



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ
ФАКУЛТЕТ ПО ТЕЛЕКОМУНИКАЦИИ

Д-р инж. Росен Георгиев Милетиев

**Методи, алгоритми и системи за определяне на
ориентация и състояние на подвижни обекти
на базата на MEMS инерциални сензори**

АВТОРЕФЕРАТ

НА

**ДИСЕРТАЦИЯ ЗА ПРИДОБИВАНЕ НА НАУЧНАТА СТЕПЕН
„ДОКТОР НА НАУКИТЕ”**

Област на висше образование: 5. Технически науки

**Професионално направление: 5.3. "Комуникационна и компютърна
техника"**

**Научна специалност: „Автоматизирани системи за обработка на
информацията и управление” (в комуникациите)**

СОФИЯ

2026

Актуалност на проблема

От десетилетия микроелектромеханичните системи (MEMS) са в основата на нови иновации, например в автомобилната индустрия и авиацията. Инерциалните сензори, изработени по тази технология, предизвикаха революция в транспорта, системи с виртуална реалност (VR), системите с добавена реалност (AR) и др. Съществуващите инерциални системи за измерване на линейни и ъгови ускорения, базирани на механични или пиезоелектрични сензори, имат широка честотна лента, но са неприложими за измерване на статични натоварвания или наклони, имат сравнително големи габаритни размери и изискват използването на допълнителни елементи – високочувствителни инструментални усилватели, буфери, АЦП и модули за обработка и предаване на информацията. Поради тези причини с развитието на цифровата схемотехника са предложени нов тип акселерометри и жирокопи, базирани на MEMS технологията, които интегрират в себе си чувствителните елементи, буферните и усилвателните стъпала, АЦП, цифрови филтри и цифрови интерфейси, като се отличават с висока степен на интеграция и позволяват директно свързване към други цифрови системи. Типични фактори, влияещи негативно върху точността на инерциалните сензори, са – отместване в нулевото показание, сложна температурна зависимост от хистерезисен тип, чувствителност към линейни ускорения при жирокопите, шум, неортогоналност между осите при многоосни сензори и др. Всяка неточност от адитивен характер неминуемо води до неограничено нарастване на грешката в определянето на параметрите на движение скорост и преместване. Поради тази причина изучаването и компенсирането на негативните фактори и явления, влияещи върху точността на сензорите, е основната насока в методите и алгоритмите за обработка на информацията от тях. Както при всеки реален сензор, така и при инерциалните такива, изходната величина (напрежение, коефициент на запълване) винаги е съпроводена с шум. Интегриране във времето на бял Гаусов шум води до появата на явление, известно като случайно “плаване” в изходната величина. В непосредствена връзка с това явление се явява и чувствителността на инерциалните сензори към вибрации, тъй като те могат да се разглеждат като източник на шум.

В нулевото отместване на инерциалните сензори се крие най - същественият проблем на приложението на инерциалните сензори – неограниченото натрупване на грешки от различен характер във времето. Типични фактори, влияещи негативно върху точността на инерциалните сензори, са – отместване в нулевото показание, сложна температурна зависимост от хистерезисен тип, чувствителност към линейни ускорения при жирокопите, шум, неортогоналност между осите при многоосни сензори и др. Всяка неточност от адитивен характер неминуемо води до неограничено нарастване на грешката в определянето на параметрите на движение скорост и преместване. Поради тази причина изучаването и компенсирането на негативните фактори и явления, влияещи върху точността на сензорите, е основната насока в методите и алгоритмите за обработка на информацията от тях.

Основният стремеж при разработването и използването на инерциални сензори е към подобряване на техните параметри, което води до намаляване на грешките от техните измервания и пряко влияе върху продължителността на точна работа на инерциалните системи. От друга страна, прилагането на адекватни методи и алгоритми за обработка на данните от сензорите на системно ниво също води до подобряване на параметрите на системите, в които те са интегрирани.

Обща характеристика на дисертационния труд

Цел на дисертационния труд, основни задачи и методи за изследване

В резултат на направения обзор и посочените основни изводи относно съвременното състояние на проблематиката по изследването е прецизирана неговата **основна цел**: Анализ и синтез на нови подходи, методи и алгоритми за подобряване на параметрите на MEMS инерциални сензори, повишаване на качеството на данните, получавани от сензорни системи и разработване на системи за определяне на ориентация и състояние на подвижни обекти на базата на MEMS инерциални сензори.

За изпълнение на дефинираната цел се решават следните задачи:

1. Анализ на съществуващи MEMS инерциални сензори, включващ и тяхната базова архитектура, изследване на техните основни характеристики и точността на нискобюджетните сензори, използвани за измерване на линейни и ъглови ускорения, моделите за техния анализ и методите за тяхното компенсиране
2. Разработване на методи и алгоритми за подобряване на характеристиките на MEMS инерциални сензори
3. Разработване на методи и алгоритми за системи на базата на MEMS инерциални сензори за определяне на ориентацията в пространството
4. Разработване на методи и алгоритми за системи на базата на MEMS инерциални сензори за анализ на динамичното състояние на подвижни обекти, техни подсистеми, както и състоянието на пътната мрежа в областта на автомобилния и железопътния транспорт
5. Създаване на прототипи на информационно – комуникационни системи на основата на MEMS инерциални сензори и тестването им в реални условия, както и тестване на алгоритми и програмни среди за обработката на информацията.

Научна новост

Научната новост в дисертационни труд се състои в разработването и прилагането на нови методи, практически подходи и алгоритми за подобряване на параметрите на MEMS инерциални сензори за измерване на линейно и ъглово ускорение, както и приложението им в системи в сферата на автомобилния и железопътният транспорт. Някои от научните новости включват:

- Разработване на методи за подобряване на параметрите на инерциални сензори, включващи както хардуерни (чрез използване на четирисензорна структура от сензори), така и софтуерни методи на базата на обработка на сигнали от сензорите (уейвлет преобразуване, комплементарни филтри, компенсиране на нулевото отместване и др.)
- На основата на предложената четирисензорна структура са предложени нови режими на работа, вкл. синхронни и асинхронни режими, които позволяват подобряване на параметрите на новата структура в сравнение с единичен инерциален сензор.
- Предложените са структури на Калманов филтър и комплементарен филтър за определяне на пространственото положение на обектите, както за статични, така и за динамични условия, като получените резултати са аналогични или по – добри от съществуващите комерсиални системи.
- Предложена е структура на мултипротоколна мрежа от инерциални сензори с последователно или паралелно свързване на сензорите, която позволява

определяне на относителното преместване и скоростите на отделни детайли в превозни средства, като грешката при определяне на относителното преместване достига до $\pm 0.1\text{mm}$.

- Предложен е метод за диагностика на окачването на автомобили по принудени колебания с оценка на времето на затихване, скоростта на затихване на колебанията, основните доминиращи честоти и техните амплитуди, зависимостта на определените честоти и амплитуди в зависимост от състоянието на изследвания обект, определяне на скоростта, преместването на елементите и интегрална оценка на състоянието на системата.
- Предложен е метод и алгоритъм за измерване и оценяване на надвишението на железният път, които позволяват анализ на динамиката на движение в реално време и своевременно откриване на компрометирани участъци от железния път за повишаване на комфорта и безопасността при движение.

Практическа приложимост

Резултатите от тази дисертация (в областта на инерциалните системи за определяне на ориентация и състояние на подвижни обекти) предлагат значителна и широкообхватна практическа приложимост в различни реални сценарии:

- За производители на MEMS инерциални сензори за подобряване на характеристиките на сензорите чрез прилагане на четирисензорна структура на ниво интегрално изпълнение и прилагане на обработка на сигналите в интегрираните в сензорите 32-битови контролери;
- За определяне на пространствено положение на различни подвижни обекти, като робототехника (в контрола на кинематичните движения), системи с виртуална реалност (VR), системи с добавена реалност (AR), автомобилостроене (при системите за динамичен контрол на движението, системи за сигурност) и др.
- спорт и медицина (контрол на движенията на спортиста/пациента), определяне на динамиката на движение (статично или динамично състояние), положението на човешкото тяло в пространството, детектиране на събития (линейно свободно падане, ротационно падане, ходене, тичане и др.)
- в автомобилния транспорт за целите на диагностиката, безопасността на движение, замърсяване на околната среда, подобряване на характеристиките на системите за управление на окачването, двигателя и системите за активна и пасивна безопасност, откриване на опасни участъци от пътя и изпращане на алармени събития (свързани с развитието на интелигентните транспортни системи), за развитието на автономни превозни средства и др.
- В железопътния транспорт за определяне на състоянието на железния път в реално време с възможност за анализ в реално време чрез предаване на данните в отдалечен сървър, за определяне на комфорта при движение на релсови транспортни средства, за анализ на състоянието на градски железопътни линии и др.
- В научната и учебна дейност в научни организации – постигнатите резултати са интегрирани като учебен материал в различни дисциплини за студенти балакавърска и магистърска степен, като „Автомобилна микроелектроника и интелигентен транспорт“, „Микромеханични системи с автомобилно приложение“, „Автомобилни микроелектронни системи и приложения“, „Интелигентни автомобилни системи“, „Микро- и наноелектронни системи за интелигентни архитектури на подвижни обекти“, „Системи за управление, навигация и контрол“, „Безжични вградени системи“ и др.

Апробация

Публикуване: Резултатите от дисертацията са публикувани в **38** научни статии, както следва:

- **4** в списания на български език
- **1** на национална конференция
- **5** в международни списания с квантил Q1;
- **28** на международни конференции.

Резултатите от дисертацията представляват части от дейностите по **5** научно-изследователски проекта и **1** полезен модел (Свидетелство за полезен модел Патентно ведомство №5143/27.10.2020г. ИНЕРЦИАЛНА-НАВИГАЦИОННА ИЗМЕРВАТЕЛНА СИСТЕМА ЗА ОЦЕНКА НА СЪСТОЯНИЕТО НА ЖЕЛЕЗОПЪТНАТА МРЕЖА)

Цитиране: С оглед анализ и оценка на получената публичност на предложени дисертационен труд, може да се отбележи, че към април 2026 са забелязани 42 цитирания на авторски публикации, включени в дисертацията, от които 16 в SCOPUS.

Структура и обем на дисертационния труд

Дисертационният труд е с обем 326 страници и се състои от увод, 5 глави, приноси, списък на използвана литература, включваща 197 източника, списък на публикациите, списък на научните и научно – приложните приноси, списък на цитиранията и 1 приложение.

Работата включва общо 239 фигури, 30 таблици и списък на използваните означения и съкращения. Номерата на фигурите и таблиците в автореферата съответстват на тези в дисертационния труд.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за защита от Разширен Катедрения съвет на катедра „Радиокомуникации и Видеотехнологии“с Протокол №3/01.06.2026г. и на Разширен Факултетен съвет от 10.06.2026г. към Факултет Телекомуникации на ТУ-София.

Публичната защита на дисертационния труд ще се състои на 31.07.2026г. от 11:00ч часа в Конферентната зала на БИЦ на Технически университет – София на открито заседание на научното жури, определено със заповед № ОЖ-5.3-51 / 15.06.2026г. на Ректора на ТУ-София по процедура ФТК78-НС2-098 в състав:

Вътрешни членове:

1. Проф. д-р Илия Илиев – ТУ – София – Председател
 2. Проф. д-р Веска Георгиева (пенсионер) – Научен секретар
 3. Проф. дн Сеферин Мирчев (пенсионер)
- Резервен член: Проф. д-р Красимир Неделчев – ТУ – София

Външни членове:

4. Проф. д-р Александър Бекярски (пенсионер)
 5. Проф. д-р Марин Маринов – ВВВУ „Георги Бенковски“
 6. Проф. д-р Станимир Садинов – ТУ Габрово
 7. Проф. д-р Габриела Атанасова – ЮЗУ „Неофит Рилски“
- Резервен член: Проф. д-р Григор Михайлов - ВУТП

ГЛАВА 1

Определяне на характеристиките на MEMS инерциални сензори

1.1. Основни характеристики на MEMS инерциални сензори

Основният стремеж при разработването и използването на инерциални сензори е към подобряване на техните параметри, което води до намаляване на грешките от техните измервания и пряко влияе върху продължителността на точна работа на инерциалните навигационни системи. От друга страна, прилагането на адекватни методи и алгоритми за обработка на данните от сензорите на системно ниво също води до подобряване на параметрите на системите, в които те са интегрирани. Както при всеки реален сензор, така и при инерциалните такива, изходната величина (напрежение, коефициент на запълване) винаги е съпроводена с шум. Интегриране във времето на бял Гаусов шум води до появата на явление, известно като случайно “плаване” в изходната величина. В непосредствена връзка с това явление се явява и чувствителността на инерциалните сензори към вибрации, тъй като те могат да се разглеждат като източник на шум.

В сравнение с традиционните висококачествени инерциални сензори тези, произведени по MEMS технологията, все още се характеризират с големи грешки. Точността им основно зависи от нарастващите с времето грешки и по специално от стохастичните грешки. За да се елиминират тези случайни по своята природа грешки се използват стохастични методи, които не се характеризират с голямо разнообразие. За оценка на грешките на инерциални сензори се използват няколко времеви метода за статистическо моделиране [5], като най-използваният от тях е метода във времевата област чрез дисперсия на Алън, който е разработен в средата на шестдесетте години на миналия век за изследване на стабилността на честотата на високоточни генератори. Дисперсията на Алън е директно измерима величина и може да осигури информация за вида и големината на различни шумови съставлящи. Ако представим ускорението във вида:

$$a(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (1.2)$$

то скоростта във даден момент може да се определи чрез интегрирането на ускорението съгласно израза:

$$\begin{aligned} v(t) &= \int a(t) dt = \sum_{i=1}^N A_i \int \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt = \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{\omega_i} \cos\left(\omega_i t + \varphi_i - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Полученият аналитичен израз показва, че ако ускорението не притежава отместване от нулата или постоянна съставка, то и в скоростта, респективно в преместването ще липсва постоянна съставка. На практика обаче при изчисляването на тези параметри се използва числено интегриране, което внася определена грешка в зависимост от избрания метод на интегриране, а оттам и евентуална постоянна съставка в скоростта, което при последващо интегриране за изчисляване на преместването ще доведе до натрупване на тази грешка.

Резултатите от численото интегриране на линейните ускорения от MEMS сензор от висок клас ADIS16405 по метода на трапеците са дадени в Таблица 1.1.

Табл.1.1. Изчислени статистически параметри след еднократно интегриране

Параметър	Средна стойност, m/s	Стандартна девиация, m/s
Vx	$2.154 \cdot 10^{-4}$	$5.232 \cdot 10^{-5}$
Vy	$6.196 \cdot 10^{-5}$	$5.493 \cdot 10^{-5}$
Vz	$2.170 \cdot 10^{-4}$	$5.152 \cdot 10^{-5}$

Всичко казано дотук определя необходимостта от определяне на характеристиките на MEMS сензорите, тъй като тяхната стойност съществено влияе върху точността на системите, респ. да се търсят начини за тяхното подобряване с помощта на софтуерни (чрез цифрова обработка на сигналите) или хардуерни методи.

1.2. Определяне на шумови характеристики чрез дисперсия на Алън

Дисперсията на Алън (ДА) е анализ във времевата област за определяне на характеристиките на основен случаен процес, който допринася за нарастване на шума в данните. Като такъв, той помага да се идентифицира източника на дадена съставка на шума в данните. При този метод се допуска, че несигурността в данните е генерирана от източници на шум със специфични характеристики. С ДА могат да се определят седем източника на шум от инерциални сензори. Те са: случаен дрейф на скоростта, случаен дрейф на ъгъла, нестабилност на нулевото отклонение, дрейф на нулата, шум от квантуване, промяна на стойността на наклона, синусоидален шум и експоненциално корелиран (Марков) шум [9-11].

Графиката на ДА при наличие на всички източници на шум, има вида показан на фигура 1.17.



Фигура 1.17. Графично представяне на СКОА [5]

1.3. Експериментално определяне на шумови параметри на MEMS сензори

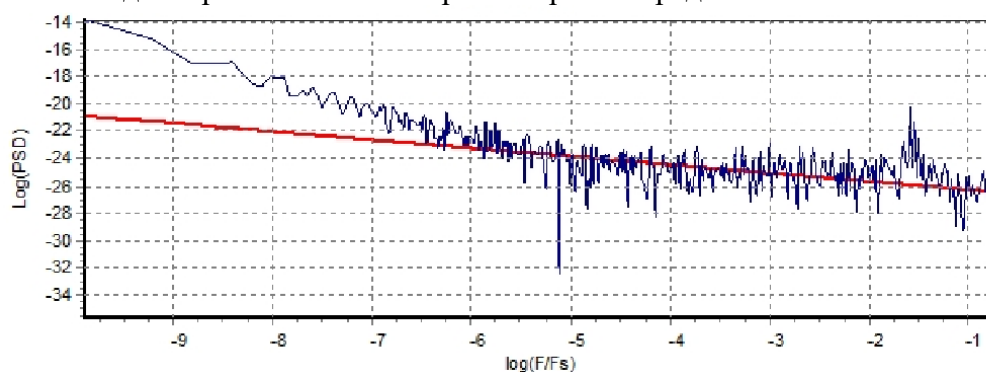
За експериментално определяне на шумовите параметри на MEMS сензори са избрани няколко типа сензори: 1/ сензори в производство в периода 2015-2020г. от нисък и висок клас, респ. триосния акселерометър LIS3LV02DQ и 3D инерциален сензор ADIS16405; 2/ сензори в производство в периода 2020-2026г. от среден клас.

