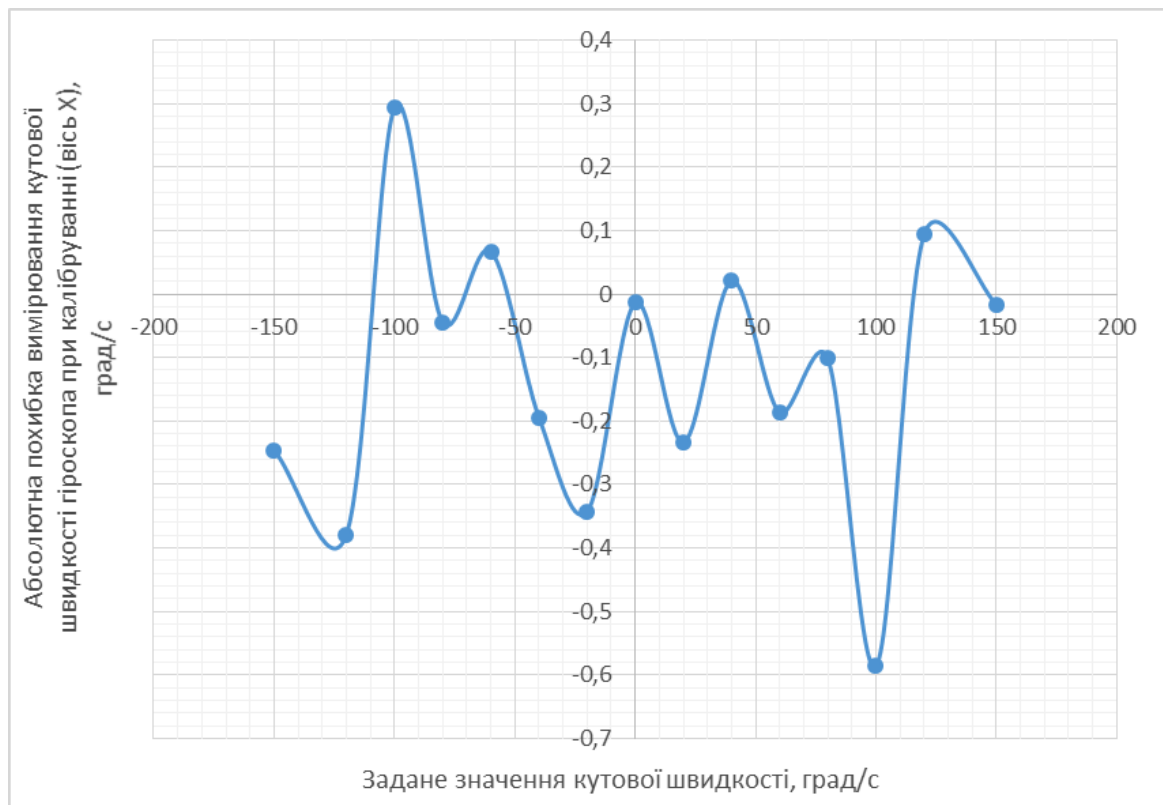


Рис. У.2. Залежність абсолютної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь X) від заданого значення кутової швидкості

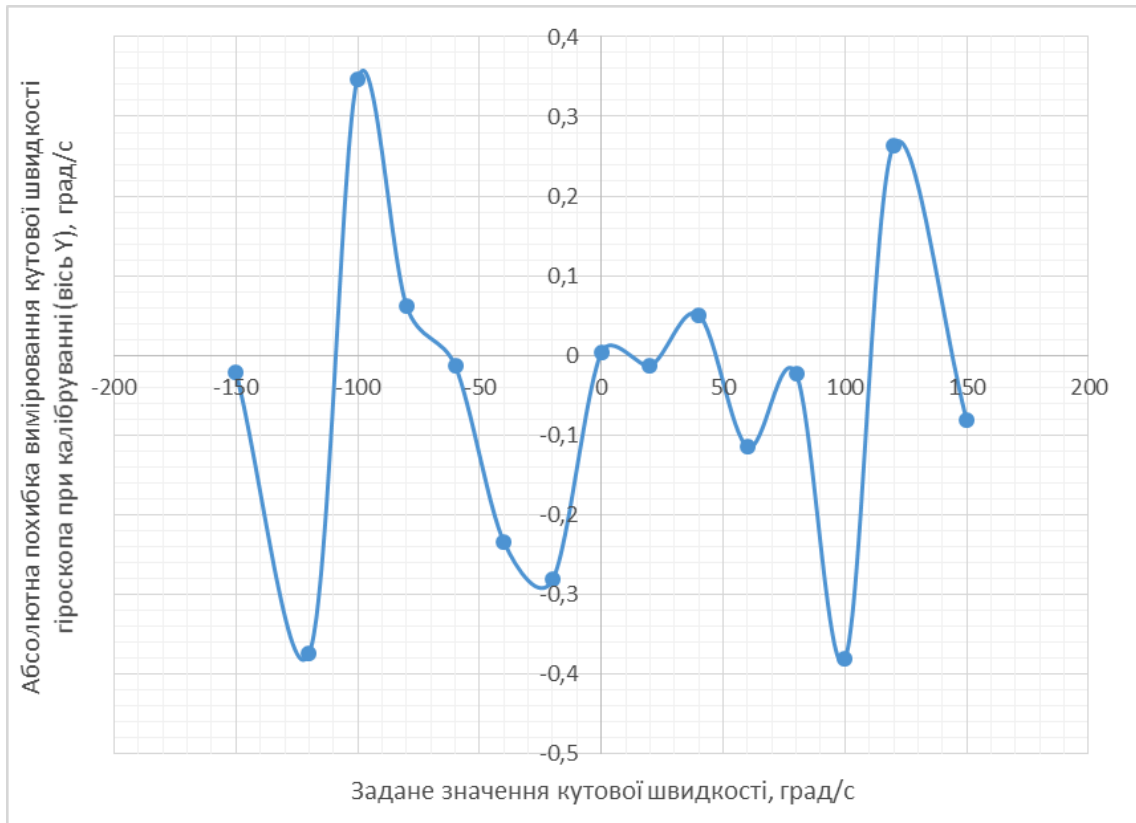


Рис. У.3. Залежність абсолютної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь Y) від заданого значення кутової швидкості

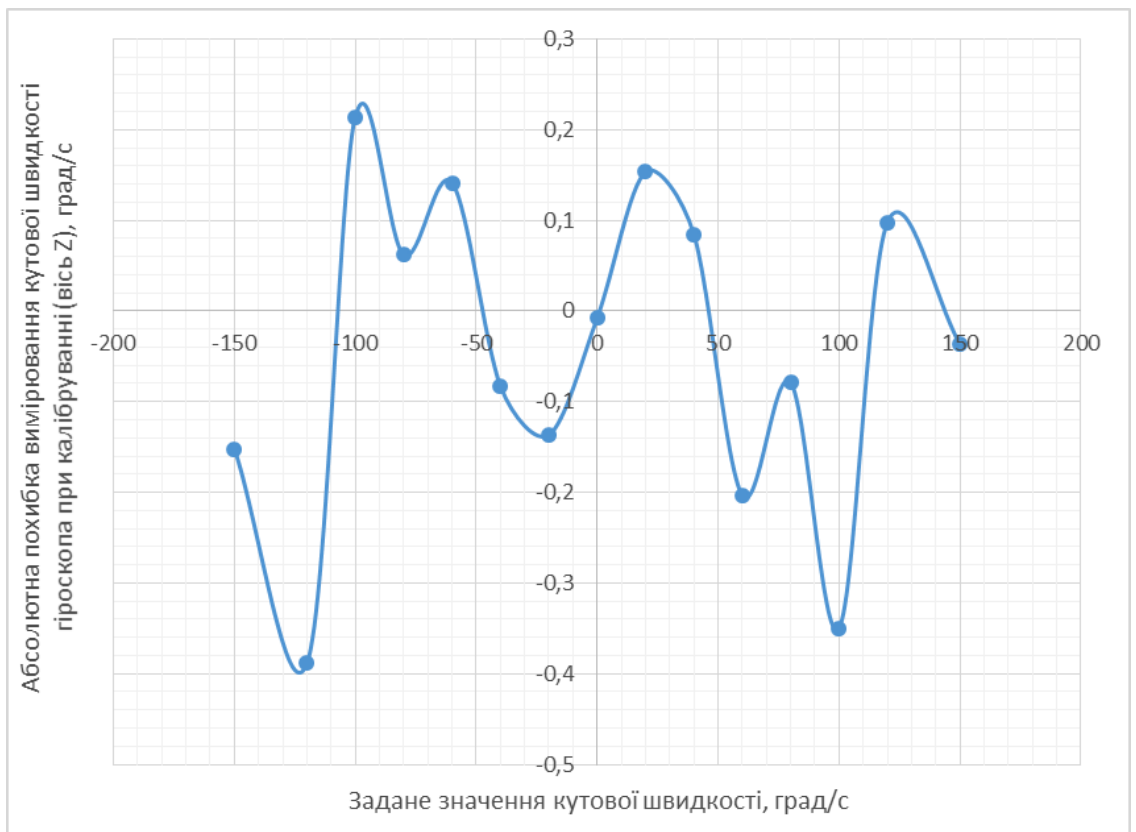


Рис. У.4. Залежність абсолютної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь Z) від заданого значення кутової швидкості

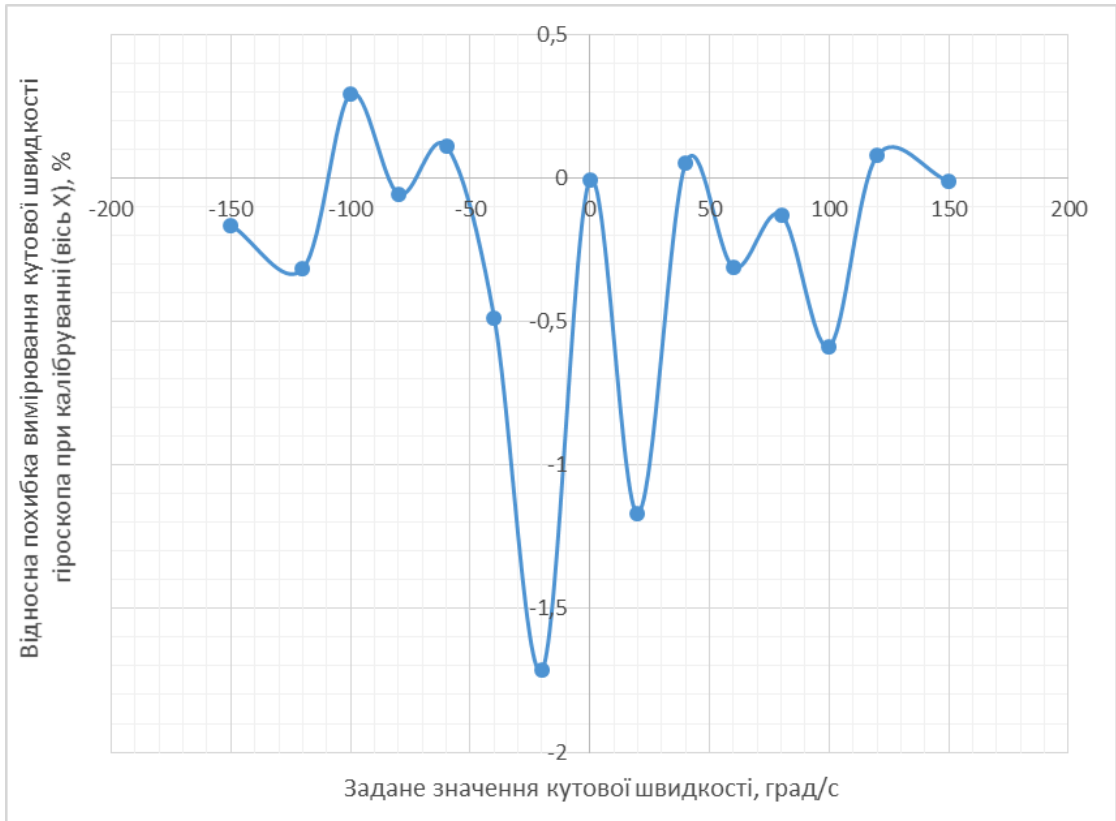


Рис. У.5. Залежність відносної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь X) від заданого значення кутової швидкості

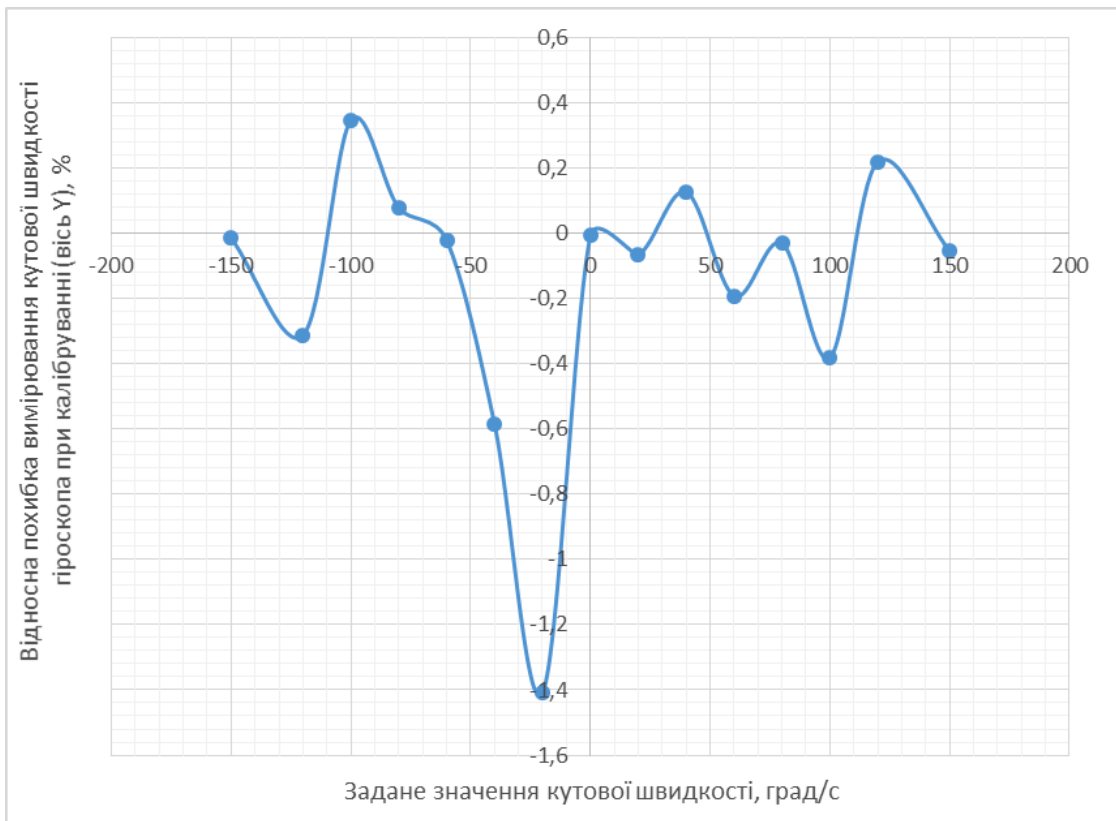


Рис. У.6. Залежність відносної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь Y) від заданого значення кутової швидкості