Първият изследван MEMS инерциален сензор е модел LIS3LV02DQ, производство на фирмата *STMicroelectronics*, с цифров изход (12-битов). Изчислените стойности на отместване за съответните оси е дадено в Таблица 1.3.

Таблица 1.3. Статистически стойности на сензора в покой

Параметър	Средна стойност, спрямо g	Стандартна девиация, спрямо g
a_x	+0.0295	0.0035
a_y	-0.0297	0.0034
a_z	-1.0059	0.0040

За да се определят шумовите компоненти и техните стойности в изходния сигнал на триосния акселерометър LIS3LV02DQ [6] е направен запис при покой, с продължителност 8 часа. Честотата на дискретизация е $F_s=40\text{Hz}$, а температурата на околния въздух по време на експеримента е 25°C . Преди да се приложи метода на дисперсиата на Алън, от данните е извадена постоянната съставна. Функцията за изчисление на дисперсиата на Алън е реализирана в среда на Matlab.

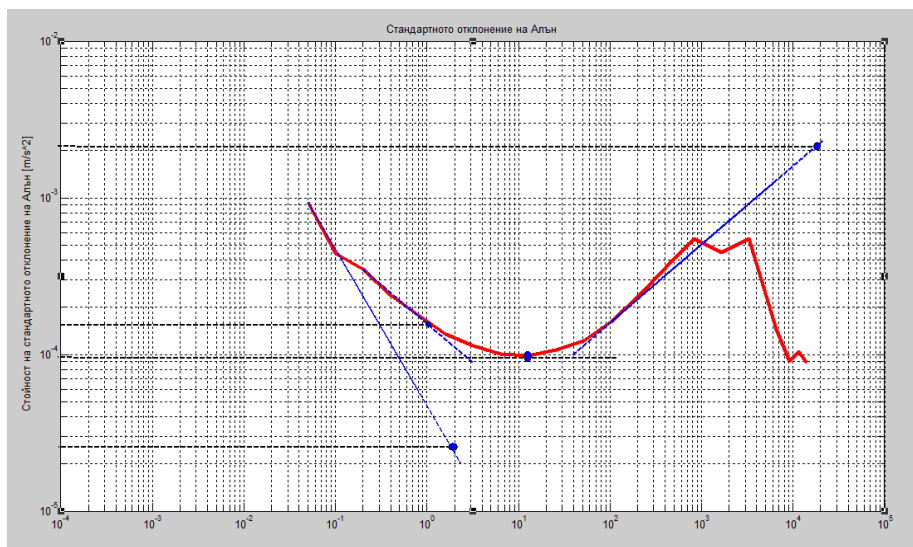


Апроксимиращата права е определена с израза $S(f) = f^{-0.61}$.

Фигура 1.23. Сигнала и спектралната плътност по оста X

Върху графиките на средно-квадратично отклонение на Алън (СКОА) със сини прекъснати линии са нанесени апроксимиращите прави с наклон, съответстващ на дължината на клъстера, при която се определя съответния шумов параметър. Стандартното отклонение на получените данни по оста X е $\sigma = 0.001357 \text{ m/s}^2$. Сигнала и съответстващата му спектрална плътност са показани на Фигура 1.23. СКОА и апроксимиращите прави са показани на Фигура 1.24.

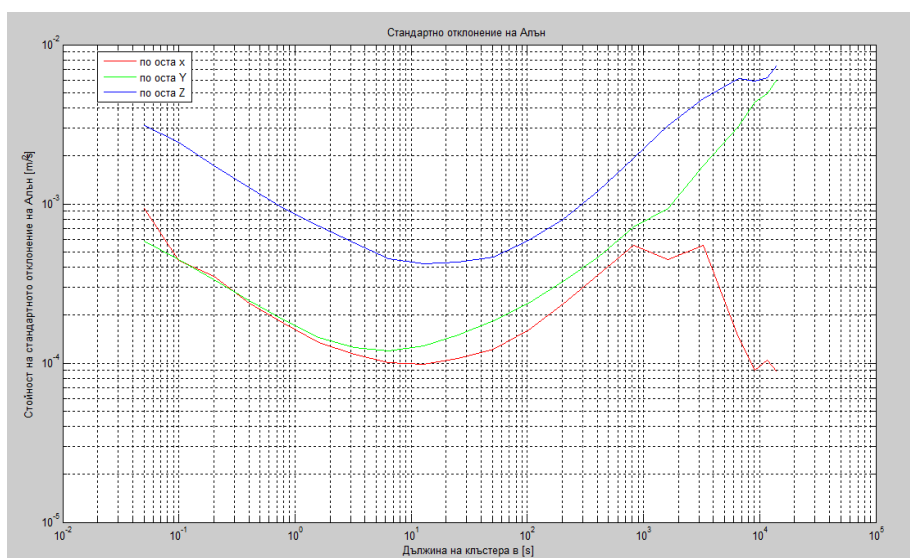
В данните са представени следните източници на шум: дрейф на скоростта, дрейф на нулата, шум от квантуване, нестабилност на нулевото отклонение. Стойностите им са показани в Таблица 1.4. За сравнение на получените СКОА от данните по трите оси, те са представени на Фигура 1.29. Стойностите на шумовите параметри по оста Z са по високи от тези по другите оси, което се дължи на факта, че по тази ос е приложено земното ускорение.



Фигура 1.24. СКОА по оста X

Таблица 1.4 Стойности на шумовите параметри

	Нестабилност на нулевото тклонение m/s^2	Случаен дрейф на скоростта $\frac{m/s^2}{\sqrt{h}}$	Дрейф на нулата $\frac{m/s^2}{\sqrt{h}}$
По оста X	$1.48 \cdot 10^{-4}$	$1.02 \cdot 10^{-2}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$
По оста Y	$1.927 \cdot 10^{-4}$	$1.02 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$
По оста Z	$6.385 \cdot 10^{-4}$	$4.62 \cdot 10^{-2}$	$7.4 \cdot 10^{-3}$



Фигура 1.29. Стойности на СКОА по трите оси

За целите на анализа единият от избраните сензори е от висок клас - 3D инерциален сензор ADIS16405. За целите на анализа на параметрите на инерциалните сензори е реализирано измерване на линейните и ъгловите ускорения при пълен покой при максималната честота на дискретизация от 819.2Hz, като са снети 901 056 отчета. Продължителността на измерването е $901056 / 819.2 = 1100s$. Измерването е извършено

с помощта на развойната система ADISUSBZ и специализирания софтуер iSENSOR Evaluation Tool. Получените резултати са показани на Фиг.1.31.

Табл.1.5

Параметър	Средна стойност, °/sec	Стандартна девиация, °/sec
gyroX	-0.0236	0.3314
gyroY	+0.0838	0.3833
gyroZ	-0.1515	0.3096

Табл.1.6

Параметър	Средна стойност, 1/g	Стандартна девиация, 1/g
acclX	+0.0295	0.0035
acclY	-0.0297	0.0034
acclZ	-1.0059	0.0040

Нискобюджетните инерциални MEMS сензори (например сензорите за автомобилната промишленост) преди едно десетилетие се отличават с по-високо отклонение на нулевата стойност, температурно отклонение и изходен шум, което прави измерванията им по-неточни и намалява тяхната производителност в сравнение с други инерционни сензори. Анализът на търговските MEMS инерционни сензори (за линейно и ъглово ускорение) от следващо поколение обхваща сензори от няколко известни производители като ST Microelectronics, TDK и Bosch, а именно BMI270 (Bosch), ICM-42688-P (TDK) и LSM6DSR (ST Microelectronics).

Таблица 1.7. Сравнение на параметрите на линейните акселерометри

	BMI270 [13]	ICM-42688-P [14]	LSM6DSR [15]
Разделителна способност	16-bit	16 ... 18-bit	16-bit
Обхват	±2g ... ±16g	±2g ... ±16g	±2g ... ±16g
Нулево отместване	±20 mg	±20 mg	±10 mg
Плътност на шума	160 µg/√Hz	70 µg/√Hz	60 µg/√Hz
ODR	12.5 Hz ... 1.6 kHz	1.5625 Hz ... 32 kHz	1.6 Hz ... 6.667 kHz

Таблица 1.8. Сравнение на параметрите на жирокопите

	BMI270	ICM-42688-P	LSM6DSR
Разделителна способност	16-bit	16 ... 19-bit	16-bit
Обхват	±125dps ... ±2000dps	±15.6dps ... ±2000dps	±15.6dps ... ±4000dps
Нулево отместване	±0.5 dps	±0.5 dps	±1 dps
Плътност на шума	8 mdps/√Hz	2.8 mdps/√Hz	5 mdps/√Hz
ODR	25 Hz ... 6.4 kHz	12.5 Hz ... 32 kHz	12.5 Hz ... 6.667 kHz

Показаните по-горе сензори са подбрани и сравнени според следните критерии, които са най-важни за навигационни цели, като разделителна способност, нулево отклонение, плътност на изходния шум и скорост на изходните данни. Сравнително проучване на параметрите (дефинирани от производителя) на предложените сензори е показано в Таблица 1.7 и Таблица 1.8 съответно за линейни акселерометри и сензори за ъглова скорост, като сравнението на параметрите на сензорите показват, че сензорът ICM-42688-P има по-добри нулеви отклонения и по-високи скорости на изходните данни в сравнение с другите сензори, което е много важно за повишаване на точността, тъй като

грешките при числовото интегриране са пропорционални на отклонението на изхода и Δt^3 , където Δt обозначава реципрочната стойност на скоростта на изходните данни.

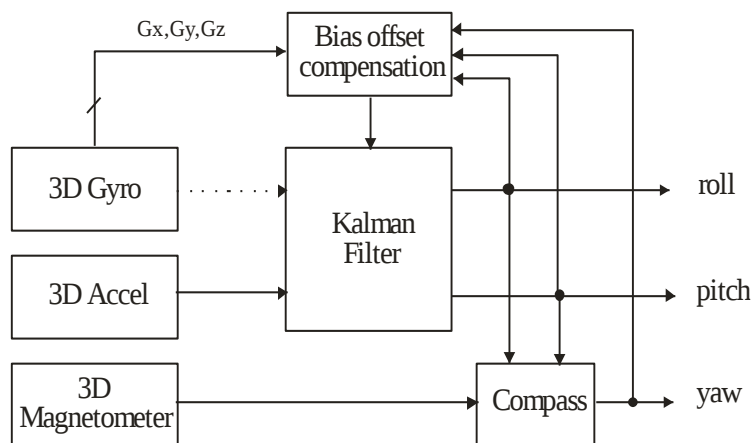
Шумовите характеристики на сензорите са изключително важни при работа на различни системи, базирани на Калманови филтри, респ. на ковариационната матрица R на шума при измерване на ускоренията. Поради тази причина е необходимо да бъдат количествено оценени тези характеристики. Проучването на шумовите параметри на MEMS сензорите показва, че предлаганите на пазара линейни сензори за ускорение имат приблизително сходни характеристики, като например цифрова разделителна способност от 16 бита, диапазон на измерване до 16 g, нулево отклонение в диапазона от $\pm 10 \text{ mg}$ до $\pm 20 \text{ mg}$, шумова плътност от $70 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ и стойности на ODR от единици до десетки kHz. В същото време сензорите за ъглова скорост се отличават с по-високи нива на шум от $8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$ при същите стойности на ODR. Теоретичният анализ на параметрите на шума на MEMS сензорите дава предимство за избор на сензора ICM-42688-P въз основа на по-високата му цифрова разделителна способност до 19 бита, по-високата ODR до 32 kHz и много ниската плътност на шума на сензора за ъглова скорост от $2,8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$. Експерименталното изследване на отклонението на дисперсията на Алън потвърждава описаната ситуация. Изчислените параметри на нормалното разпределение показват, че средната стойност (μ) е равна на приблизително 10^{-3} за всички тествани линейни акселерометри. Анализът на характеристиките на сензорите за ъглова скорост обаче показва, че средната стойност (μ) и стандартно отклонение (σ) са равни на $10^{-1} \div 10^{-2}$ за сензора LSM6DSL и 10^{-1} за сензора BMI270, докато съответните стойности за сензора ICM-42688-P са приблизително един порядък по – ниски.

1.4. Компенсиране на нулевото отместване на сензорите

1.4.1. С използване на допълнителни сензори

Както бе показано в предишния параграф един от най – важните параметри, който трябва да бъде определен за MEMS сензорите, е стойността на отместването на нулата. Тази стойност обаче не е постоянна във времето и зависи от температурата, хранващото напрежение и други фактори [17-18]. Статичната компенсация не е много ефективен процес, а нестабилността на отклонението от нулата се отнася до адитивната грешка в изхода на жироскопа със стохастични характеристики. За динамично компенсиране на това нулево отместване в жирокопите може да се използват магнитометри, които аналогично на жирокопите определят посоката на движение. Компенсацията е много важна, ако данните за магнитното поле се загубят или има магнитни смущения, причинени от магнито-меки или магнито-твърди ефекти. За постигане на такова динамично компенсиране са разработени алгоритми и е направено експериментално изследване, за да се докаже способността на системата да компенсира отместването на отклонението на жироскопа.

Алгоритъмът за динамично компенсиране на нулевото отместване се базира на следните стъпки (Фиг.1.41).



Фиг.1.41. Блок – схема на алгоритъм за динамично компенсиране на нулевото отместване

С помощта на Калманов филтър (KF) се определят ъглите на наклон на обекта - ъгъл на тангаж (roll) и ъгъл на крен (pitch). Третият ротационен ъгъл на курса (yaw) се определя с използване на данните от магнитометър на базата на вече определените ъгли на тангаж и крен съгласно следните зависимости:

$$X_H = M_X \cos \phi + M_Y \sin \phi \sin \theta - M_Z \cos \theta \sin \phi$$

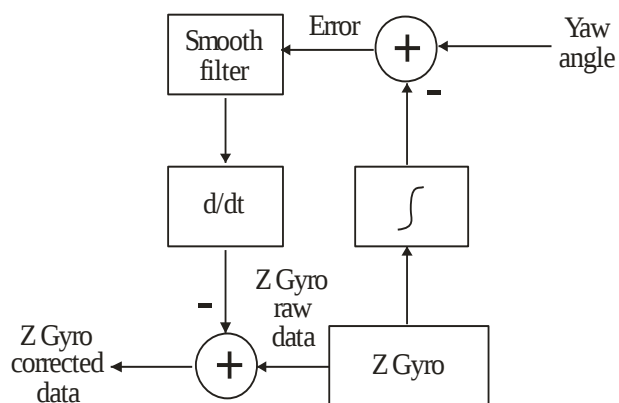
$$Y_H = M_Y \cos \theta + M_Z \sin \theta$$

$$\varphi_0 = \arctg\left(\frac{Y_H}{M_H}\right), \quad \text{където } \theta - \text{roll, } \phi - \text{pitch.} \quad (1.11)$$

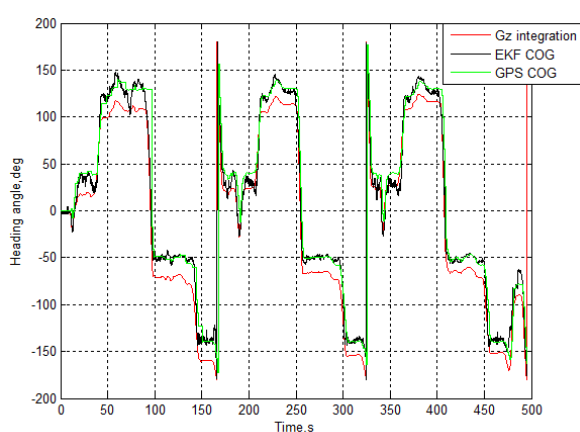
$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_{\text{declination}}$$

Ъгълът на деклинация $\varphi_{\text{declination}}$ за София (България) е равен на $+4^\circ 20'$ [6]. Така полученият ъгъл на курса се сравнява с изчисления от жирокопа и се определя грешката в резултат на нулевото отместване по оста Z на жирокопа (Фиг.1.42). Нулевите отмествания по другите две оси се компенсират чрез сравнение на получените стойности на определените ъгли на тангаж и крен и съответните ъгли за жирокопа. Грешката от сравнението се подава към изглаждащ филтър (Smooth filter), като напр. медианен филтър, който отстранява високочестотните компоненти преди блока на диференциатора d/dt . Коригираните данни от жирокопа се подават към филтъра на Калман.