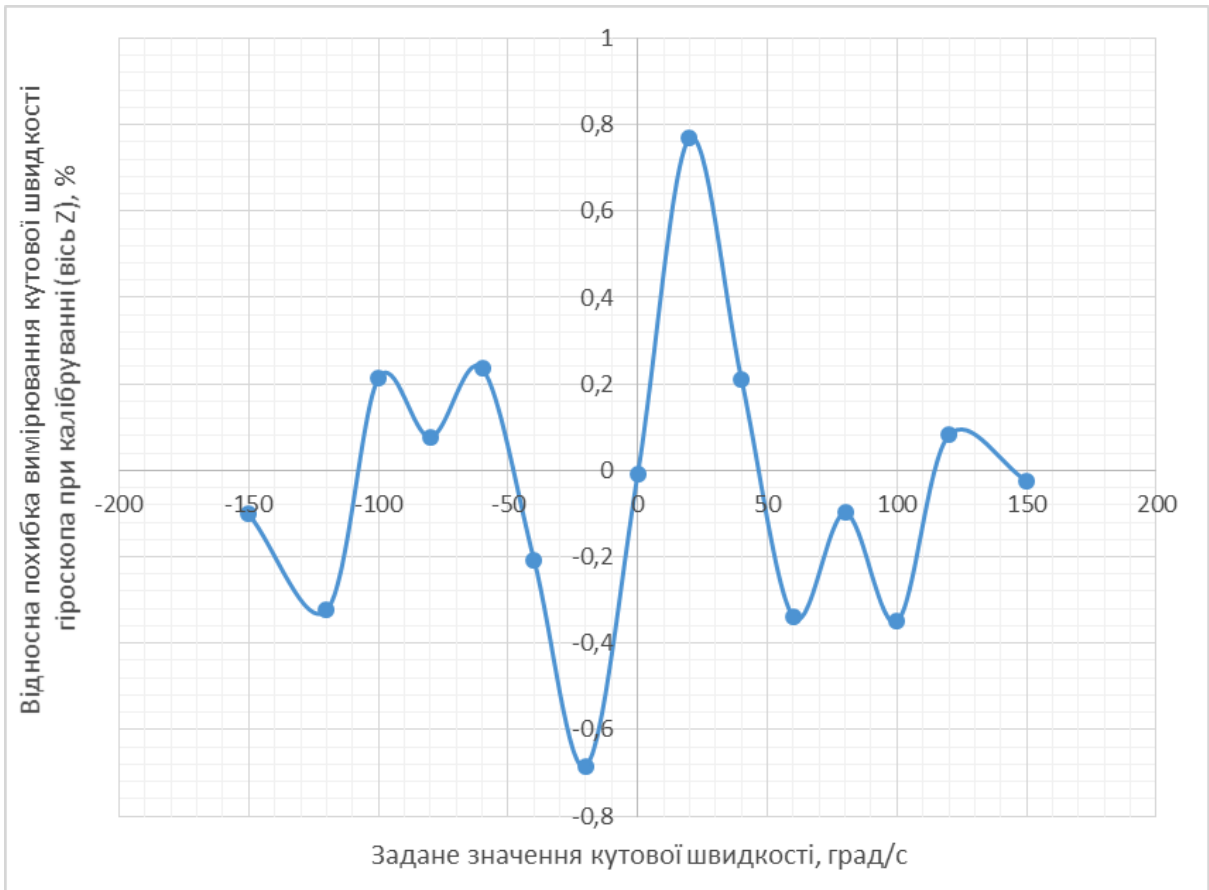


Рис. У.7. Залежність відносної похибки вимірювання кутової швидкості гіроскопа при калібруванні (вісь Z) від заданого значення кутової швидкості

Додаток Ф

Код програми для розрахунку відхилення Алана

```

% Обчислення відхилення Алана
% Значення М – в логарифмічному масштабі для зменшення об'єму обчислень
clear all, clc
clear; format short g; format compact;

% Розміщуємо файл в корені вибраного диску
pname='S:\\';           % Вибрано диск S:\
fname='allan.txt';     % Ім'я файлу даних
filename=strcat(pname, fname);
[FName, mes] = fopen(filename, 'r');
Ncanal = 4;           % Кількість стовпців
Data_all=fscanf(FName, '%f', [Ncanal,inf]);
fclose(FName);
dt = 0.0144242327109544;   % Крок отримання даних, секунди

disp('====Введіть масштабний коефіцієнт SF та номер ДКШ в зборці N_DUS====');
%SF=0.0379;           % Масштабний коефіцієнт ДКШ, код/(град/с)
N_DUS = 3;

TestData=Data_all(N_DUS,:);

mas1=TestData(1,:);   % Масив даних для обробки, перерахований з Вольт в град/с

[M1,N1]=size(mas1);   % Розміри масиву даних

% MmaxL=500;           % Максимальна кількість значень М для лог. масштабу
% Mmax=4;             % 10^(Mmax) – Діапазон значень М
% Mlog=logspace(0,Mmax,MmaxL);

% Безпосереднє задавання масиву значень М в логарифмічному масштабі
Mlog=[1:9, 10:10:99, 100:10:990, 1000:100:9900];
MmaxL=max(size(Mlog)); % Максимальна кількість значень М для лог. масштабу
Mmax=max(Mlog);       % Максимальне значення М

% Перевірка відповідності
If Mmax > N1/2
    disp('ОШИБКА: Mmax > N1/2');
%     Mmax=fix(N1/2);
end %if Mmax

% Ініціалізація масивів
tau=zeros(1,MmaxL);
AL=zeros(1,N1);
AL2A=zeros(1,MmaxL);

wb=waitbar(0, 'Тривають обчислення...');

```

```

tic % Start a stopwatch timer

for i=1:MmaxL
    M=fix(Mlog(i));           % M – розмір групи
    K=fix(N1/M);             % Кількість груп
    tau(i)=M*dt;

    for RK=1:K
        AL(RK)=mean(mas1((RK-1)*M+1:RK*M)); % Масив середніх значень в групі
    end

    Sum1=0;
    for RK=1:K-1
        Razn=AL(RK+1)-AL(RK);
        Sum1=Sum1+Razn*Razn;
    end

    AL2A(i)=(1/(2*(K-1)))*Sum1;
    AL2A(i)=sqrt(AL2A(i));
    % disp(M);

    %if (i<10) | (rem(i,10)==0)
        waitbar(M/Mmax,wb,strcat('Тривають обчислення, M=',num2str(M)));
    %end; % if

end %for i=1:MmaxL

close(wb);
t_Allan=toc; %Read the stopwatch timer.
disp(strcat('Сумарний час обчислення відхилень =',num2str(t_Allan),' c'));

% ===== Графік =====
scrsz = get(0,'ScreenSize')
figure('Position',[70 70 scrsz(3)/1.5 scrsz(4)/1.5]);%hold on;
loglog(tau,AL2A,'b','LineWidth',2),
grid, set(gca, 'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)
% title(['Allan Deviation']);
title(['Allan Deviation for gyro # ' num2str(N_DUS)]);
xlabel('\tau , sec');
ylabel('\sigma_A , deg/sec');

```

Додаток X

Графіки залежностей, отримані при калібруванні магнітометра

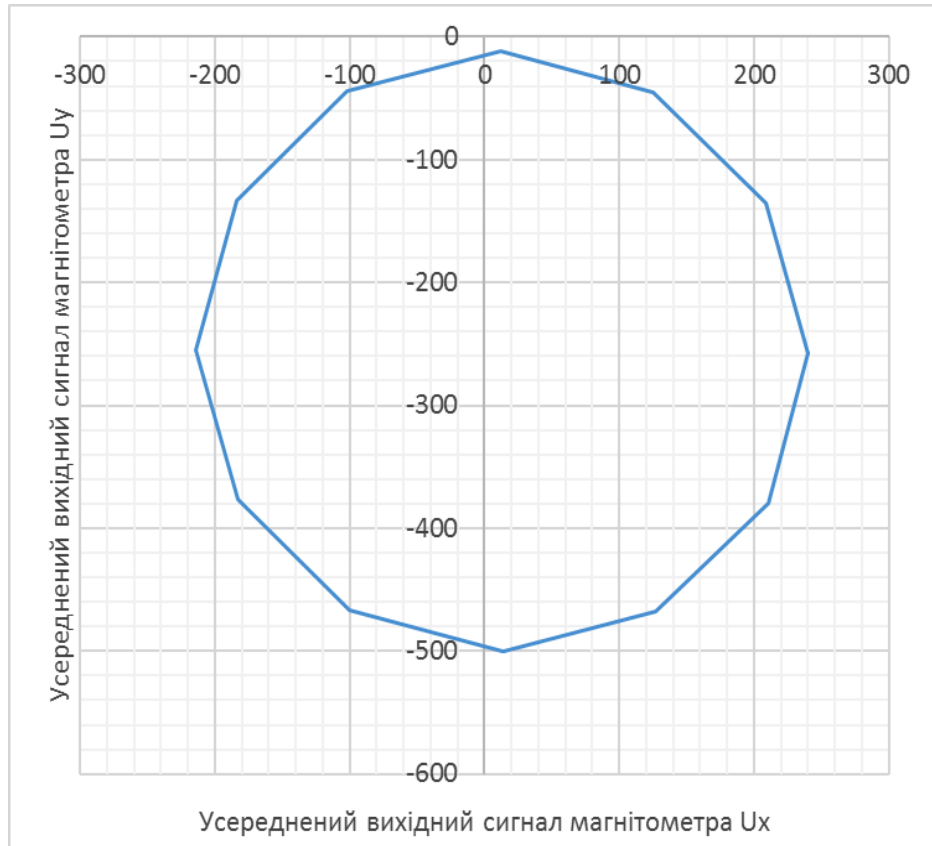


Рис. X.1. Графік залежності $U_Y = f(U_X)$ з девіаціями (положення *a*)