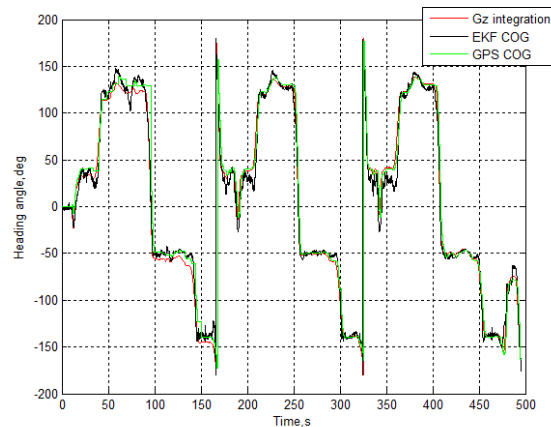
Предложеният алгоритъм за динамичното компенсиране на нулевото отклонение на жирокопа е тестван експериментално, като данните при движението се записват на MMC/SD карта и се обработват чрез програма в MATLAB. Системата е разположена между предните седалки в лекия автомобил, близо до центъра на тежестта на превозното средство, а осите на IMU са ориентирани спрямо осите на превозното средство, както следва: X – успоредна на надлъжната ос, Y – успоредна на напречната ос, Z – успоредна на вертикалната ос. Резултатите от експерименталните и обработените данни са показани на Фигура 1.46.



Фиг.1.42. Алгоритъм за определяне на грешката от нулево отместване



Фигура 1.45. Ъгъл на курса, изчислен от GPS данни, EKF и интегриране на Z-жироскопа със статична компенсация на отместването



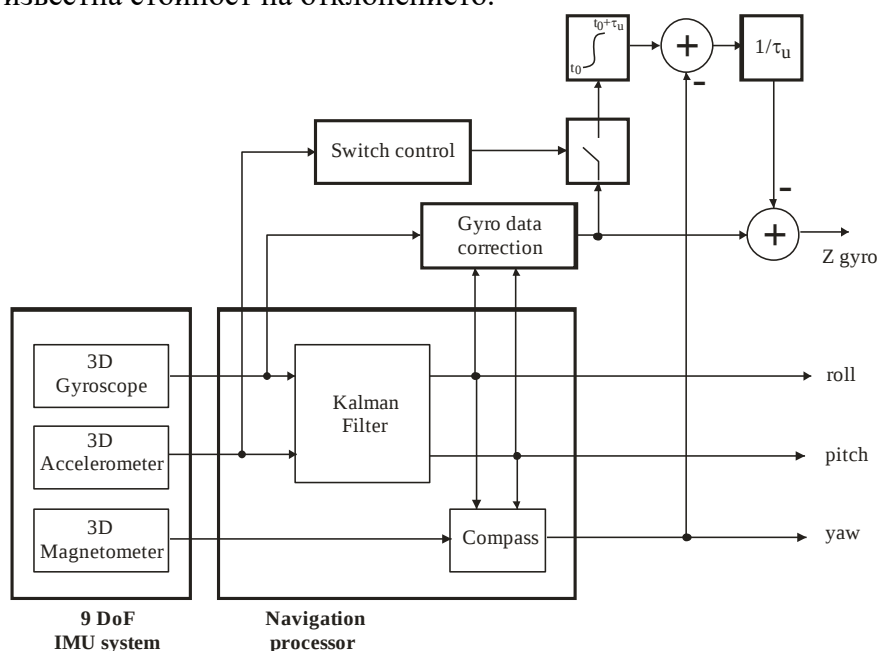
Фигура 1.46. Ъгъл на курса, изчислен от GPS данни, EKF и интегриране на Z-жироскопа с динамична компенсация на отместването

Ясно се виждат точните данни от интеграцията на жирокопа – разликата между данните за курса на движение (COG) от GPS (зелена), ъгъла на курса от EKF (черна линия) и ъгъла на курса от жирокопа (червена) не надвишава 2° . В същото време статичната компенсация води до грешка в курса до 20° и интеграцията на некомпенсираните данни е значително влошена в сравнение с данните от GPS COG и изходните данни на EKF. Експериментите показват, че тази точност остава непроменена през целия 10-минутен тестов период, докато статичната компенсация може да се използва до 5 минути. В някои случаи използването на магнитометър може да се яви недостатък на системата, тъй като изисква предварително калибриране и данните от магнитометъра може да се различават от реалните при наличие на магнито-меки и магнито-твърди ефекти. За преодоляване на този недостатък се използват режимите на обучение и работа на жирокопа. Откриването на режимите се основава на анализа на общото линейно ускорение на обекта.

1.4.2. Чрез оценка на общото линейно ускорение

Алгоритъмът за компенсиране на отклонението се основава на данните от линейния акселерометър и електронния компас. Системата изчислява ъглите на крен, тангаж и курс (Фиг. 1.47) с помощта на филтъра на Калман (Kalman Filter) и електронния компас

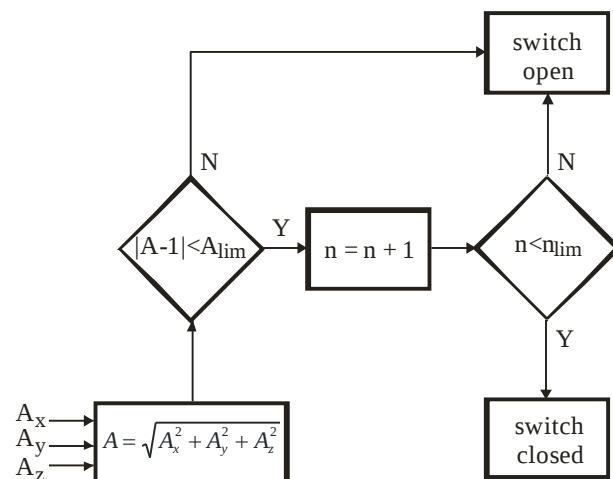
(e-compass). Коригираните данни от Z-жироскопа се изчисляват чрез изваждане на необработените данни от Z-жироскопа от последната известна средна стойност, измерена при затворен превключвател (Switch control). Ако обектът е неподвижен за определен период от време (n_{lim} измервания), превключвателят се затваря (Фиг. 1.47) и необработените данни от жirosкопа се интегрират за време t_u . Ако обектът не е неподвижен, последната получена средна стойност на жirosкопа не се актуализира, докато обектът не стане отново неподвижен. Състоянието на обекта се открива според общото линейно ускорение $A = \sqrt{A_x^2 + A_y^2 + A_z^2}$ (Фиг.1.48). Ако това ускорение надвиши зададената прагова стойност A_{lim} , обектът се определя като нестационарен и превключвателят се отваря. В този случай корекцията се извършва въз основа на последната известна стойност на отклонението.



Фиг.1.47. Блокова схема на метод за компенсация чрез оценка на общото ускорение

Алгоритъмът за изчисляване на отклонението се изпълнява след блока за корекция на жirosкопа (Gyro data correction). Сравнителният анализ на компенсацията на отклонението се извършва чрез тестово движение на автомобил. Праговите стойности A_{lim} и n_{lim} са зададени съответно на 0,1 и 1200.

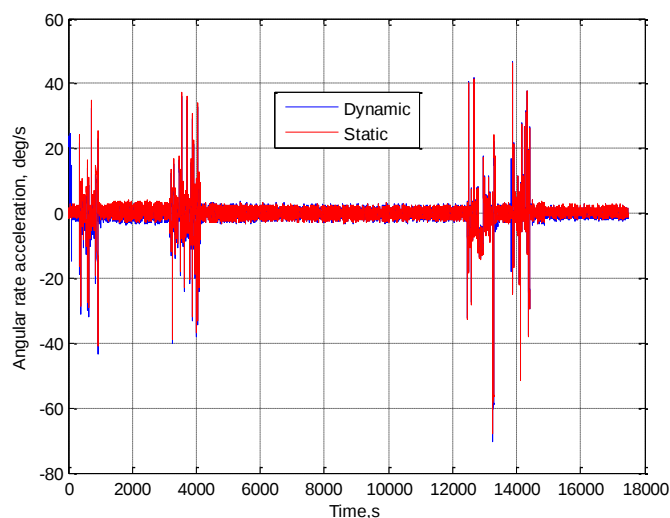
Предложеният метод и алгоритъм за динамична компенсация се базира на факта, че за сравнително кратък период от време стойността на нулевото отместване се променя незначително. Тъй като нулевото отместване основно зависи от температурата и значително по-слабо от други фактори (захранващо напрежение и др.), то компенсацията може да бъде извършвана на значително по – големи интервали след достигане на работната температура на сензора. Резултатите от сравнителния анализ между предложения алгоритъм и статичната компенсация са записани в Таблица 1.16 и са илюстрирани на Фигура 1.52.



Фиг.1.48. Алгоритъм за управление на ключа

Таблица 1.16. Получени експериментални резултати

Интервал	Gyro bias, deg/s		
	Без компенсация	Със статична компенсация	С динамична компенсация
$1 \dots 6 \cdot 10^3$	22,705	$8,60 \cdot 10^{-1}$	$4,50 \cdot 10^{-3}$
$2 \cdot 10^4 \dots 6 \cdot 10^4$	22,477	$6,19 \cdot 10^{-1}$	$-1,79 \cdot 10^{-2}$
$9 \cdot 10^4 \dots 2,4 \cdot 10^5$	21,856	$-7,48 \cdot 10^{-14}$	$1,55 \cdot 10^{-6}$
$3 \cdot 10^5 \dots 3,5 \cdot 10^5$	22,229	$3,72 \cdot 10^{-1}$	$2,62 \cdot 10^{-5}$



Фиг.1.52. Графика на ъгловото ускорение със статично (Static) и динамична (Dynamic) компенсация на нулевото отместване

Статичната компенсация се осъществява въз основа на изчислението на отклонението в диапазона от $9 \cdot 10^4 \dots 2,4 \cdot 10^5$. В този интервал отклонението се компенсира напълно чрез статичната компенсация, но в останалите интервали стойностите на отклонението варират от 10^{-1} до 10^0 deg/s. В същото време стойностите на отклонението са под 10^{-2} deg/s във всички тествани интервали. Резултатите от сравнителния анализ показват, че алгоритъмът за динамична компенсация намалява стойностите на отклонението от 10^1 до 10^4 пъти в сравнение със статичната компенсация.

ГЛАВА 2

Методи и алгоритми за подобряване на характеристиките на MEMS инерциални сензори

Инерциалните сензори, жирокопите и акселерометрите са широко използвани в съвременните електронни системи. Основният стремеж при разработването и използването на инерциални сензори е към подобряване на техните параметри, което води до намаляване на грешките от техните измервания и пряко влияе върху продължителността на точна работа на инерциалните навигационни системи. Два основни параметъра определят качеството на тези сензори – нулевото отместване и неговата нестабилност във времето и случайното “плаване” на скоростта при акселерометрите и ъгловото завъртане при жирокопите. Ефектът от тяхното неточно определяне и компенсиране се състои в квадратично нарастване на грешките в измерените разстояния и линейно при определяне на скоростта. Поради това тези фактори винаги се определят от първостепенна важност в стремежа за подобряване на параметрите на сензорите. Тези два параметъра могат да бъдат анализирани с помощта на два метода – честотен анализ [25-28] и метода за определяне на дисперсията по Алан [29-31].

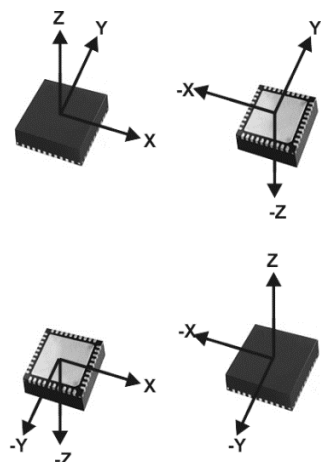
Методите за компенсиране на негативно влияещите фактори могат да се обособят в две основни групи - методи на ниво вътрешна структура и дизайн и методи чрез математическо моделиране на различните процеси. Обединяването на влиянието на всички описани фактори в една обща математическа зависимост е изключително трудна задача. Някои от грешките, причинени от MEMS сензора, могат да бъдат компенсирани въз основа на моделиране [38-39] и обработка на сигнала [40], докато шумовите характеристики зависят само от структурата на сензора. Уейвлет трансформацията е ефективен метод за премахване на шума от сигнала. Изборът на подходящи параметри за процеса на премахване на шума зависи от източника на сигнала и неговите статистически параметри. В статията се обсъжда алгоритъм, който може да избере оптималните параметри за процеса на премахване на шума от сигналите на акселерометъра [40]. Традиционните методи за обезшумяване са основно базирани на провеждане на симулация върху определен модел или спектрален анализ, които често при нестационарни сигнали не могат да бъдат приложени успешно. Също така тези методи са базирани на цифрова обработка на сигналите основно по пътя на прилагане на филтрация чрез уейвлети [41-42], спектрална обработка [43], високочестотни филтри и др. Всички посочени методи обаче притежават доста ограничени възможности по отношение на обезшумяването, като в повечето случаи прилагането им води до влошаване на параметрите на инерциалните системи.

2.1. Хардуерни методи за подобряване на характеристиките

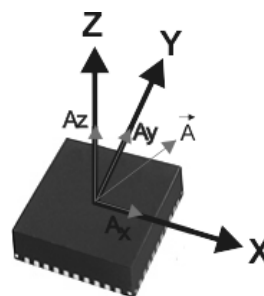
За преодоляване на тези ограничения се предлага четирисензорна структура от инерциални сензори, състояща се от четири триосни инерциални сензори ориентирани така, че за всяка от осите X, Y, Z едноименни оси на два от сензорите са ориентирани еднопосочно, а на другите два – в противоположна посока спрямо първите два (Фиг.2.1).

Характеристиките на индивидуалните MEMS сензори и четирисензорната структура са изследвани с помощта на честотен анализ и Allan анализ. За определяне на възможностите на четирисензорната структура за потискане на шумовете е реализиран теоретичен анализ, последван от симулационно изследване и експериментално измерване и анализ на данните.

Четирисензорната структура се състои от четири 3-осни инерционни сензора, както е показано на Фиг. 2.1. Ориентациите на сензорите са избрани по начин, при който посоката на двете оси на всяка инерционна сензорна двойка е противоположна, докато посоката на третата ос остава непроменена.



Фиг.2.1. Четирисензорна структура от MEMS сензори



Фиг. 2.2. Линейни ускорения в инерционната система

Съгласно представената структура (Фиг.2.1) и означенията на осите на сензорите (Фиг.2.2) може да се запишат следните уравнения за линейните ускорения:

$$a_{1,x} = g_x + a_x$$

$$a_{2,x} = -g_x + a_x$$

$$a_{1,y} = g_y + a_y ; \quad (2.1.1)$$

$$a_{2,y} = g_y + a_y ; \quad (2.1.2)$$

$$a_{1,z} = g_z + a_z$$

$$a_{2,z} = -g_z + a_z$$

$$a_{3,x} = -g_x + a_x$$

$$a_{4,x} = g_x + a_x$$

$$a_{3,y} = -g_y + a_y ; \quad (2.1.3)$$

$$a_{4,y} = -g_y + a_y . \quad (2.1.4)$$

$$a_{3,z} = g_z + a_z$$

$$a_{4,z} = -g_z + a_z$$

Подобна система от уравнения за изчисляване на ускоренията a_y и a_z може да се запише и чрез събиране на съответните уравнения (2.1).

Нека означим изчислените ускорения от уравнения (2.2) с x_1, x_2, x_3, x_4 съгласно първото, второто, третото и четвъртото уравнение и нека изчислим съответното линейно ускорение x като средна стойност:

$$x = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4} \quad (2.3).$$

Ако приемем, че $x_i, i=1..4$ са случайни независими променливи, тогава средната стойност, вариацията и стандартното отклонение на резултантния сигнал x могат да бъдат изчислени съгласно уравнения:

$$E[x] = E\left[\frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4}\right] = \frac{\sum_{i=1}^4 E[x_i]}{4} - \text{средна стойност} \quad (2.4.1)$$

$$D[x] = D\left[\frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4}\right] = \frac{\sum_{i=1}^4 D[x_i]}{16} - \text{дисперсия} \quad (2.4.2)$$

$$\sigma[x] = \sqrt{D[x]} - \text{стандартно отклонение} \quad (2.4.3).$$

Когато инерционните сензори са от един и същи тип, можем да предположим, че $D[x_1] = D[x_2] = D[x_3] = D[x_4]$. Тогава уравненията (2.4.2) и (2.4.3) се модифицират, както следва:

$$D[x] = \frac{D[x_i]}{4} \quad (2.5.1)$$

$$\sigma[x] = \frac{\sigma[x_i]}{2} \quad (2.5.2).$$

Следователно стандартното отклонение се намалява два пъти поради обработката на сигнала. Извършено е симулационно изследване, за да се докажат теоретичните изводи при обработката на сигнали чрез MATLAB програма. Четирите случайни променливи $x_i, i = 1 \dots 4$ се създават от вградената функция $\text{randn}(N,1)$, която връща матрица $N \times 1$, съдържаща псевдослучайни стойности, извлечени от стандартното нормално разпределение. Тези променливи симулират шума на инерционните MEMS сензори.