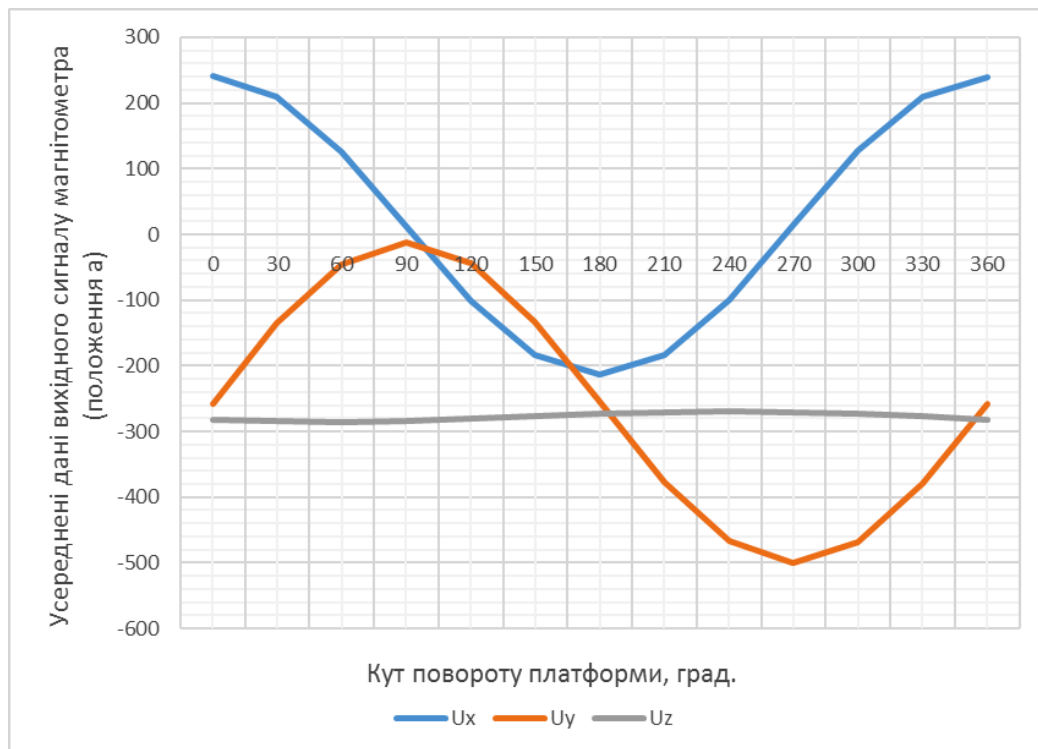


Рис. X.2. Графіки залежностей U_i від кута повороту платформи (положення *a*)

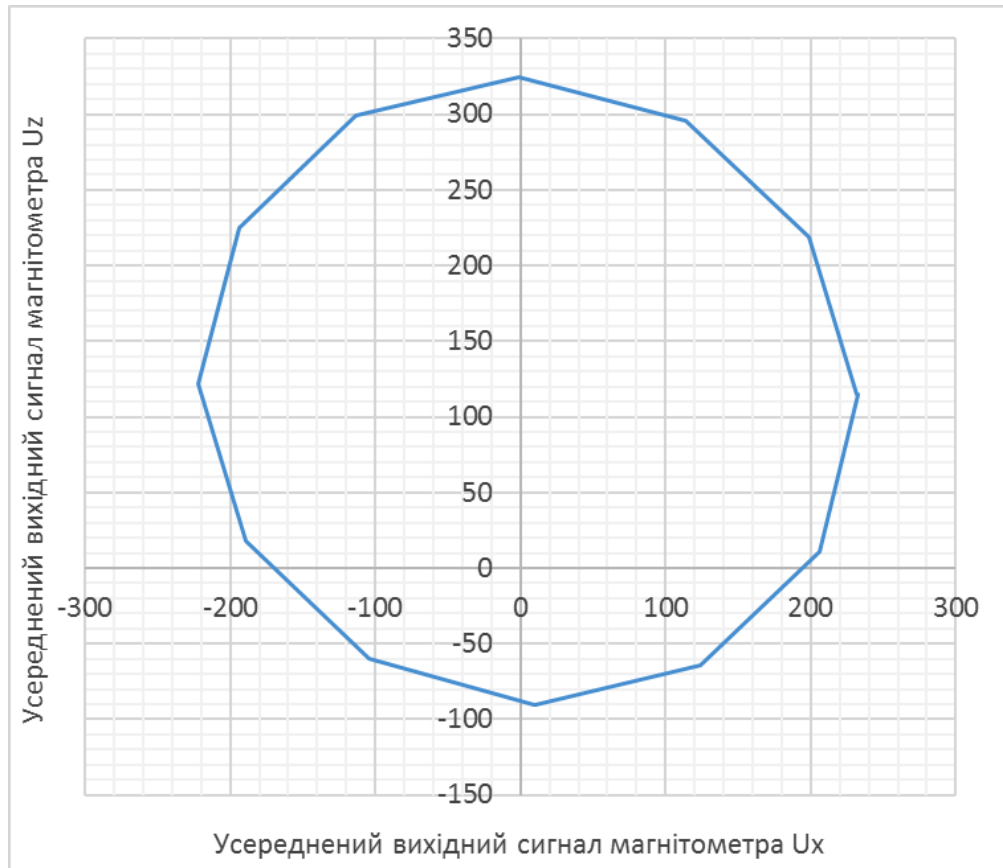


Рис. X.3. Графік залежності $U_Z = f(U_X)$ з дев'ятьма (положення б)

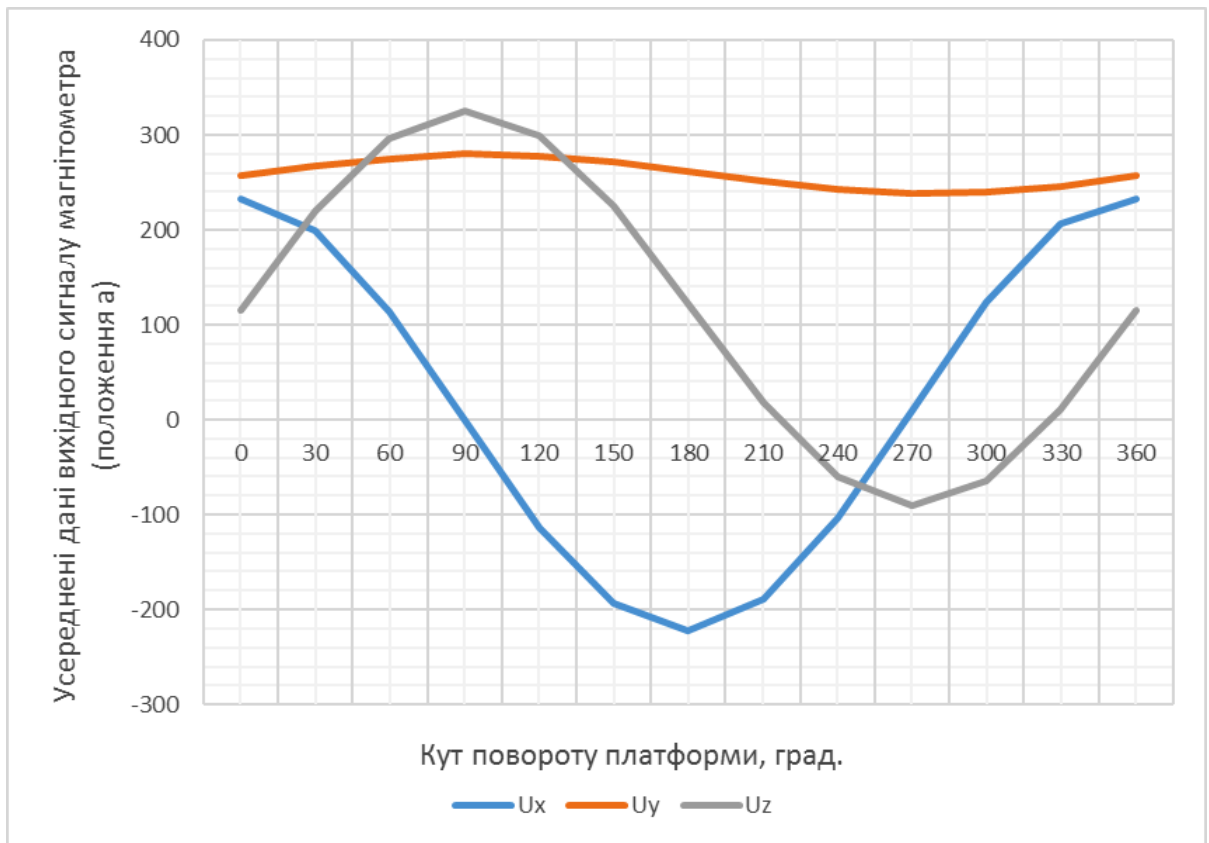


Рис. X.4. Графіки залежностей U_i від кута повороту платформи (положення б)