Статистиката на стойностите на масива е показана в Таблица 2.1.

Таблица 2.1. Статистика на генерираните сигнали и резултантния сигнал

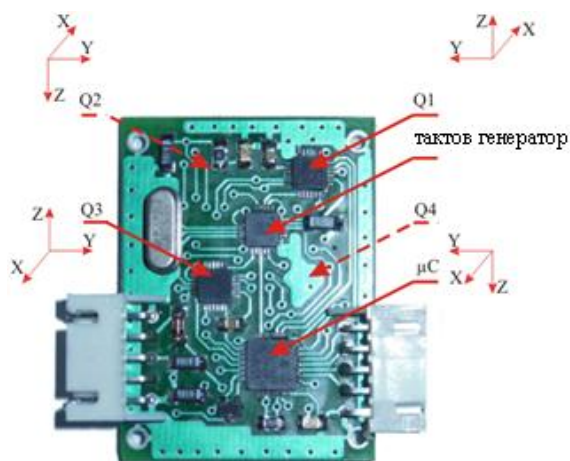
Променлива	Средна стойност	Девияция	Стандартно отклонение
x_1	$-9.9750 \cdot 10^{-4}$	0.0099	0.0993
x_2	$-6.2727 \cdot 10^{-4}$	0.0093	0.0966
x_3	$+4.6021 \cdot 10^{-4}$	0.0105	0.1026
x_4	$+14.000 \cdot 10^{-4}$	0.0104	0.1020
x	$6.2333 \cdot 10^{-5}$	0.0025	0.0502

За определяне на нулевото отместване и неговата нестабилност във времето и случайното “плаване” на скоростта при акселерометрите е използвана измервателна система, реализирана от инерциална измервателна система [44] и компютър. Инерциалната система (Фиг.2.7) може да измерва линейни ускорения и ъглови скорости по три оси. Тя е реализирана на базата на четири идентични сензора MPU-6000 [45] произведени по MEMS технологията. Те са разположени на една печатна платка по определена схема, така че посредством комбинация на сигналите от тях се получава резултантен сигнал, който е с по-малка шумова компонента, по-добра стабилност на нулевото отклонение и подобрени статистически параметри.

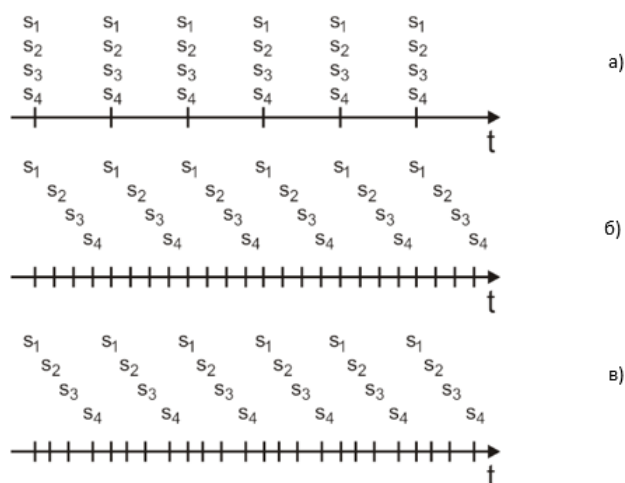
Основна характеристика на структурата е възможността за управление на времето на дискретизация, което позволява избор на различни режими на работа. Това позволява реализацията на различни режими на работа, всеки от който се отличава с различна сигнална обработка и води до подобряване на различни параметри на системата.

Системата може да работи в няколко режима:

- **Синхронен режим** - режим на работа, при който стартирането на процеса на измерване на всички 4 сензора се извършва в един и същи момент (Фиг.2.8а).
- **Асинхронен режим** – този режим на работа се осъществява чрез асинхронно управление на входовете за управление FSYNC на MEMS сензорите, като всеки от тези входове се тактува на равномерни (за постигане на равномерна дискретизация – Фиг.2.8а) или неравномерни (за постигане на неравномерна дискретизация – Фиг.2.8б) времеви интервали.



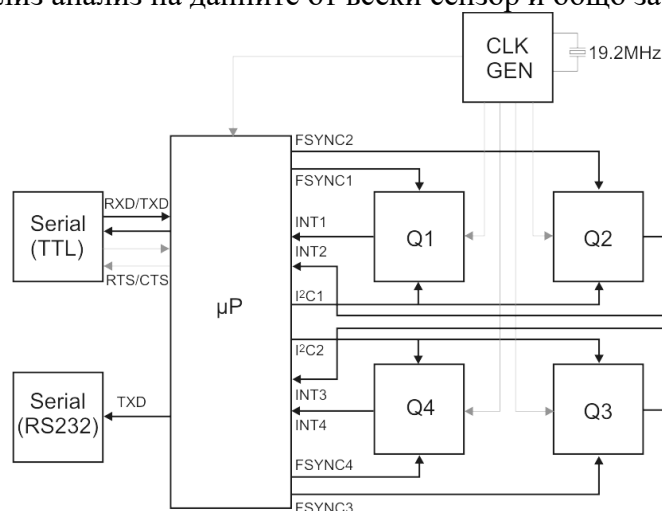
Фиг.2.7. Постановка за експериментално изследване на параметрите на четирисензорна структура



Фиг.2.8. Схеми на дискретизация при асинхронен и синхронен режим на работа

За целите на експерименталното изследване се използва синхронният режим на работа, който се отличава със стартиране на процеса на измерване на всички 4 сензора в един и същи момент. Това се реализира чрез едновременно подаване на активен фронт на входовете за управление FSYNC на MEMS сензорите (Фиг.2.9), така и четирите MEMS сензора Q1÷Q4 се тактуват синхронно с тактова честота 19.2MHz. Допълнително инерциалните сензори са свързани по двойки към двата хаердверни I²C порта на микроконтролера, което позволява едновременното четене на данните за ускоренията, а оттам и намаляване на времето за прочитане на данните.

Експерименталните данни за определяне на параметрите на инерциалните сензори са получени чрез използване на синхронен режим на четирисензорната структура, честота на дискретизация 20Hz и време на запис на данните от 4h. След прилагане на обработка на сигналите от четирите сензора в четирисензорната структура съгласно израз (2.7) се постига значително намаляване на нивото на спектралните съставки, като редуцирането на нивата им варира от 6dB при честоти между 1 и 10Hz до 20dB при много ниски честоти (Фиг.2.13). Това се постига на базата на намаляване на дисперсията и математическото очакване на резултантния сигнал. Аналогични резултати се получават и за линейните ускорения и по другите две оси на акселерометъра. Оценката на шумовите характеристики е реализирана и чрез статистически анализ на данните от всеки сензор и общо за структурата.



Фиг.2.9. Блокова схема на системата

Времето за актуализиране на сензорите е зададено на 1 kHz (акселерометри и жироскопи), докато честотата на дискретизация е зададена на 100Hz поради ограниченото време за прехвърляне на инерционните данни към компютър чрез RS232 интерфейс. Времето за измерване е зададено на 1 час. Изчислената дисперсия и стандартното отклонение на всички линейни и ъглови ускорения са дадени съответно в Таблица 2.2 и Таблица 2.3, където последната колона съдържа съответната дисперсия и стандартното отклонение на полученото ускорение, което се изчислява съгласно уравнения (2.5a) и (2.5б).

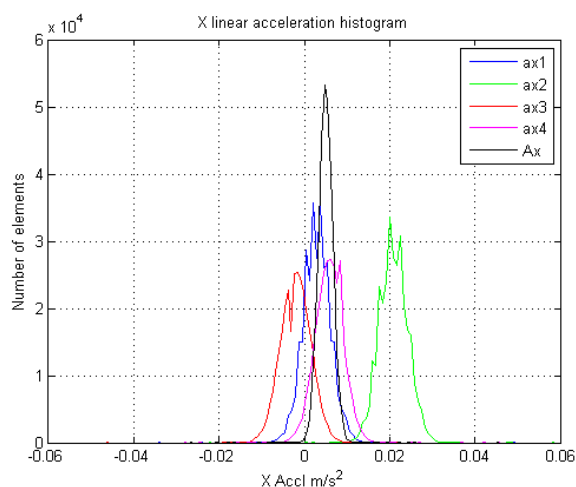
На Фиг.2.14 е показани хистограма на стойностите на линейните ускорения по ос X, на Фиг.2.17 – хистограмите на стойностите на ъгловите ускорения, а на Фиг.2.20 е показан резултат за СКО на Алън на индивидуалните сензори и четирисензорната структура по ос X. От получените резултати ясно се вижда подобряване на параметрите на структурата (нулевото отместване, дисперсията и дисперсията на Алън) спрямо индивидуалните сензори.

Таблица 2.2. Изчислени стойности на дисперсията

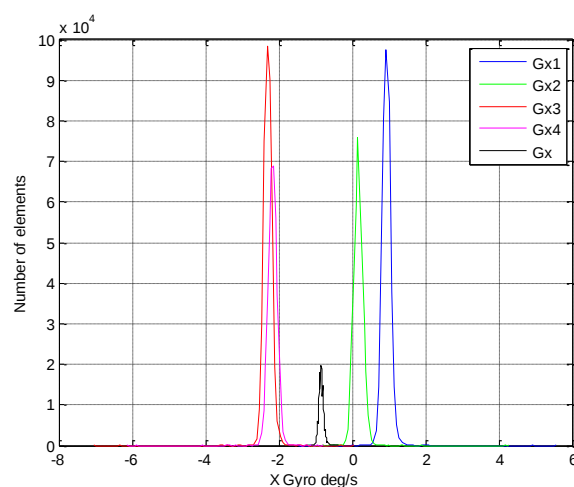
Параметър	Сензор #1	Сензор #2	Сензор #3	Сензор #4	Структура
$A_x \cdot 10^{-6}$	11.638	12.508	13.414	12.015	2.8255
$A_y \cdot 10^{-6}$	11.905	11.455	10.299	10.925	2.6920
$A_z \cdot 10^{-6}$	30.839	21.804	33.855	25.214	9.923
$G_x \cdot 10^{-3}$	13.1	15.9	11.9	14.3	4.7
$G_y \cdot 10^{-3}$	14.6	18.2	12.8	19.6	2.8
$G_z \cdot 10^{-3}$	14.1	15.6	11.1	9.6	3.1

Таблица 2.3. Изчислени стойности на стандартното отклонение

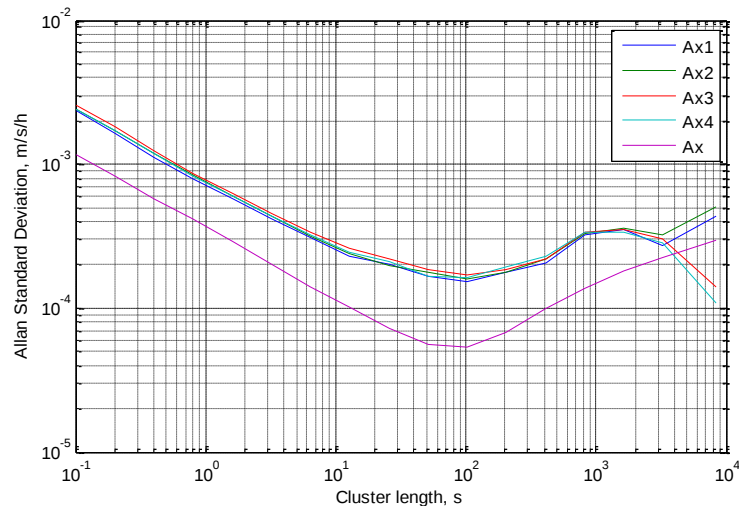
Параметър	Сензор #1	Сензор #2	Сензор #3	Сензор #4	Структура
$A_x \cdot 10^{-3}$	3.4	3.5	3.7	3.5	1.7
$A_y \cdot 10^{-3}$	3.5	3.4	3.2	3.3	1.6
$A_z \cdot 10^{-3}$	5.6	4.7	5.8	5.0	3.1
Gx	0.1144	0.1262	0.1092	0.1195	0.0688
Gy	0.1208	0.1350	0.1133	0.1400	0.0533
Gz	0.1188	0.1247	0.1054	0.0981	0.0559



Фиг.2.14. Хистограма на стойностите на ускоренията на индивидуалните сензори и четирисензорната структура (A_x)



Фиг.2.17. Хистограма на стойностите на ускоренията на индивидуалните сензори и четирисензорната структура (G_x)



Фиг.2.20. СКО на Алън на единичен сензор и четирисензорна структура (0с X)

Използването на различните режими на работа на четирисензорната структура дава възможност за:

- повишаване на максималната честота на дискретизация на инерциалните сензори
- намаляване на дисперсията и нивата на шума
- прилагане на неравномерна дискретизация при обработка на сигналите за честотен анализ над честотата на Найкуист
- определяне на местоположението на източниците на вибрации

Всички посочени предимства дават възможност за широко интегриране на четирисензорната структура в съвременни MEMS инерциални системи, както и интегрирането ѝ в различни микроелектронни системи с подобрени нива на шума и значителни възможности за управление на методите за дискретизацията.

2.2. Методи за подобряване на характеристиките чрез обработка на сигналите

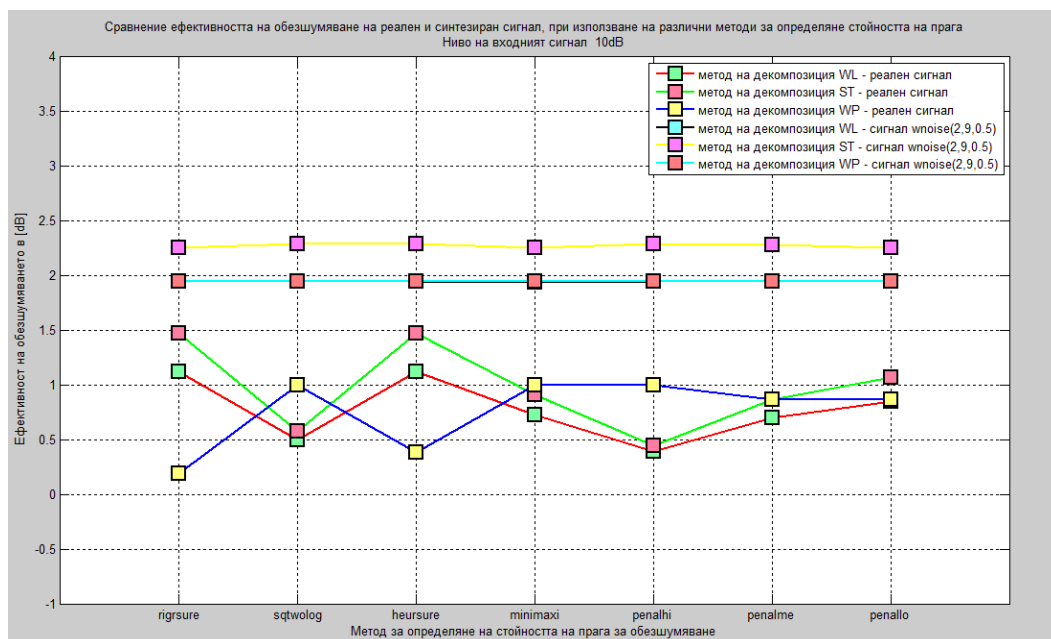
Инерциалните сензори произведени по MEMS технологията притежават относително високо ниво на шум. Този шум съдържа нискочестотна и високочестотна част [47-49]. Тези две компоненти се комбинират и въздействат върху точността на измерванията правени с тях. Премахването на присъщите за инерциалните сензори, произведени по MEMS технология, шумови компоненти е от особено значение за тяхното приложение за измерване в различни области [50]. За целта в последните години има разработени различни методи на базата на уейвлетите [42], [51-54]. Ефективността на обезшумяването зависи от стойността на много параметри и от техните комбинации, което затруднява избора на оптимални стойности на параметрите, при определен вид сигнали. В предложеният алгоритъм има възможност за промяна стойността на всеки един от параметрите, но основният акцент е върху избора на метод за изчисление стойността на праговата стойност. На базата на изследвания [53-54] е избрано да не се променят при извършване на експериментални опити, следните параметри: уейвлета, модела на шума, нивото на декомпозиция, метода за прилагане на изчислената стойност на прага. Избора на оптимален метод е направен на базата на количествен критерий, който в случая е избран да бъде коефициента на намаляване на шума. Традиционните методи за обезшумяване са основно базирани на провеждане на симулация върху определен модел или спектрален анализ, които често при нестационарни сигнали не могат да бъдат приложени успешно. Сравнен с тях уейвлет обезшумяването е по-ефективно и е приложимо в много инженерни приложения, защото показва локалните

характеристики на нестационарните сигнали във времевата и честотна области. За постигане на добра ефективност при обезшумяването е необходимо да се направи оптимален избор в следните пет стъпки от алгоритъма на обезшумяването:

- Избор на вида уейвлет, с който да се извърши преобразуването
- Определяне на нивото на декомпозиция на сигнала
- Определяне на стойността на прага спрямо, който коефициентите от преобразуването се нулират
- Избор на метод, по който да се приложи определеният праг
- Избор на начин за декомпозиране на сигнала

Количествено резултата от извършеното обезшумяване може да се определи или като се използва отношението сигнал-шум, средноквадратичната грешка или коефициента на намаляване на шума. Колкото стойностите на SNR и CNR са по-големи и стойността на MSE е по-малка, толкова по-добро обезшумяване имаме. За да се провери правилността на предложеният критерий за избор на ниво и да се определи оптималния метод за определяне на праговата стойност са проведени множество опити със сигнали генерирани от функцията $\mathbf{wnoise}(\mathbf{xx}, L, \sigma)$. Към сигнала е прибавен адитивен бял Гаусов шум, така че да се получи зададено предварително съотношение сигнал-шум. При декомпозиране с дискретно уейвлет преобразуване (ДУП) и стационарно уейвлетно преобразуване, праговата стойност се изчислява за всяко ниво, с итеративно избран метод, и модел на шума. При използване на уейвлет пакетите това се определя с избора на метода за изчисление на праговата стойност. Обезшумяването се извършва с функцията **wdencmp**, когато декомпозирането е с ДУП.