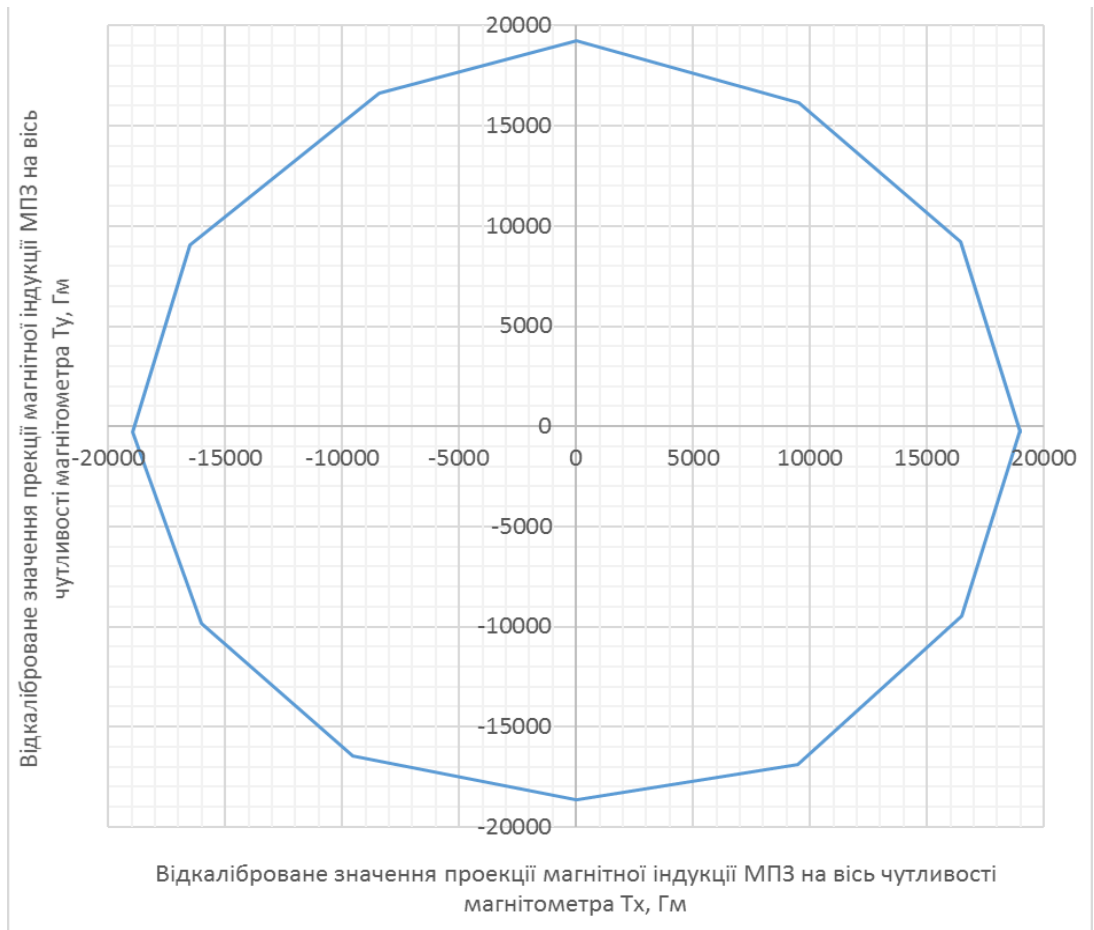


Рис. X.5. Графік залежності $T_Y = f(T_X)$ з девіаціями (положення *a*) після калібрування



Рис. X.6. Графіки залежностей T_i від кута повороту платформи (положення *a*) після калібрування

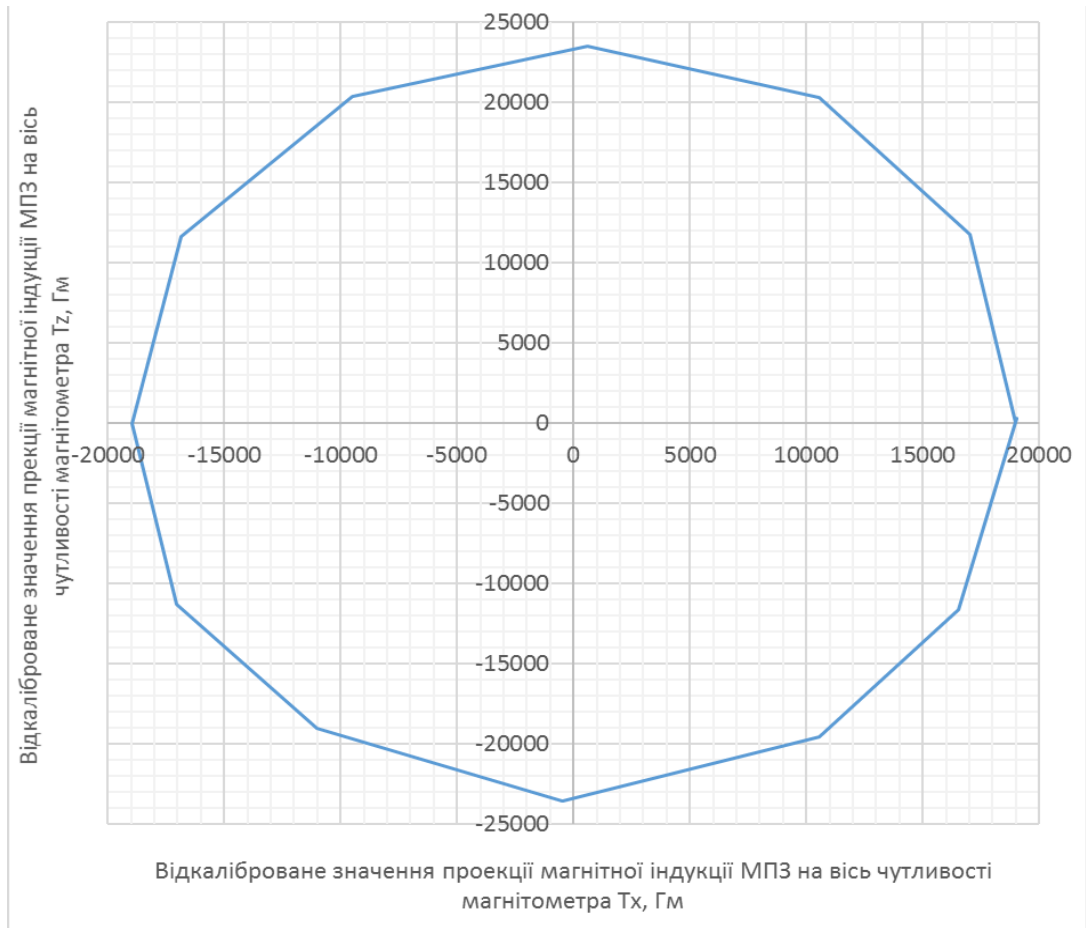


Рис. X.7. Графік залежності $T_Z = f(T_X)$ з дев'ятьма (положення б) після калібрування

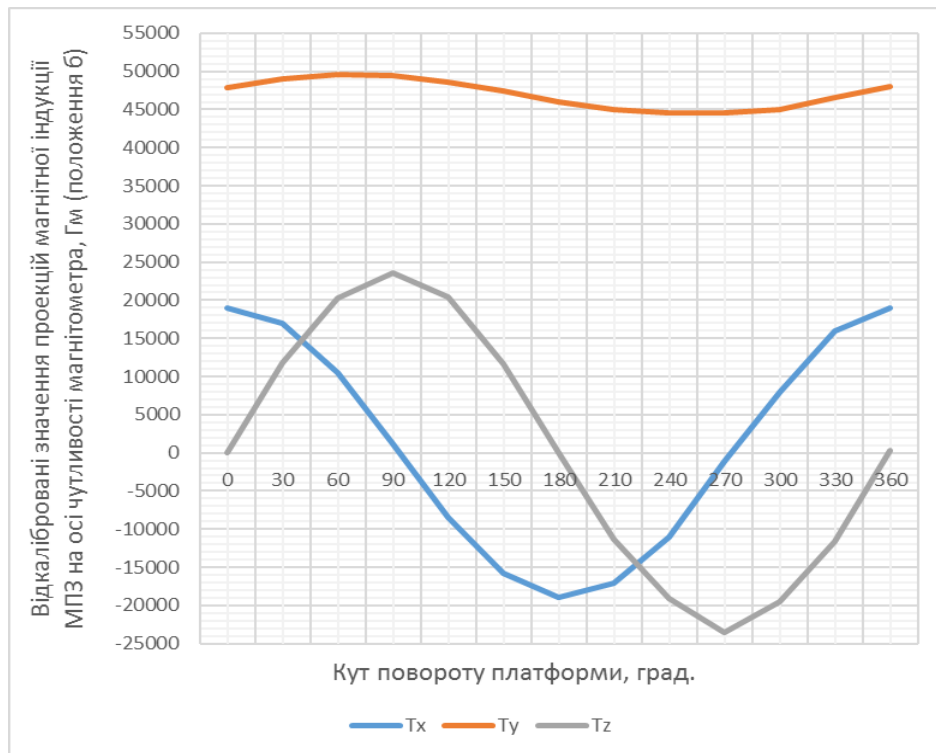


Рис. X.8. Графіки залежностей T_i від кута повороту платформи (положення б) після калібрування

Додаток Ц

Графіки залежностей алгоритмічного дрейфу орієнтації

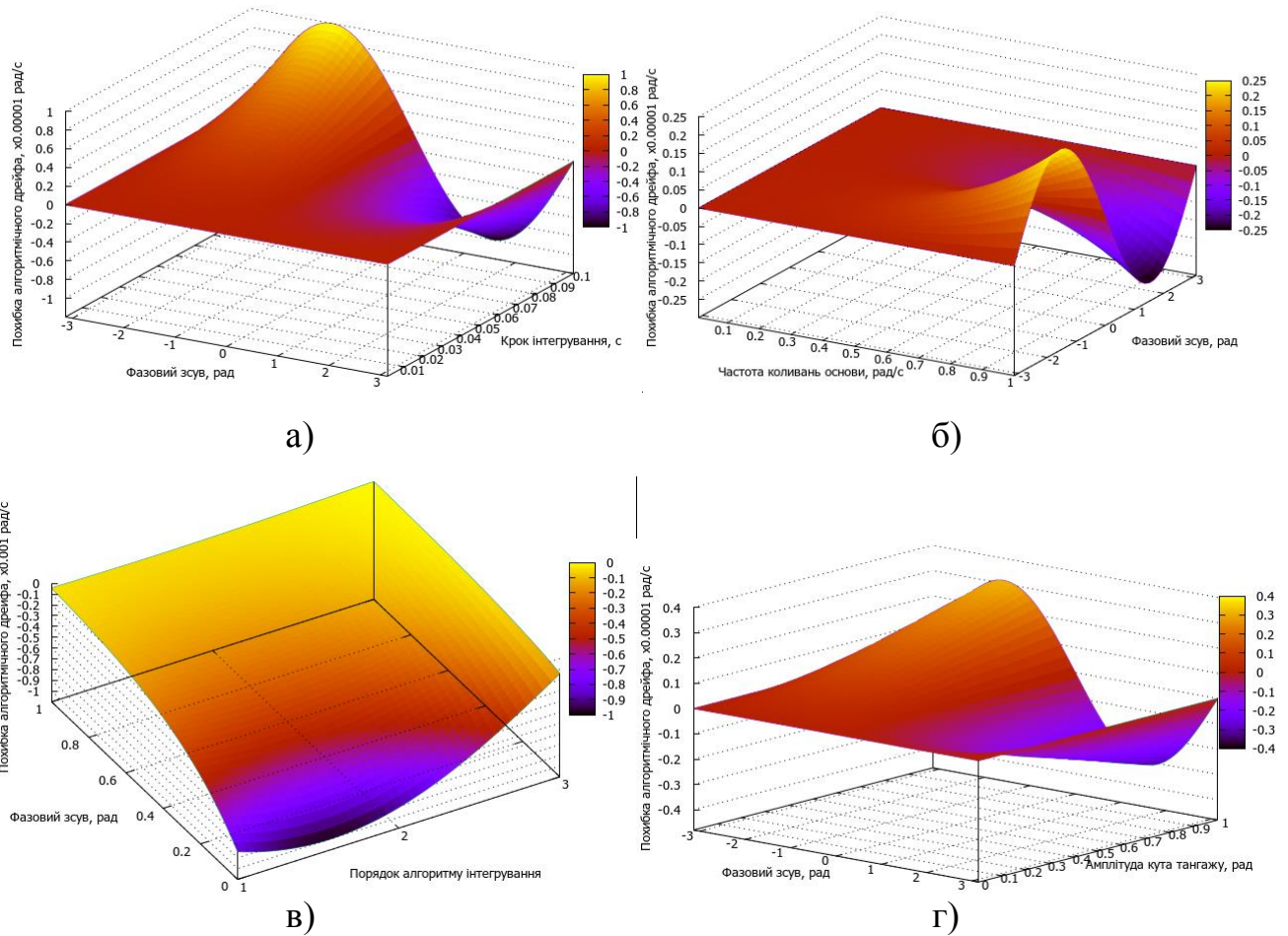


Рис. Ц.1. Графіки залежності похибки алгоритмічного дрейфу орієнтації:

а – $\delta\dot{\alpha} = f(\varphi, h)$ при $\omega = 1 \text{ рад/с}$; $N = 2$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

б – $\delta\dot{\alpha} = f(\varphi, \omega)$ при $h = 0.05 \text{ с}$; $N = 2$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

в – $\delta\dot{\alpha} = f(\varphi, N)$ при $h = 0.05 \text{ с}$; $\omega = 1 \text{ рад/с}$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

г – $\delta\dot{\alpha} = f(\varphi, \beta_m)$ при $h = 0.05 \text{ с}$; $\omega = 1 \text{ рад/с}$; $N = 2$; $\alpha_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$