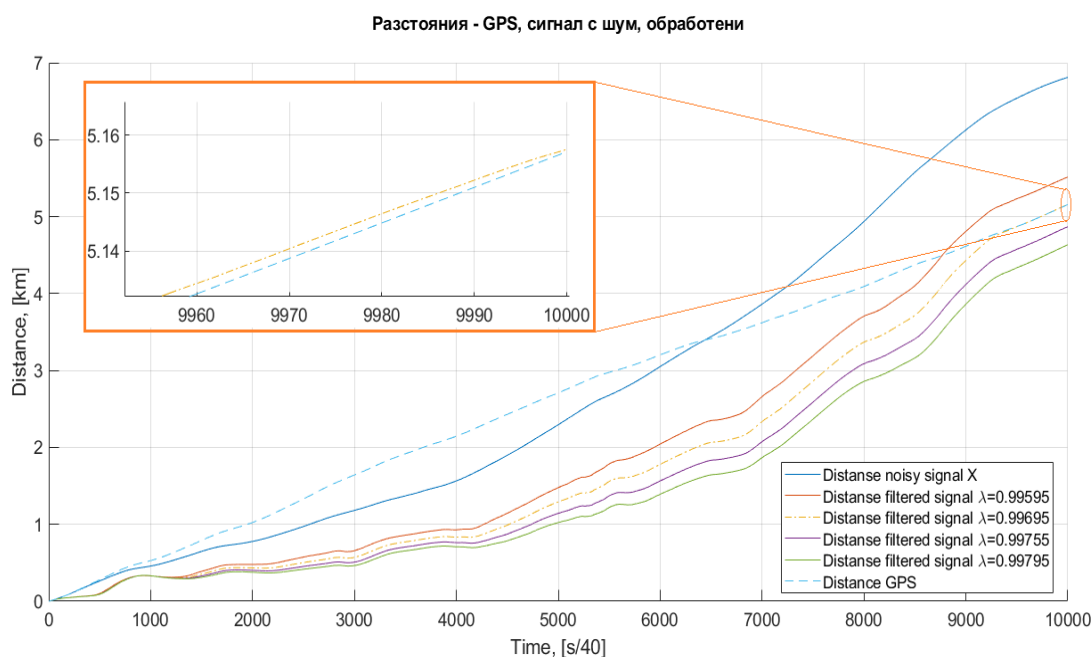
На базата на проведени опити и резултати се приема, че при провеждане на експериментите, шума е бял Гаусов, който се премащабира за всяко ниво $\mathbf{sln}$ и метода за прилагане на праговата стойност е „мек” праг. Критерии за оптимален метод за обезшумяване е най-малка стойност на CNR. Графично представяне на получените резултати е направено на Фигури 2.25, като като резултатите са комбинирани по ниво на отношението сигнал-шум на входния сигнал. Ясно се вижда, че постигната ефективност е в границите $0,5 \div 2,5 \text{ dB}$.



Фиг.2.25. Отношение сигнал-шум на входния сигнал 10dB

2.2.1. Адаптивни филтри за сигнали от MEMS инерциални сензори

Шумопотискането е основен метод за премахване на шума, съдържащ се в полезни сигнали. В случай на нестационарна среда и цветен фонен шум, обработката става много бавно ако адаптивният филтър получава сигнал с голям спектрален динамичен обхват. За да се преодолее този проблем, през последните няколко десетилетия са предложени различни подходи като например филтър на Калман, алгоритъмът на филтъра на Wiener [71] и алгоритъмът Recursive Least Square (RLS) [72]. В дисертационния труд са разгледани няколко метода за потискане на шума с адаптивни филтри като Филтър на Винер, наричан и Minimum Mean Square Error (MMSE) филтър, LMS алгоритъма, NLMS алгоритъма, Affine Projection (AP) алгоритъма и RLS алгоритъма.



Фиг.2.29. Разстояния, изчислени с данни от референтен сигнал, нефилтриран входен сигнал и изходни филтрирани сигнали

За демонстрация на възможностите на адаптивен филтър, използващ RLS алгоритъм [74], са използвани данни за ускорение по оста X, получени от сензор ADIS 16405, а за сигнал шум са ползвани данните по оста Y. Като референтен сигнал за сравнение са използвани данни от сигнал за скоростта по оста X получен от GPS приемник работещ паралелно с MEMS ADIS 16405. Данните показват резултат с най-малко отклонение от референтното разстояние при „забравящ фактор“ $\lambda = 0.99695$, което показва стойността на λ с най-висока ефективност за конкретното приложение. На Фиг.2.29 е показан резултата от приложението на адаптивните филтри при определяне на изминатото разстояние на база информация от GNSS приемник и получено от двукратно интегриране на данните от MEMS сензора. След обработка на данните за скорост с избрания RLS алгоритъм се вижда, че филтрираните данни за скорост, получени от инерциалния сензор са по-близки до тези на референтния сигнал. Последващото интегриране на филтрираните данни и сравнението на полученото изминато разстояние още по-ясно показват ползата от приложения филтър, доближавайки данните за изминатото разстояние максимално близко до референтното. Това доказва ефективността на адаптивния филтър при обработка на данни след прилагането му в инерциални системи.

Глава 3

Изследване и развитие на системи на базата на MEMS инерциални сензори за определяне на ориентацията в пространството

При определяне на пространственото положение комбинацията от данните от сензорите (акселерометър и жирокоп) се извършва с помощта на алгоритъма на Калман, който е добре познат и е реализиран в много системи [90-91]. Математическият модел на обекта приема, че действителното измерване във всеки един момент е свързано с текущото състояние и системният модел може да бъде записан като [92]:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (3.30)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (3.31)$$

където $\mathbf{x}_k$ – обозначава колонен вектор ($n \times 1$) на оценката на състоянието, $\mathbf{z}_k$ – колонен вектор ($m \times 1$) на измерванията, $\mathbf{A}$ – матрица на прехода на състоянията ($m \times n$), която се прилага към предходното състояние, $\mathbf{H}$ – матрицата на наблюдението ($m \times n$), която преобразува истинското пространство на състоянията в наблюдаваното пространство $\mathbf{w}_k$ – шумът на модела и $\mathbf{v}_k$ – шумът на измерването, които са нормално разпределени и са независими.

В алгоритмите на филтъра шумът се представя чрез матриците $\mathbf{Q}$ (ковариационна матрица на $\mathbf{w}_k$) и $\mathbf{R}$ (ковариационна матрица на $\mathbf{v}_k$), които се използват за изчисляване на коефициента на Калман: $\mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T}{\mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R}}$. (3.32)

Практическото прилагане на филтъра на Калман често е затруднено поради трудността при получаването на добра оценка на матриците на ковариацията на шума. Априорната оценка на състоянието се изчислява чрез (3.33): $\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \mathbf{z}_k$ (3.33)

В същото време $\mathbf{Q}$ -матрицата се използва за получаване на прогнозната (априорна) ковариация на грешката $\mathbf{P}_{k+1}^-$: $\mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{A} \mathbf{P}_k^- \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}$ (3.34)

Системният модел за изчисляване на ъглите на Ойлер с кватерниони ($\mathbf{q}$) се дава от уравнението (3.35):

$$\begin{pmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \\ \mathbf{q}_3 \\ \mathbf{q}_4 \end{pmatrix}_{k+1} = \left(\mathbf{I} + \Delta t \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -p & -q & -r \\ p & 0 & r & -q \\ q & -r & 0 & p \\ r & q & -p & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \\ \mathbf{q}_3 \\ \mathbf{q}_4 \end{pmatrix}_k \quad (3.35)$$

където p, q, r обозначава ъгловите скорости, измерени от жирокопа.

Матрицата на прехода се определя от (3.36):

$$\mathbf{A} = \mathbf{I} + \Delta t \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -p & -q & -r \\ p & 0 & r & -q \\ q & -r & 0 & p \\ r & q & -p & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Стойностите на кватернионите се изчисляват от ъглите на Ойлер съгласно уравнението:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \\ \mathbf{q}_3 \\ \mathbf{q}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \frac{\Phi}{2} \cos \frac{\Theta}{2} \cos \frac{\Psi}{2} + \sin \frac{\Phi}{2} \sin \frac{\Theta}{2} \sin \frac{\Psi}{2} \\ \sin \frac{\Phi}{2} \cos \frac{\Theta}{2} \cos \frac{\Psi}{2} - \cos \frac{\Phi}{2} \sin \frac{\Theta}{2} \sin \frac{\Psi}{2} \\ \cos \frac{\Phi}{2} \sin \frac{\Theta}{2} \cos \frac{\Psi}{2} + \sin \frac{\Phi}{2} \cos \frac{\Theta}{2} \sin \frac{\Psi}{2} \\ \cos \frac{\Phi}{2} \cos \frac{\Theta}{2} \sin \frac{\Psi}{2} - \sin \frac{\Phi}{2} \sin \frac{\Theta}{2} \cos \frac{\Psi}{2} \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

Ако ъглите на Ойлер се използват като оценки на състоянието, нелинейният модел се прилага съгласно уравнения (3.38) и (3.39):

$$\begin{Bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} p + q\sin\phi\tan\theta + r\cos\phi\tan\theta \\ q\cos\phi - r\sin\phi \\ q\sin\phi\sec\theta + r\cos\phi\sec\theta \end{bmatrix} + w_k \equiv f(x) + w \quad (3.38)$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{Bmatrix} + v_k \equiv hf(x) + v \quad (3.39)$$

Разликата между горния модел и линейния модел се състои в това, че линейното матрично уравнение е преобразувано в нелинейна форма, както следва Ax_k към $f(x)$ и Hx_k към $hf(x)$. За да се реализира разширен филтър на Калман, трябва да е известен Якобианът на уравнение (3.38). Той се дефинира както следва:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \phi} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta} & \frac{\partial f_1}{\partial \psi} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \phi} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta} & \frac{\partial f_2}{\partial \psi} \\ \frac{\partial f_3}{\partial \phi} & \frac{\partial f_3}{\partial \theta} & \frac{\partial f_3}{\partial \psi} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

И в двата системни модела ъглите на Ойлер, определени въз основа на данните от акселерометъра, се използват като измервани величини във филтъра на Калман. Те са стабилни във времето, но се отклоняват значително от действителните стойности, особено когато върху тях въздействат допълнителни линейни ускорения (3.41):

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w & -v \\ -w & 0 & u \\ v & -u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta\sin\phi \\ -\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

където u, v, w представляват скоростите. p, q, r – ъгловите ускорения, и a_x, a_y, a_z са линейните ускорения, g – гравитационното ускорение.

Ако системата е в покой или се движи с постоянна скорост, уравнение (3.41) се опростява до следното (3.42):

$$\begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} = g \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta\sin\phi \\ -\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

В този случай ъглите ϕ и θ се определят от зависимостите (3.43) и (3.44) [93]:

$$\theta_a = \text{atan} \left(\frac{-a_x}{\sqrt{(a_y)^2 + (a_z)^2}} \right) \quad (3.43)$$

$$\phi_a = \text{atan} \left(\frac{a_y}{\text{sign} a_z \sqrt{(a_z)^2 + \mu(a_x)^2}} \right) \quad (3.44)$$

Параметърът μ е включен в уравнението, за да се избегне деление на нулеви стойности. Изчислението на ъгъла ψ не може да се определи въз основа на данните от акселерометъра, поради което трябва да се използват данните от магнитометъра. Той се изчислява съгласно уравнението (3.45) [94]: $\psi_a = \text{atan} \left(\frac{Y_h}{X_h} \right)$, (3.45)

където Y_h и X_h обозначават съответно стойностите Y и X на магнитометъра, които се изчисляват въз основа на данните от магнитометъра, коригирани с ъглите на наклон съгласно уравнение (3.46) и (3.47) [95]:

$$X_h = (b_x - V_x)\cos\theta_a + (b_y - V_y)\sin\theta_a\sin\phi_a + (b_z - V_z)\sin\theta_a\cos\phi_a \quad (3.46)$$

$$Y_h = (b_z - V_z)\sin\phi_a - (b_y - V_y)\cos\phi_a \quad (3.47)$$

Измерените данни от магнитометъра са изкривени от ефектите на мекото и твърдото желязо, поради което е необходимо да се извърши калибриране на данните. Калибрирането на данните от магнитометъра се осъществява чрез алгоритъма, описан в [96]. Шестте стойности на данните се използват за изчисляване на стойността на X съгласно уравнението (3.48):

$$X = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_x[0] & \mathbf{b}_y[0] & \mathbf{b}_z[0] \\ \mathbf{b}_x[1] & \mathbf{b}_y[1] & \mathbf{b}_z[1] \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{b}_x[5] & \mathbf{b}_y[5] & \mathbf{b}_z[5] \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Избраните стойности на данните се използват и за оценка на параметъра Y съгласно уравнение (3.49):

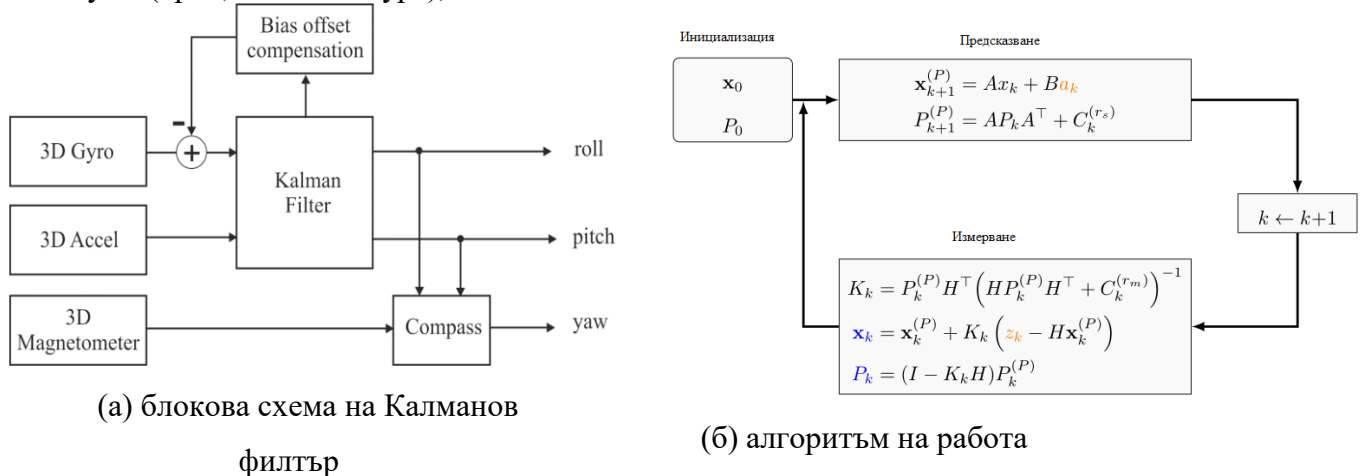
$$Y = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_x[0]^2 + \mathbf{b}_y[0]^2 + \mathbf{b}_z[0]^2 \\ \mathbf{b}_x[1]^2 + \mathbf{b}_y[1]^2 + \mathbf{b}_z[1]^2 \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{b}_x[5]^2 + \mathbf{b}_y[5]^2 + \mathbf{b}_z[5]^2 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Резултатите от уравнения (3.48) и (3.49) се използват за оценка на параметъра β съгласно уравнение (3.50): $\beta = (X^T X)^{-1} X^T Y$ (3.50)

Изчислените стойности на β след това се използват за изчисляване на смущенията в данните от магнитометъра:

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix} \quad (3.51)$$

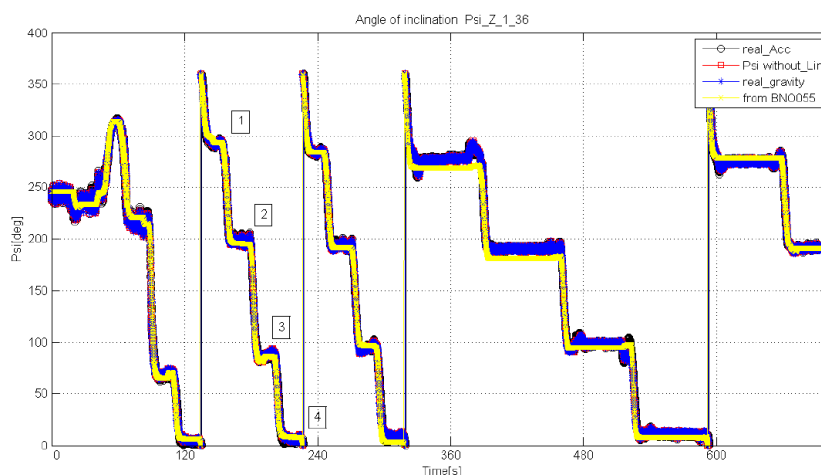
Един типичен пример за приложение на Калмановия филтър е определяне на ъглите на наклон, което намира практическо приложение както за навигационни цели, така и при други сфери като жироустойчиви платформи, инклинометри и др. Така например определянето на пространственото положение на обектите е основен проблем при движението им. Параметрите, които определят тази характеристика, са ротационните ъгли по съответните оси, познати в английската литература като pitch, roll и yaw (крен, тангаж и курс), показани на Фиг.3.10а.