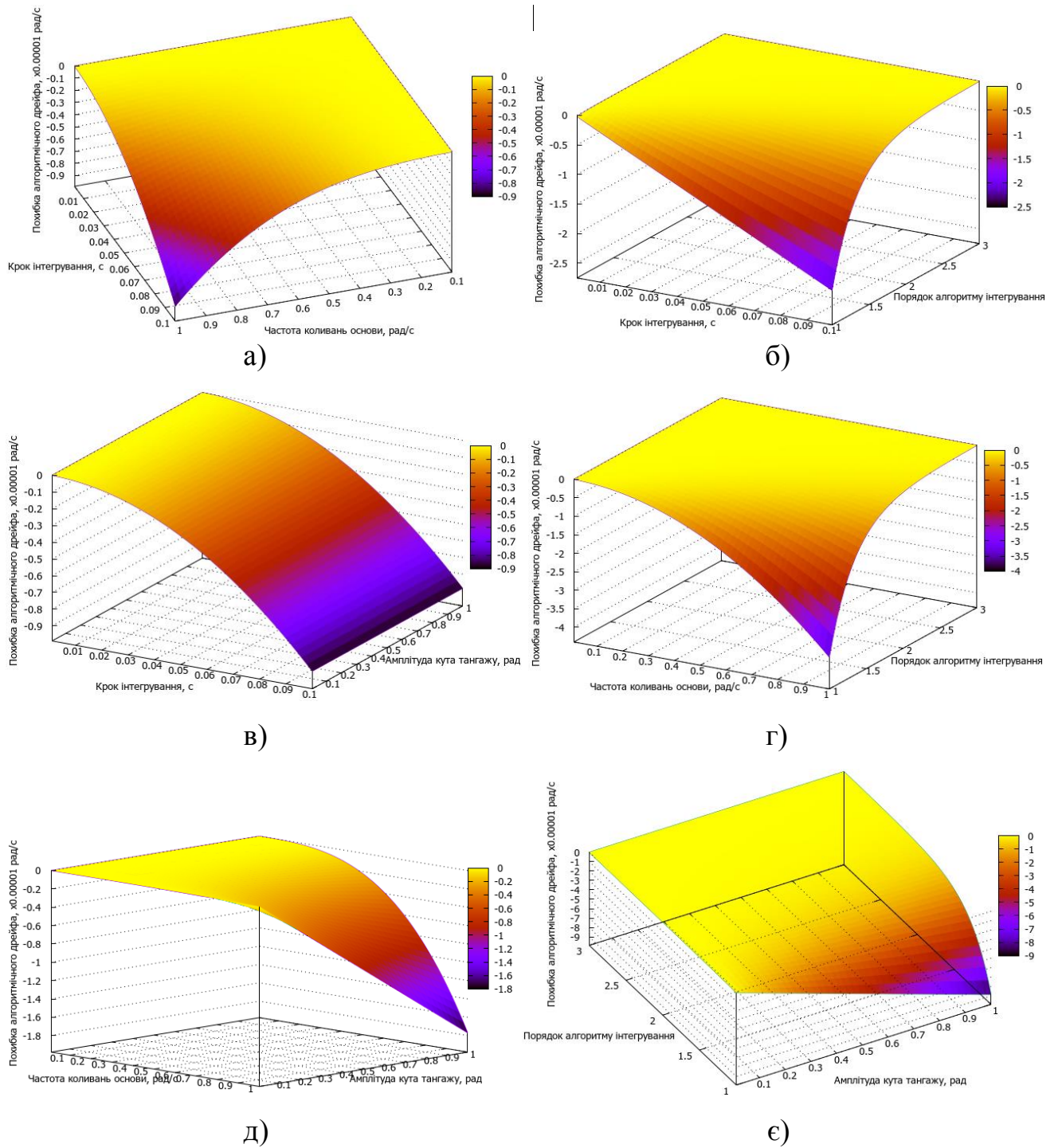


Рис. Ц.2. Графіки залежності похибки алгоритмічного дрейфу орієнтації:

а – $\delta\dot{\alpha} = f(h, \omega)$ при $\varphi = 45^\circ$; $N = 2$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

б – $\delta\dot{\alpha} = f(h, N)$ при $\varphi = 45^\circ$; $\omega = 0.5 \text{ рад/с}$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

в – $\delta\dot{\alpha} = f(h, \beta_m)$ при $\varphi = 45^\circ$; $\omega = 0.5 \text{ рад/с}$; $N = 2$; $\alpha_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

г – $\delta\dot{\alpha} = f(\omega, N)$ при $\varphi = 45^\circ$; $h = 0.05 \text{ с}$; $\alpha_m = \beta_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

д – $\delta\dot{\alpha} = f(\omega, \beta_m)$ при $\varphi = 45^\circ$; $h = 0.05 \text{ с}$; $N = 2$; $\alpha_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$;

е – $\delta\dot{\alpha} = f(N, \beta_m)$ при $\varphi = 45^\circ$; $h = 0.05 \text{ с}$; $\omega = 0.5 \text{ рад/с}$; $\alpha_m = \chi_m = 0.1 \text{ рад/с}$

Додаток Ш

Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

По темі дисертаційних досліджень опубліковано 55 робіт, у тому числі одна монографія (у співавторстві), 20 статей у наукових фахових виданнях (з них 10 одноосібних, а 5 статей опубліковано у наукових фахових виданнях України, зареєстрованих у міжнародних наукометричних базах), 3 патенти України на винахід (одноосібно), 21 публікація в інших виданнях (з них 14 одноосібних), таких як матеріали і тези доповідей на конференціях (праці апробаційного характеру), а також 10 статей у інших виданнях (з них 5 одноосібних, а 4 статті опубліковано у наукових виданнях України, зареєстрованих у міжнародних наукометричних базах).

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації.

Монографія:

1. Рудик, А. В. Наукові основи та принципи побудови приладової системи вимірювання прискорення мобільного робота. Монографія / А. В. Рудик, В. П. Квасніков. – Харків : Мачулін, 2018. – 272 с.

Статті у фахових виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз:

2. Рудик, А. В. Пристрої для вимірювання електричної ємності мікромеханічних давачів навігаційних систем мобільних роботів та її відхилення від номінального значення / А. В. Рудик // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 3 (78). – С. 93-103. Індексція *WorldCat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, eLibrary, Google Scholar, Research Bid, UIF.*

3. Rudyk, A. V. Analysis of the errors of MEMS accelerometers by the Allan variation method / A. V. Rudyk // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1. – С. 100-109. Індексція *World-*

Cat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, eLibrary, Google Scholar, ResearchBid, UIF.

4. Рудик, А. В. Методика вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв мобільних робототехнічних комплексів / А. В. Рудик // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – 2017. – № 1 (245). – С. 166-173. Індексція *Index Copernicus, Google Scholar, РИИЦ, Polish Scholarly Bibliography.*

5. Рудик, А. В. Математична модель похибок акселерометрів безплатформної інерціальної навігаційної системи / А. В. Рудик // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2017. – № 2. – С. 7-13. Індексція *Index Copernicus, РИИЦ.*

6. Рудик, А. В. Зв'язок точності оцінювання постійної складової похибки МЕМС акселерометрів з варіацією Алана / А. В. Рудик // Вісник Приазовського державного технічного університету (Маріуполь). – 2017. – №35. – С. 212-220. Індексція *Index Copernicus, РИИЦ, World Cat, BASE, Ulrich's Periodicals Directory, Google Scholar, ResearchBid, DOAJ, CiteFactor, DRJI.*

Статті у фахових виданнях:

7. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 1999. – № 11. – С.106-114.

8. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних резонансних контурів / А. В. Рудик, О. М. Возняк, І. В. Барановський // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – 2001. – № 2 (11). – С. 137-143.

9. Рудик, А. В. Резонансний метод визначення добротності варикапів / А. В. Рудик, С. М. Павлов // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 3. – С. 81-85.

10. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик, О. О. Семенова, А. О. Семенов // Вісник Інженерної академії України. – 2013. – № 2. – С. 276-281.

11. Рудик, А. В. Використання фільтра Тоу для фільтрації низькочастотних вузькосмугових процесів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 2. – С. 126-130.

12. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Вісник Інженерної академії України. – 2014. – № 3-4. – С. 129-134.

13. Рудик, А. В. Методи вимірювання координат та параметрів руху об'єктів з використанням супутникових радіонавігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2015. – № 4. – С. 51-56.

14. Рудик, А. В. Багатофункціональні сенсори для мобільної робототехніки / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – №1. – С. 30-36.

15. Рудик, А. В. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів / А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 1 (8). – С. 73-78.

16. Квасніков, В. П. Врахування робочих умов вимірювання параметрів руху об'єктів в математичній моделі формування результату вимірювання / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 2 (9). – С. 41-45.

17. Рудик, А. В. Оцінка точності навігаційно-часових визначень в супутникових радіонавігаційних системах / А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 3. – С. 39-45.

18. Квасніков, В. П. Математичні моделі MEMS-акселерометра / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2016. – № 4. – С. 86-92.

19. Квасніков, В. П. Практична оцінка похибок одноканальної безплатформної інерціальної навігаційної системи на MEMS-сенсорах на короткому часовому інтервалі / В. П. Квасніков, А. В. Рудик // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 1. – С. 190-196.

20. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів високочастотних ємнісних MEMS-сенсорів / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Ін-

женерної академії України. – 2017. – № 2. – С. 198-204.

21. Рудик, А. В. Калібрування магнітометра Honeywell HMC5883L / А. В. Рудик, В. П. Квасніков // Вісник Інженерної академії України. – 2017. – № 3. – С. 208-214.

Патенти України на винахід:

22. Патент на винахід №57135 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів послідовних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105962. Опубліковано в бюлетені №6 від 16.06.2003.

23. Патент на винахід №57795 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання добротності реактивних елементів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000020904. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

24. Патент на винахід №57836 (Україна), МКІ G01R 25/00. Спосіб вимірювання основних параметрів паралельних резонансних контурів / А. В. Рудик. – Реєстрац. номер заявки 2000105975. Опубліковано в бюлетені №7 від 15.07.2003.

Опубліковані праці апробаційного характеру:

25. Рудик, А. В. Фазовий метод вимірювання добротності резонансних контурів / А. В. Рудик // Прогресивні матеріали, технології та обладнання в приладобудуванні. Тези доповідей 4-ої НТК. – Тернопіль : ТДТУ, 2000. – С. 81.

26. Рудик, А. В. Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів резонансних контурів / А. В. Рудик // Контроль і управління в складних системах. Тези доповідей 6-ої МНТК. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – С. 100.

27. Рудик, А. В. Вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування. Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 14-15.

28. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на стабільність частоти / А. В. Рудик, В. К. Задорожний // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2005). Матеріали 1-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – С. 16-17.

29. Рудик, А. В. До визначення точності результатів вимірювань / А. В. Рудик, О. О. Дрючин, А. О. Семенов // Наука і освіта-2005. Матеріали 8-ої міжна-

родної НПК. – Дніпропетровськ : Наука і освіта, 2005. – Т. 62. – С. 35-37.

30. Рудик, А. В. Вплив високочастотної фільтрації на фазові флуктуації / А. В. Рудик // Найновите постиження на европейската наука. Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Софія : Бял ГРАД-БГ ООД, 2011. – Т. 42. – С. 39-41.

31. Рудик, А. В. Резонансний метод вимірювання параметрів еквівалентної схеми варикапа / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси. Матеріали 5-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2012. – С. 155-157.

32. Рудик, А. В. Метод вимірювання шумів операційних підсилювачів / А. В. Рудик, В. А. Рудик, В. М. Михалко // Авіа-2013. Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 1.77-1.80.

33. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана для обробки шумових процесів / А. В. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2013). Матеріали 6-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2013. – С. 202-204.

34. Рудик, А. В. Аналіз зміни характеристик фільтра Тоу при розкіді параметрів елементів схеми / А. В. Рудик, В. А. Рудик, А. О. Семенов, О. О. Семенова // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2014). Матеріали 7-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2014. – С. 120-122.

35. Рудик, А. В. Методи оцінки просторового положення об'єктів / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси (ІРТК-2016). Матеріали 9-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2016. – С. 31-33.

36. Рудик, А. В. Оцінка швидкості ультразвуку в повітрі при реалізації системи ультразвукового зору / А. В. Рудик // Інформаційно-обчислювальні технології, автоматика та електротехніка (ІТАЕ-2016). Матеріали міжнародної НПК. – Рівне : НУВГП, 2016. – С. 273-275.

37. Rudyk, A. V. Characterization of objects moving in the decomposition of functions in Fourier series / A. V. Rudyk, V. P. Kvasnikov // The seventh world congress "Aviation in the XXI-st century". Safety in Aviation and Space Technologies. – National Aviation University, Kyiv, Ukraine, 2016. – pp. 1.9.6-1.9.10.

38. Рудик, А. В. Модель стану безплатформенної інерціальної навігаційної

системи / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП-2016). Матеріали 16-ої міжнародної НТК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2016. – С. 150.

39. Рудик, А. В. Інтегральні перетворювачі відхилення електричної ємності від номінального значення / А. В. Рудик // Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій. Тези доповідей 8-ої міжнародної НПК. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2016. – С. 67-68.

40. Рудик, А. В. Пристрій обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем / А. В. Рудик, А. І. Шлома // Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2016). Тези доповідей 10-ої міжнародної НТК. – Харків : ННЦ «Інститут метрології», 2016. – С. 73.

41. Рудик, А. В. Оптимізація алгоритму опитування давачів навігаційної системи мобільного робототехнічного комплексу в аналоговому інтерфейсі / А. В. Рудик // Збірник наукових праць 6-ої міжнародної науково-практичної конференції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи». – Одеса : ФОП Бондаренко М. О., 2016. – С. 158-163.

42. Рудик, А. В. Методи вимірювання швидкості та прискорення / А. В. Рудик // Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК-2017). Матеріали 10-ої міжнародної НПК. – Київ : НАУ, 2017. – С. 25÷27.

43. Рудик, А. В. Акселерометричні інерціальні мікросистеми орієнтації / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (ВОТТП-17-2017). Матеріали 17-ої міжнародної НТК. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2017. – С. 103-105.

44. Рудик, А. В. Розробка локальної навігаційної системи наземного мобільного робота / А. В. Рудик // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2017). Матеріали 6-ої міжнародної НТК. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – С. 75-76.

45. Рудик, А. В. Порівняльний аналіз точнісних характеристик класичної та акселерометричних інерціальних навігаційних систем / А. В. Рудик // Вимірювання, контроль і діагностика в технічних системах (ВКДТС-2017). Матеріали 4-

ої міжнародної НТК. – Вінниця : ПП «ТД«Едельвейс і К», 2017. – С. 209-210.

Статті у інших виданнях:

46. Рудик, А. В. Методика аналізу похибок відтворення сигналу фільтром синтезу цифро-аналогового перетворювача / А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1997. – № 2. – С. 70-76.

47. Суп'ян, В. Я. Фазові співвідношення при множенні частоти сигналів / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, І. В. Барановський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 1999. – № 1. – С. 5-11.

48. Рудик, А. В. Методика визначення фазової нестабільності вихідного сигналу резонансного фільтра / А. В. Рудик, І. В. Барановський, Г. І. Майхрук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 1. – С. 51-54.

49. Суп'ян, В. Я. Вимірювання несучої частоти сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією / В. Я. Суп'ян, А. В. Рудик, Я. В. Суп'ян, О. В. Суп'ян // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2000. – № 4. – С. 54-59.

50. Рудик, А. В. Використання фільтрів Калмана у вимірювальних системах / А. В. Рудик, О. О. Дрючин // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4. – Ч. 1. – Т. 1. – С. 225-229.

51. Рудик, А. В. Фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2015. – № 4. – С. 96-102. Індексация *Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ*.

52. Рудик, А. В. Використання стелс-технологій в мобільних робототехнічних комплексах та методи виявлення малопомітних об'єктів / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2016. – № 2. – С. 146-150. Індексация *Index Copernicus, Google Scholar, РИНЦ*.

53. Рудик, А. В. Пристрої обробки сигналів мікромеханічних давачів навігаційних систем / А. В. Рудик // Вісник Національного університету водного гос-

подарства та природокористування. Серія: Технічні науки. – 2016. – № 4 (76). – С. 189-199.

54. Рудик, А. В. Спосіб визначення параметрів руху об'єкта на кінцевому інтервалі часу / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 1. – С. 49-54. Індекссація *Index Copernicus, Google Scholar, РИИЦ*.

55. Рудик, А. В. Синтез та моделювання цифрових фільтрів програмними засобами MATLAB / А. В. Рудик // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький). – 2017. – № 3. – С. 87-93. Індекссація *Index Copernicus, Google Scholar, РИИЦ*.

Апробація результатів дисертації.

Основні положення та результати роботи доповідались та обговорювались на таких конференціях, конгресах, з'їздах, семінарах, нарадах:

- 4^{її} науково-технічній конференції «Прогресивні матеріали, технології та обладнання в приладобудуванні», м. Тернопіль, 2000 р.;
- 6^{її} міжнародній науково-технічній конференції «Контроль і управління в складних системах», м. Вінниця, 2001 р.;
- 1^{її} та 6^{її} міжнародних науково-технічних конференціях «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування», м. Вінниця, 2005 р., 2017 р.;
- 8^{її} міжнародній науково-практичній конференції «Наука і освіта», м. Дніпропетровськ, 2005 р.;
- 7^{її} міжнародній науково-практичній конференції «Найновите постиження на європейската наука», м. Софія, 2011 р.;
- 5^{її}, 6^{її}, 7^{її}, 9^{її} та 10^{її} міжнародних науково-практичних конференціях «Інтегровані інтелектуальні робототехнічні комплекси», м. Київ, 2012 р., 2013 р., 2014 р., 2016 р., 2017 р.;
- 6^{її} міжнародній науково-практичній конференції «Авіа-2013», м. Київ, 2013 р.;
- 1^{її} міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційно-обчис-

лювальні технології, автоматика та електротехніка», м. Рівне, 2016 р.;

- 7th world congress «Aviation in the XXI-st century. Safety in Aviation and Space Technologies», Kyiv, Ukraine, 2016;

- 16th та 17th міжнародних науково-технічних конференціях «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», м. Одеса, 2016 р., 2017 р.;

- 8th міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», м. Запоріжжя, 2016 р.;

- 10th міжнародній науково-технічній конференції «Метрологія та вимірювальна техніка», м. Харків, 2016 р.;

- 6th міжнародній науково-практичній конференції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи», м. Одеса, 2016 р.;

- 4th міжнародній науково-технічній конференції «Вимірювання, контроль і діагностика в технічних системах», м. Вінниця, 2017 р.;

- наукових семінарах кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем і технологій Національного авіаційного університету, 2015-2017 р.р.;

- науково-технічних конференціях професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів Національного університету водного господарства та природокористування за участю працівників науково-дослідних організацій та інженерно-технічних працівників підприємств м. Рівне та області, 2011-2017 р.р.