Фиг.3.10. Структура на Калмановия филтър за определяне на ъглите на наклон

Представеният алгоритъм на филтъра е реализиран в програмната среда MATLAB. Проверка на алгоритъма е извършена и на база сравнение на данните на изхода на Калмановия филтър и данните за стойността на ъглите на наклон, взети от MEMS

инерциалния сензор на Bosch BNO055, чиито интегриран Калманов филтър определя тези ъгли и ги записва във вътрешните регистри на сензора. Модулът за експерименталните изследвания е разположен приблизително в центъра на тежестта на автомобил, където ос Y е насочена към надлъжната ос на автомобила, ос X е насочена към дясната врата, а ос Z сочи нагоре. Трите ъгъла на Ойлер се изчисляват въз основа на регистровите данни от акселерометъра, жирокопа и магнитометъра на BNO055. Трите криви представят ускоренията, причинени от гравитацията (Gravity_Acc), динамичните ускорения (Lin_Acc) и сумата от двете ускорения (real_Acc). Получените стойности на ъглите на Ойлер от предложения алгоритъм са сравнени с подобни стойности, изчислени от вградената софтуерна библиотека на модула BNO055, и са представени на Фигура 3.15. Входните данни за филтъра на Калман се филтрират чрез нискочестотен филтър с честота на отрязване 5 Hz.



Фиг.3.15. Сравнителен анализ на ъглите на наклон (изчислени спрямо BNO055)

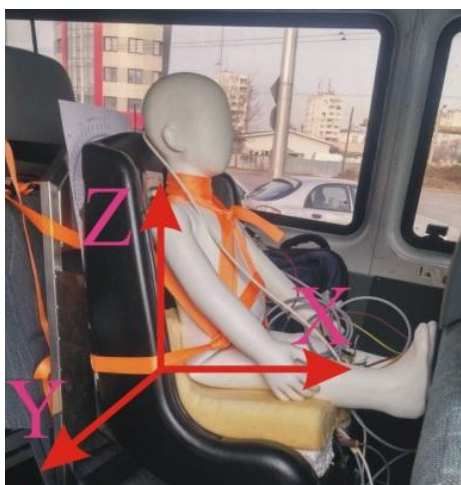
Стойността на стандартното отклонение на разликата в ъгъла Psi, определен въз основа на линейните ускорения и земното ускорение, е 2.60. Тя може да бъде намалена, ако се понижи честотата на отрязване на филтъра и се приложи допълнителен изглаждащ филтър към изходните данни. В този случай получените стойности на ъглите са идентични с изчислените от вградения алгоритъм. Работата на разработения алгоритъм на Калманов филтър е тествана експериментално и в условията на динамичен тест с използване на MEMS инерциален сензор от висок клас ADIS16405. Тестът се извършва, докато инерционният модул е монтиран на детското столче за кола, което е специално проектирано за измерванията [98-99]. На инерционния модул е монтиран манекен с размерите и теглото на дете (Фигура 3.17).

Първият тест проверява статичните характеристики на алгоритъма и сравнява ъглите на завъртане на седалката с измерените. Тестът се използва също за калибриране на магнитометъра и компенсиране на ефектите от мекото и твърдото желязо. Динамичният тест се извършва, докато инерционният модул е монтиран на детското столче за кола, което е специално проектирано за измерванията [98-99]. На инерционния модул е монтиран манекен с размерите и теглото на дете (Фигура 3.17).

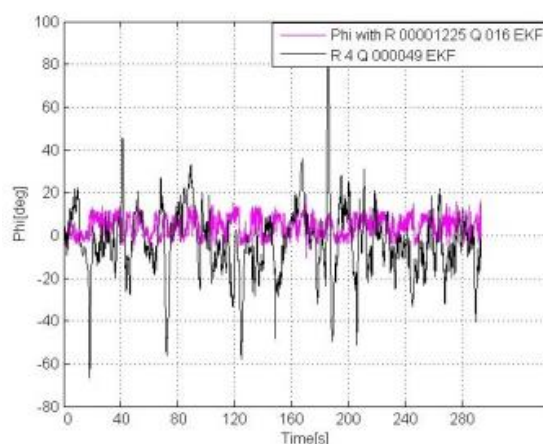
Динамичното изпитване се провежда по планински път с много завои. Участъците от изпитвателния път са подбрани така, че посоката на движение да е от север на юг, а завоите да са от изток на запад. Траекторията и скоростта се записват с GPS приемник, който е интегриран в конструкцията на инерциалната система. Њглите на Ойлер се изчисляват от линейните ускорения, които преминават през нискочестотен филтър с гранична честота 20Hz. По-ниската честота на срез води до увеличена латентност на изхода на филтъра на Калман спрямо данните за ускорението.

Интерес представлява ъгъла на Ойлер ϕ , защото той представлява ъгъла на въртене на детското столче за кола, чието движение се предизвиква от страничните ускорения в завоите. Честотата на въртене на детското столче за кола също е предмет на интерес, тъй като стойностите представляват комфорта при пътуване [100]. Ъглите на Ойлер се изчисляват въз основа на модела с кватерниони, а резултатите показват, че няма видима разлика в стойностите на ъглите, получени при използването на двата различни модела.

Проучени са и параметрите на модела за изчисляване на ъгъла на Ойлер. При първия тест (Фигура 3.22, $R=0,0001225$, $Q=0,16$) са използвани параметрите на шума, които са оценени в Глава 1. Когато R намалява, а Q се увеличава, приносът на измерването към оценката се увеличава. В този случай резултатите съвпадат с действителното отклонение на детското столче за кола, което показва необходимостта от предварително определяне на шумовите характеристики на сензорите.



Фигура 3.17. Разположението на инерциалния сензор върху детското столче за кола



Фигура 3.22. Ъгълът на Ойлер ϕ зависи от стойностите на Q и R

Получените резултати показват, че моделът с нелинеен филтър на Калман и моделът с кватерниони дават сходни стойности на ъглите на наклон, респ. предложеният алгоритъм за калибриране на магнитометъра и филтриране на данните е подходящ за вграждане в системи за определяне на пространственото положение на различни обекти. Избраната гранична честота на НЧФ от 20 Hz е оптимизирана по отношение на поведението на системата. По-ниска честота води до увеличена латентност на изхода на филтъра на Калман спрямо данните за ускорението, а по-високата честота - до повишени нива на шум от по – широката честотна лента.

3.4. Определяне на пространството положение чрез комплементарен филтър

Определянето на положението на обект в пространството е задача, която може да бъде решена като се използват различни методи и технически средства. В последните години когато става въпрос за определяне на местоположение в открито пространство несъмнено това се извършва с използването на глобалните навигационни сателитни системи [102]. В закрити помещения все по-често се използват наличните локални и персонални безжични мрежи като Wi-Fi, ZigBee, Zwave, Bluetooth [103-104]. Основните елементи за реализиране на тези системи са акселерометрите, жирокопите и магнитометрите. Един основен недостатък на технологията, е че параметрите на MEMS сензорите са нестабилни във времето и изходният сигнал освен полезния сигнал съдържа

и много шумови компоненти. Всичко това налага да се използват различни схемотехнически и софтуерни методи за намаляване на тези недостатъци. Един от основните начини е като се използва съвместната работа на различните сензори при определяне на един и същи параметър. Почти във всички системи това съвместяване се извършва с помощта на филтъра на Калман [93]. Друг начин е като се използва комплементарен филтър. Той е с по-малко сложна структура и може по-лесно да се вгради в системи реализирани с микроконтролери. Структурата и използването на такива филтри е разгледано в [105-108]. Комплементарният филтър съвместява данни от различни сензори с цел намаляване на нежеланите съставки в изходните им сигнали и получаване на резултат по-близък до истинската стойност. Това обаче може да се случи само ако честотните характеристики на сензорите са комплементарни една на друга. За измерване на ускоренията се използват два различни сензора, като сигналите на всеки от тях се обработват в отделни филтри след което се сумират за получаване на крайния резултат.

Определянето на ъглите ще стане с използване на данни от жирокоп и акселерометър. С тези два сензора може да се определят два от Ойлеровите ъгли – ϕ (ъгъла на завъртане спрямо надлъжната ос на тялото - X) и θ (ъгъла на завъртане спрямо напречната ос - Y). Ориентацията на осите ще бъде показана при експерименталните резултати. За определяне на третия ъгъл са необходими данни от трети сензор.

Ако $W_1(s)$ и $W_2(s)$ са предавателните функции на филтрите, използвани за обработка на отделните сигнали и $y(t)$ е крайният резултат от измерването, то ако те са комплементарни:

$$W_1(s) = 1 - W(s) \quad (3.53)$$

$$W_2(s) = W(s) \quad (3.54)$$

Трансформация на Лаплас на изходния сигнал може да бъде получена като се използва факта, че той е резултат от умножението на лапласовата трансформация на входния сигнал и предавателната функция на филтрите, израз (3.55):

$$Y(s) = X(s) + [1 - W(s)]N_1(s) + W(s)N_2(s) \quad (3.55)$$

Ъглите, определени от данните получени от жирокопа, са действителни (точни) за кратък период от време, след което точността силно се влошава. Това е равносилно на наличието на нискочестотен шум в изходния му сигнал. Ъглите определен с данните от акселерометъра са действителни (точни) за дълъг период от време, променят се само когато ускорението се промени внезапно, което е равносилно на наличието на високочестотен шум в изходния му сигнал. Следователно двата сензора са подходящи за реализиране на комплементарен филтър.

Представени са две структурни схеми, с които се реализира такъв филтър. Първата е значително опростена, което я прави подходяща за вграждане в системи реализирани с микроконтролери. Ъглите ϕ и θ се определят с данните от акселерометъра като се използват изрази (3.58) и (3.59):

$$\phi_{acc} = \sin^{-1} \left(\frac{-f_y}{g \cos \theta} \right) \quad (3.58); \quad \theta_{acc} = \sin^{-1} \left(\frac{f_x}{g} \right) \quad (3.59)$$

където с f_x и f_y са представени ускоренията по съответната ос.

Същите ъгли се определят и с данните получени от жирокопа, като се използва числено интегриране на ъгловите скорости по съответната ос. Ще бъде представен само изрази (3.60) за определяне на ъгъла ϕ , като ъгъла θ може да бъде определен със същият израз като се използват данните от сензорите по оста Y:

$$\phi_{k+1} = \phi_k + \text{int}(\text{gyro}(x)_k) \quad (3.60)$$

където с int е представен метод за числено интегриране.

Стойностите $gyro(x)$ трябва да са преизчислени от координатната система на тялото към инерциалната система, като използват определените ъгли от предходната стъпка.

Съвместяване на данните от двата сензора се извършва с изрази (3.61):

$$\phi_{k+1} = a[\phi_k + \text{int}(gyro(x)_k)] + (1 - a)\phi_{acc} \quad (3.61)$$

където a е (положителна константа) коефициент на високочестотния филтър, а $(1 - a)$ е коефициента на нискочестотния филтър. Сумата от двата коефициента е равна на единица. Съотношението между тях определя и времеконстантата на филтъра определена с израз (3.62):

$$\tau = \frac{a}{(1-a)F_s} \quad (3.62)$$

Втората възможна структурна схема се реализира на базата на изрази [109]:

$$\phi_m = [1 - W(s)]\left(\frac{1}{s}\dot{\phi}_g\right) + W(s)\phi_a \quad (3.63)$$

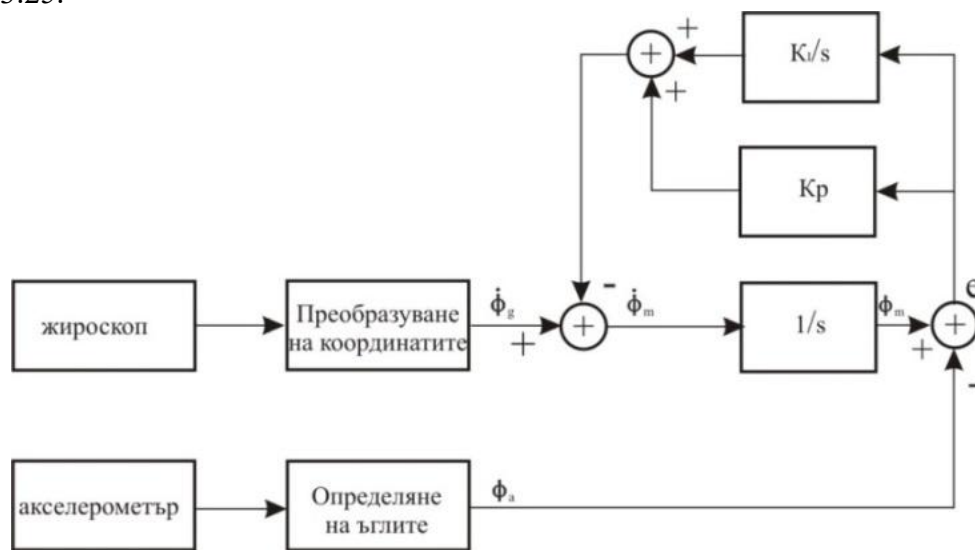
Предавателната функция на нискочестотния филтър се определя с изрази:

$$W(s) \equiv W(s)_{нчф} = \frac{sK_p + K_I}{s^2 + sK_p + K_I} \quad (3.64)$$

Като използваме зависимостта $[1 - W(s)]$, се получава предавателната функция на високочестотния филтър:

$$W(s)_{вчф} = \frac{s^2}{s^2 + sK_p + K_I} \quad (3.65)$$

Структурната схема на филтъра получена на базата на този израз е показана на Фигура 3.25.

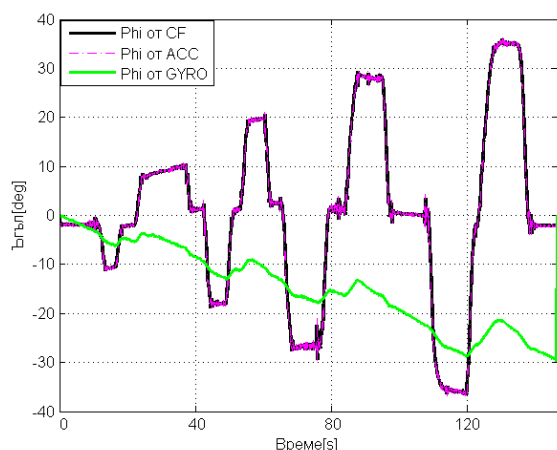


Фиг.3.25. Структурна схема на комплементарен филтър

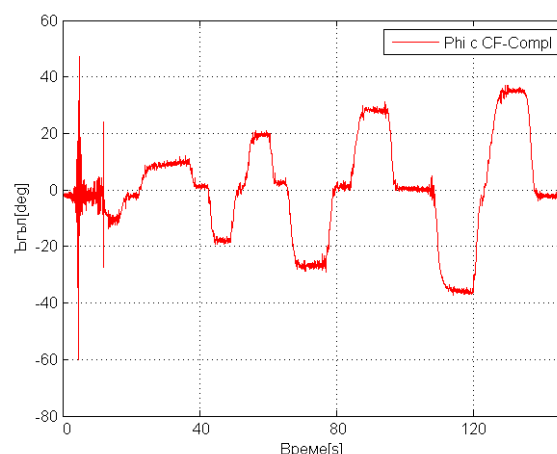
Данните от статичните измервания са получени като столчето е отклонявано на определен ъгъл(по оста Y) и е оставало в това състояние известно време, след което е отклонявано на същия ъгъл, но в другата посока. Стойностите на ъгъла ϕ определени с изрази (3.58) са показани на фигура 3.27.

Стойности на ъгъла ϕ определени с изрази (3.65) са показани на Фигура 3.28. За правилна оценка на ъгъла е необходимо да се извърши правилен подбор на стойностите на пропорционално–интегралното звено от Фигура 3.25. В конкретният случай стойностите на коефициентите са $K_p=20$ и $K_I=10$. Данните за динамично оценяване на ъгъла ϕ са получени като столчето е монтирано в автомобил, който се е движел в направление София-Сапарева баня. Стойностите на ъгъла ϕ , оценени с

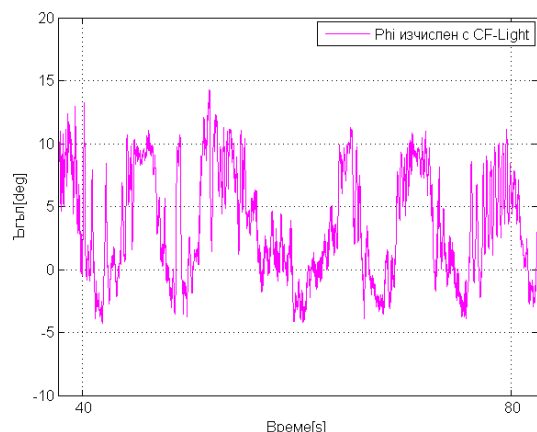
филтъра реализиран на базата на израз (3.63), са показани на фигура 3.29. Оценените стойности на ъгъла с филтъра, реализиран по изрза (3.65), са показани на фигура 3.30.



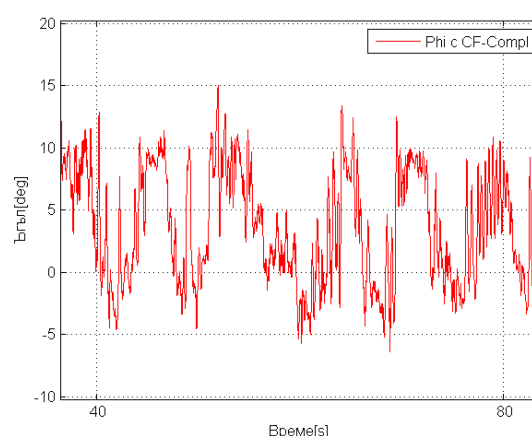
Фиг.3.27. Ъгъл ϕ определен от различните сензори



Фиг.3.28. Ъгъл ϕ определен с израз (3.59)



Фиг.3.29. Ъгъл ϕ определен израз (3.63)



Фиг.3.30. Ъгъл ϕ определен с израз (3.65)

Получените стойности на ъгъла ϕ определени с двата алгоритъма са почти идентични. Филтърът реализиран на базата на израз (3.65) отчита повече краткотрайните моментни отклонения на столчето. Следователно концепцията за реализиране на комплементарен филтър за съвместяване на данни от акселерометър и жирокоп позволява определяне на положението на обектите в пространството, като на тази база са предложени две структурни схеми на такъв филтър. Едната от тях има несложна структура, което я прави подходяща за вграждане в системи реализирани с микроконтролери. Втората структура е по-сложна, но моделира физичните процеси по-точно. За верифициране на алгоритмите на двата филтъра са проведени статични и динамични измервания на отклонението на детско столче. За получаване на правилни оценки на ъгъла от филтъра с по-сложна структура е необходима внимателна настройка на стойностите на параметрите K_p и K_d .

Глава 4

Изследване и развитие на системи на базата на MEMS инерциални сензори за определяне на динамичното състояние в автомобилния транспорт

Съвременните системи притежават голям брой сензори, които след измерване на линейните и ъгловите ускорения трябва да предадат тази информация на контролен модул, който събира, анализира и предава измервателната информация към отдалечен сървър по безжичен интерфейс. За изграждане на такава система е необходимо проектиране на:

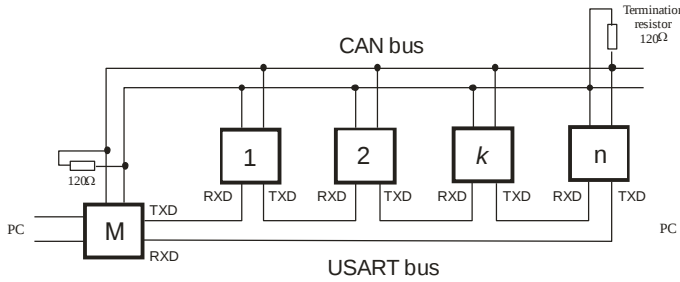
- Инерциален модул с поддръжка на различни протоколи за комуникация, респ. поддръжка на мултипротоколна мрежа за предаване на данни
- Мултипротоколна мрежа на база паралелно свързани инерциални модули с възможност за предаване на инерциалните данни по няколко различни протокола (CAN, UART/TTL, UART/RS232 и др.)
- Алгоритми за управление на мрежата – синхронизация, избягване на колизии, добавяне и отпадане на сензори от мрежата и др.

4.1. Мултипротоколна мрежа от инерциални сензори

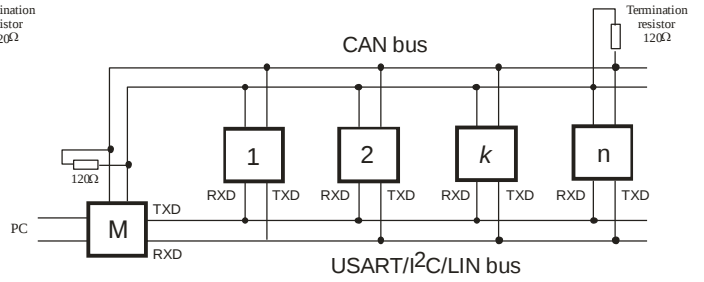
Мултипротоколната сензорна мрежа се състои от множество инерциални измервателни модула, които са свързани към контролен модул на базата на няколко комуникационни интерфейса (Фиг.4.1). Използването на няколко протокола позволява мрежата да работи безотказно дори при прекъсване на някой от комуникационните интерфейси или при последователно предаване на информацията отделните звена да извършват обработка на сигнала.

Топологията на мултипротоколната сензорна мрежа е изградена на базата на RS232 и CAN комуникационни интерфейси. Двата интерфейсни стандарти имат своите специфични предимства, които взаимно могат да се допълнят. CAN шината първоначално е разработена за използване в транспортни средства, но се използва с голям успех в различни индустриални приложения благодарение на нейната стабилност, гъвкавост по отношение на свързване на различни типове устройства и ниска цена. Други предимства на тази шина са възможността за предаване на информация на няколко километра, добрата електромагнитна съвместимост и възможността за имплементирането ѝ в различни микроконтролери, като Microchip. От друга страна CAN шината има линейна топология и ограничена дължина на участъците между 2 устройства. RS232 интерфейсът се използва за комуникация тип point-to-point, като връзки от типа point-to-multipoint са невъзможни, тъй като предавателите са активни непрекъснато.

Предложената топология на мрежата комбинира предимствата на двата типа топологии, като използва вградените ресурси на микроконтролерите, като мрежата се състои от един главен (master) и n подчинени сензора (slave). Първата възможна топология е показана на Фиг.4.1. Тази топология се състои от 2 клона – единия използва RS232 интерфейс, а другия – CAN интерфейс. Свързването на множество сензори за реализиране на комуникация по RS232 стандарта се извършва свързване на RXD входа на $(k+1)$ -вия сензор с TXD изхода на k -тия сензор. Следователно устройствата са свързани последователно на шината, като данните се препредават по формираната верига, ако дадения пакет не е предназначен за даден сензор от нея. Друга възможна топология на мрежата е показана на Фиг.4.2.



Фиг.4.1. Мрежова топология #1



Фиг.4.2. Мрежова топология #2

Максималният брой на сензорите в мрежата може да се определи от условието нивото на сигнала на входа на сензора да бъде по – високо от необходимото ниво. Ако приемем за типична стойност $0.7V_{DD}$ (V_{DD} – захранващо напрежение), то нивото на входа трябва да бъде $V_{IH} \geq 0.7V_{DD}$. Следователно броя на сензорите може да се определи от израза:

$$\frac{V_{IH}}{V_{DD}} = \frac{R_{in}/n}{R_{out} + R_{in}/n} \geq 0.7, \text{ където } R_{out} \leq 75\Omega - \text{изходен импеданс на драйвера} \quad (4.2)$$

Това условие определя и максималния брой сензори в мрежата:

$$n \leq \frac{3}{7} \cdot \frac{R_{in}}{R_{out}}. \quad (4.3)$$

Необходимата скорост на предаване на данните при използване на UART шината може да се определи по посочения начин. Ако приемем, че запитването за данни съдържа 1 байт (номера на сензора), а отговора съдържа М байта и се запитва сензор с номер К, то времето за пристигане на командата до К-тия сензор ще бъде равно на $K\Delta t$, където Δt е времето за предаване на 1 байт. След получаване на командата за запитване, К-тия сензор изпраща по веригата М байта, като времето за достигане на информацията до основния сензор е равно на $(N-K+1)\Delta t$. Като към тези времена бъде добавено и времето за предаване на данните към компютъра от основния сензор ($M\Delta t$) и от запитания сензор ($M\Delta t$), то общото време ще бъде равно на $(N+3)M\Delta t - K(M-1)\Delta t$. За изпращане на данните от всички сензори до компютъра е необходимо време, равно на сумата от времената за предаване на информацията от всеки сензор. Това време ще бъде равно на:

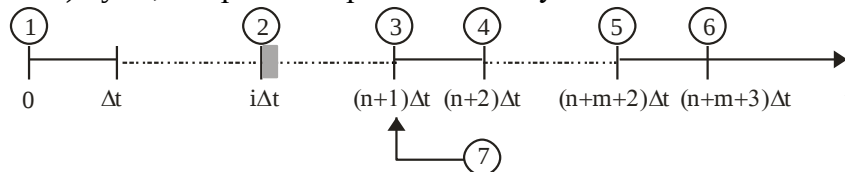
$$T = N(N+3)M\Delta t - (M-1)\Delta t \sum_{K=1}^N K = \left[N(N+3)M - (M-1) \frac{N(N+1)}{2} \right] \Delta t \quad (4.4)$$

Времето за предаване на 1 байт по линията е равно на $10/V$, където 10 е броя на битовете при предаване на 1 байт (1 старт + 8 данни + 1 стоп) бит, а V е скоростта на предаване. Следователно необходимата скорост на предаване може да се определи от израза:

$$V \geq \left[N(N+3)M - (M-1) \frac{N(N+1)}{2} \right] \frac{10}{\Delta T}, \quad (4.5)$$

където ΔT е периода между два отчета

Ако master сензора изпраща запитване с големина 1 byte, а отговора от i-тия сензор се състои от $(m+1)$ bytes, то времедиаграмата на комуникацията е показана на Фиг.4.3.



Фиг.4.3. Времедиаграма на комуникацията

Съгласно приложената времедиаграма, броят на сензорите в мрежата и броя на байтовете в отговора са ограничени от времето между два отчета на ускоренията $\Delta T = 1/F_{\text{acq}}$ (F_{acq} – data acquisition frequency):

$$(n+1)(m+1)\Delta t \leq \Delta T \quad (4.6)$$

Следователно броя на slave сензорите е ограничен от изискването:

$$n \leq \frac{B\Delta T}{10(m+1)} - 1. \quad (4.7)$$

От друга страна докато запитването към $(i+1)$ -вия сензор достигне i -тия сензор, той трябва да завърши процес на предаване на данните от измерването на ускоренията. i -тия сензор приема запитването към $(i+1)$ -вия сензор в момента $(n+1+i)\Delta t$, а завършва предаването на данните в момента $(m+1+i)\Delta t$. За изпълнение на горното изискване е необходимо да бъде изпълнено условието:

$$(m+1+i)\Delta t \leq (n+1+i)\Delta t$$

Следователно $n \geq m$. (4.8)

При комбиниране на неравенства (4.7) и (4.8) се достига до:

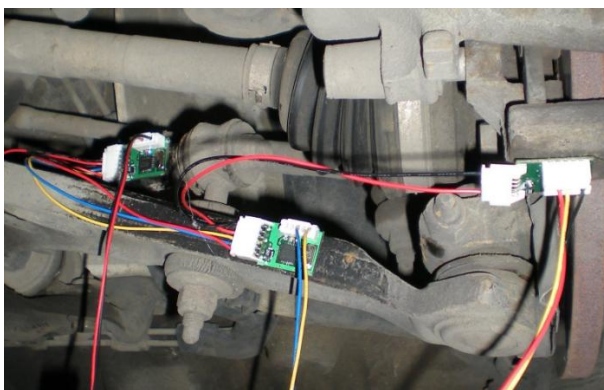
$$m+1 \leq \sqrt{\frac{B\Delta T}{10}}. \quad (4.9)$$

Мрежовата комуникация може да се изгради на базата и на самоорганизираща се структура. В този случай master сензора не изпраща запитване, а i -тия сензор следи комуникацията по шината и когато $(i-1)$ -вия сензор завърши предаването на своите данни, то той започва предаването на своите данни. Този метод изисква всеки slave сензор да изпраща своя уникален ID номер, което увеличава броя на байтовете в пакета до $(m+2)$. В този случай уравнение (4.1.8) се модифицира в:

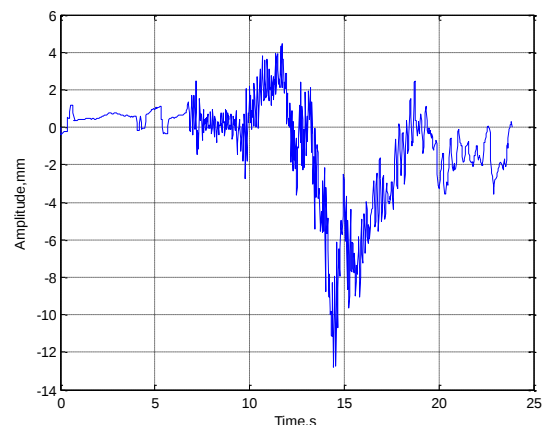
$$n \leq \frac{B\Delta T}{10(m+2)} - 1. \quad (4.12).$$

Избраната мрежа от инерционни сензори е тествана върху лек автомобил с цел определяне на относителното движение на компонентите на окачването на автомобила. Мрежата се състои от три инерционни сензора, базирани на 3D едночипов LIS3LV02DQ.

Конфигурацията на сензорната мрежа е показана на Фигура 4.10, а относителното изместване между два сензора е показано на Фигура 4.12.



Фиг.4.10. Монтаж на сензори от сензорната мрежа



Фиг. 4.12. Изчислено относително преместване на сензорите

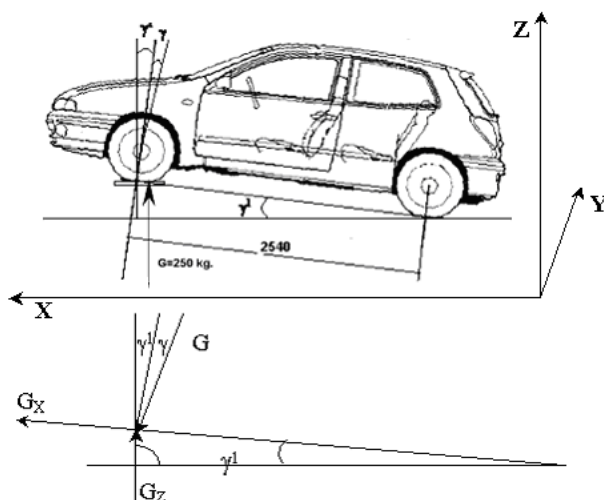
Описаната система може да се окаже полезна, когато се изисква висока степен на надеждност при отказ на системата поради използването на CAN или USART шина. При

отпадане на основната CAN шина данните могат да се предават чрез USART шината. Тази възможност е от голямо значение при дистанционно управлявани устройства като безпилотни летателни апарати (UAV), роботи и др.

4.2. Изследване на динамиката на движение и методи за диагностика в автомобилния транспорт

Елементите на окачването на съвременните автомобили са от групата на неремонтируемите изделия и възстановяването на работоспособността на автомобила се осъществява чрез замяна. Направените до този момент научни изследвания на автомобили в експлоатация не дават ясен и еднозначен отговор на параметрите на надеждността, въпреки че изследвания на надеждността се извършват от производителите на автомобили и резервни части, при което се обявяват само крайните решения за замяна на отделни елементи или взли или се препоръчва извършване на регулировъчни работи. Експерименти и проучвания с използването на акселерометри за анализ на работата на окачването (амортизатора) и получаване на ускорения, а чрез интегриране - скорост и преместване на автомобилното купе и колелото следвайки вертикалната компонента [125]. В динамиката на превозното средство амортизаторите се използват за оптимизиране на комфорта и безопасността при шофиране, поради което е необходимо да се определят характеристиките на амортизаторите в реални експлоатационни условия. Предвид високите качества и ниска цена на MEMS акселерометри много изследователи са ги използвали в редица от своите разработки, [126-128] за измерване на ускорения и вибрации по трите оси на експериментални установки, изследвайки амплитудно-честотен анализ на получените данни. Основен недостатък в голяма част от изследванията, отнасящи се до оценка на техническото състояние на окачването на автомобили в експлоатация е, че се конкретизира основно в състоянието на амортизаторите и пружините, а в резултат от тези изследвания се дават препоръки за изменението на техническото състояние на окачването като цяло. Техническото състояние на гумено-метални съединения на носачите на автомобилите в много случаи не се определя или се определя по субективни фактори (чрез механично въздействие и човешка преценка).

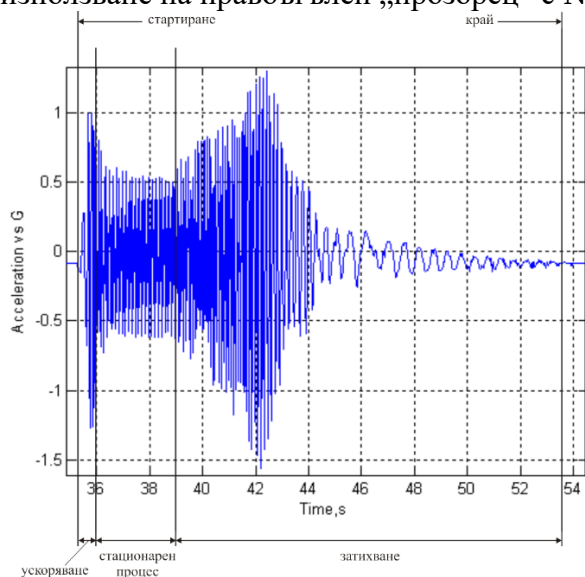
За целите на анализа вибрационен стенд предизвиква вертикални колебания, които се предават на елементите на окачването по различни оси зависещи от конструкцията на окачването, базата на автомобила и височината на вибрационните площадки. Разположението на автомобила върху площадките е показано на Фигура 4.16.



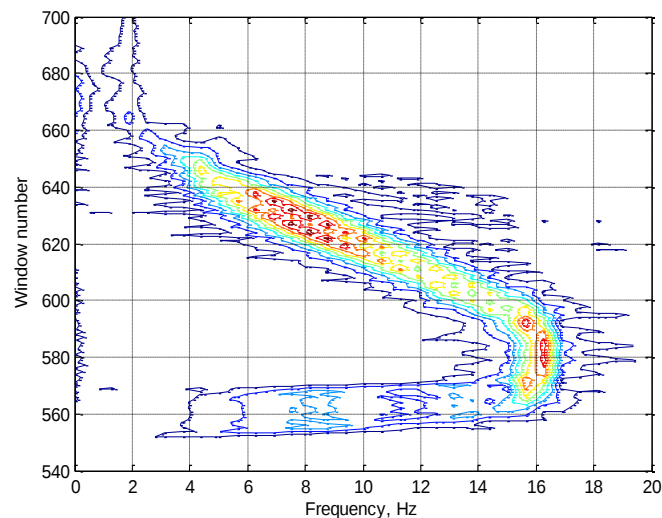
Фиг.4.16. Разположение на автомобила върху стенда

Изследването е проведено върху предно окачване тип Макферсон на автомобил Fiat Bravo при различни стойности на хлабината – 0.0, 0.4, 0.8 и 1.2mm. Според някои производители на автомобили [129] граничната стойност на хлабината на горните и долните сферични шарнири (аксиална и радиална) е до 0,8 mm. За провеждане на експерименталните изследвания и определяне на динамичните характеристики на система (окачване на автомобил) чрез анализ на колебанията на тестовата площадка са реализирани 3 опита чрез включване на вибрационния стенд и последващото му изключване. За определяне на динамичните характеристики е необходимо да се реализира спектрална оценка на колебанията, като въз основа на този анализ трябва да бъдат определени: времето на затихване, скоростта на затихване на колебанията, основните доминиращи честоти и техните амплитуди, зависимостта на определените честоти и амплитуди в зависимост от състоянието на изследвания обект, определяне на скоростта и преместването на елементите на системата, интегрална оценка на състоянието на системата. Анализът на дискретизираните сигнали във времевата област не винаги е достатъчен, за да се получи необходимата информация за състава на входния сигнал.

При много практически случаи е необходим комплексен анализ и във времевата и в честотната област. За реализацията на спектралната оценка в литературата са разгледани различни методи, като Short Time Fourier Transform (STFT) [130-131], Wigner-Villes Transform (WVD) [131], Wavelet Transform [132], Linear decimation [133], Frequency Response Functions (FRF) [134], Power spectrum density (PSD) [135], Auto-Regressive Model [136] и др., като най – голямо разпространение са получили Short Time Fourier Transform (STFT) и Wavelet Transform. На Фиг.4.18 е показана вибродиаграмата във времевата област, а на Фиг.4.20 - спектралната оценка на колебанията чрез STFT при използване на правоъгълен „прозорец” с $N=64$ и стъпка 16 отчета.



Фиг.4.18. Основни фази от работата на постановката



Фиг.4.20. Спектрална оценка при теста

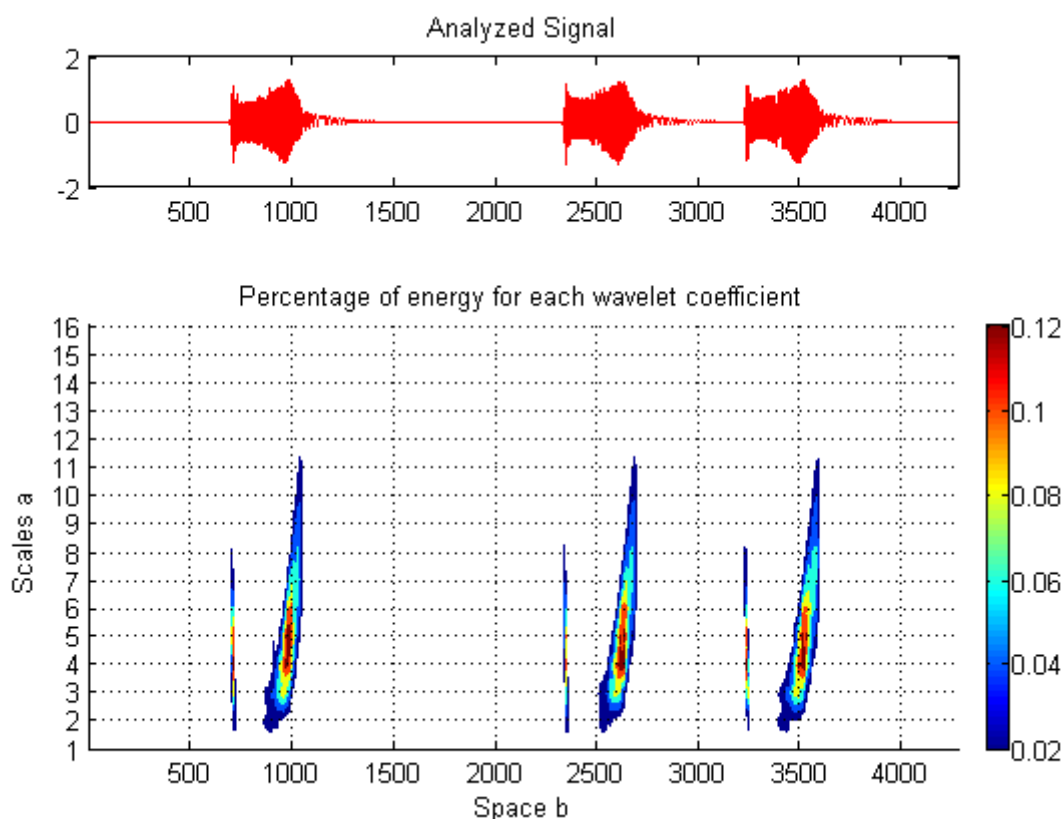
Един от основните моменти при реализацията на анализа е избора на параметрите на Фурие преобразуването – брой на точките в прозореца и коефициента на припокриване на отделните прозорци. Детайлният анализ на спектрограмите в зависимост от големината на прозореца показва, че спектралната оценка силно зависи от този размер. Когато големината на прозореца е малка колебателния процес може да се разглежда като квази – стационарен, а при голяма големина на прозореца – като нестационарен. Друг основен недостатък на Фурие преобразуването е зависимостта между разделителната

способност във времевата и честотната област. Тези недостатъци могат да бъдат преодоляни чрез използване на уейвлет преобразуване.

При честотен анализ с уейвлети има възможност за избор на метод за декомпозиция на сигнала, тип на уейвлета, с който да се извърши преобразуването, ниво, до което да се декомпозира изследваният сигнал. От разгледаните четири метода за декомпозиция на сигнала най-добри резултати се получават при използване на уейвлет пакетите, което е резултат от завършено двоично дърво при декомпозиране на сигнала и предоставената вследствие на това възможност за по-задълбочен анализ. При обезшумяване на сигнали уейвлетът трябва да е ортогонален или биортогонален. От това изборът се ограничава измежду уейвлет от фамилията Daubechies, Haar, Symlets, Coiflets, BiorSplines, ReverseBior и Dmeyer [132]. На Фиг.4.31 е показано времево – честотно разпределение с непрекъснатото уейвлет преобразуване при три опита.

От една страна анализа с непрекъснатото уейвлет преобразуване дава най – ясна картина на основните честоти, но разлителната способност при високи честоти е влошена, докато при ниски честоти е твърде висока. В областта на основните спектрални максимуми разделителната способност е от порядъка на 1Hz, което в някои случаи може да се окаже недостатъчно. Поради тази причина оптимален уейвлет пакет е избран от фамилията на Добеши – db3 с 5-то ниво на декомпозиция. Този тип пакети се отличават с филтри с минимална дължина и същевременно удовлетворяват условието за гладкост. Така се осигурява по-бързо изчисление на сигнали с голяма продължителност.

Съответствието между мащабен коефициент и псевдо-честота за Фиг.4.31 е дадено в Таблица 4.3.



Фиг.4.31. Времево – честотно разпределение с непрекъснатото уейвлет преобразуване

Табл.4.3. Съответствие между мащабен коефициент и псевдо-честота

Pseudo-frequency, Hz	Scales a
Псевдо-честота	Мащабен коефициент
26,67	1
13,33	2
8,89	3
6,67	4
5,33	5
4,44	6
3,81	7
3,33	8
2,96	9
2,67	10
2,42	11
2,22	12
2,05	13
1,90	14
1,78	15
1,67	16

Друг основен въпрос е зависимостта на спектралната оценка от състоянието на отделни елементи на системата. Спектралната оценка на колебанията на тестовата площадка показва, че не може да се получи адекватна оценка за състоянието и динамиката на движение на елементите от окачването единствено от състоянието на тестовата площадка и цялото окачване, тъй като колебанията на отделни детайли (ресори, амортизатори и др.) могат да маскират колебанията на останалите детайли. От наклона на правата се определя и коефициента на затихване на колебателния процес:

$$w = kf + n \quad (4.27)$$

където w - номер на прозореца; f - текуща честота на трептене; k - коефициент на затихване; n - отместване на характеристиката. Коефициентът на затихване може да се определи от израза:

$$k = \frac{\Delta w}{\Delta f}, \text{ където} \quad (4.28)$$

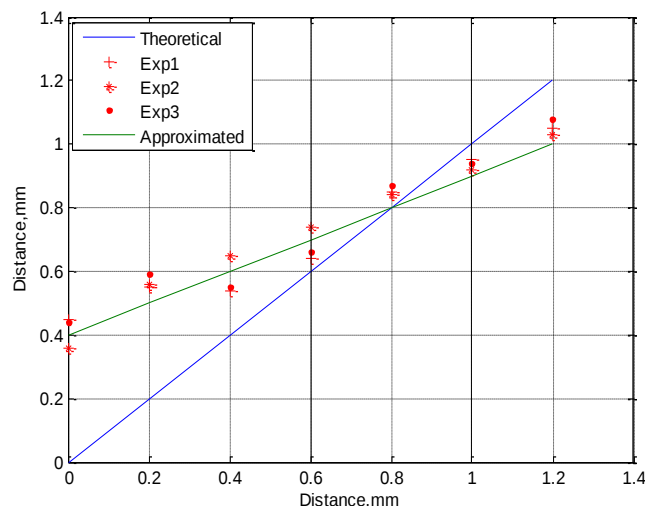
където $\Delta w = w_2 - w_1$ - разлика между номерата на прозорците, в които се наблюдават спектрални максимуми с честоти f_2 и f_1 респективно $\Delta f = f_2 - f_1$. Тъй като $w = f(t)$, то е необходимо да бъде намерена зависимостта на честотата на трептене като функция на времето $f = f(t)$. Оттук може да се определи и коефициентът на затихване на системата:

$$k = \frac{(t_2 - t_1)F_d}{OV \cdot N \Delta f} \quad (4.30)$$

За определяне на преместването е необходимо прилагане на НЧФ за елиминиране на постоянното отместване. Синтезираният цифров филтър е реализиран по апроксимация на Бътъруорд, тъй като този тип филтри се отличават с линейна фазова характеристика и водят до минимално изкривяване на сигнала, въпреки получаването на по-висок ред на филтъра и увеличаване на броя на изчисленията. Габаритът на синтезирания филтър е както следва: лента на пропускане – $6 \div 24 \text{ Hz}$; максимална неравномерност в лентата на

пропускане – 1dB; лента на задържане – $(0\div3) - (32\div80)\text{Hz}$; минимално затихване в лентата на задържане 40dB.

Максималното относително преместване между отделните детайли се сравнява с теоретично измерената хлабина и сравнителния анализ на резултатите при различни стойности на хлабината е показан на Фиг.4.49.



Фиг.4.49. Сравнителен анализ на измерена и изчислена хлабина

Резултатите показват, че при промяна на разстоянието в границите $0.6\div1.0\text{mm}$, то грешката при определяне на хлабината е в рамките на $\pm 0.1\text{mm}$. Коефициентът на корелация между апроксимираната крива /зелен цвят/ и експерименталните точки за трите опита са както следва: тест 1 - Exp1 – 0.9732; тест 2 - Exp2 – 0.9903; тест 3 - Exp3 – 0.9714.

Приложените теоретични и експериментални изследвания демонстрират възможността за внедряване на MEMS сензорите в системи за диагностика и управление както на отделни елементи, така и на цели възли и агрегати на базата на определяне на ускорения, скорости и премествания в мащаб от части от милиметъра до няколко десетки сантиметри.

4.3. Инерциални системи за контрол и управление на двигатели

Усъвършенстването на системата за техническата експлоатация на буталните двигатели с вътрешно горене (ДВГ) е тясно свързано с развитието на методите и средствата на техническата диагностика [137]. Има постоянен интерес на изследователите към вибродиагностиката на буталните машини, в частност на ДВГ. Много важна задача на техническата диагностика е определянето на най-информативните диагностични параметри. В еластично закрепените към шасито на транспортното средство ДВГ се извършват едновременно два колебателни процеса, които са основни причинители на вибрации на блока им (обща вибрация на ДВГ) [138]. При най – разпространения тип ДВГ - четирицилиндров четиритактов редови двигател с ред на работа на цилиндрите 1-3-4-2 и колена на колянвия вал, разположени под ъгъл 180° , нормалната сила, предизвикваща вибрации, може да се определи съгласно изразите:

$$X_I = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - (\lambda \sin \alpha)^2}} \quad (4.31);$$

$$X_{II} = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 - (\lambda \cos \alpha)^2}} \quad (4.32)$$

$$N_I = \cos \alpha (X_I + X_{II}) - \text{нормална сила (инерциалната компонента) от I порядък} \quad (4.33)$$

$N_{II} = \lambda \cos 2\alpha (X_I - X_{II})$ - нормална сила (инерциалната компонента) от II порядък(4.34)

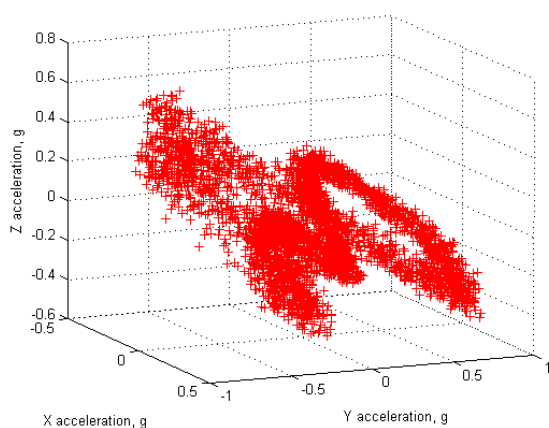
$N = N_I + N_{II}$ - сумарна нормална сила (4.35)

Единствената неуравновесена компонента на инерционните сили, предизвикваща общи вибрации, е инерционната сила от втори порядък [139]: $\sum F_{jII} = 4K\lambda \cos 2\alpha$, (4.36)

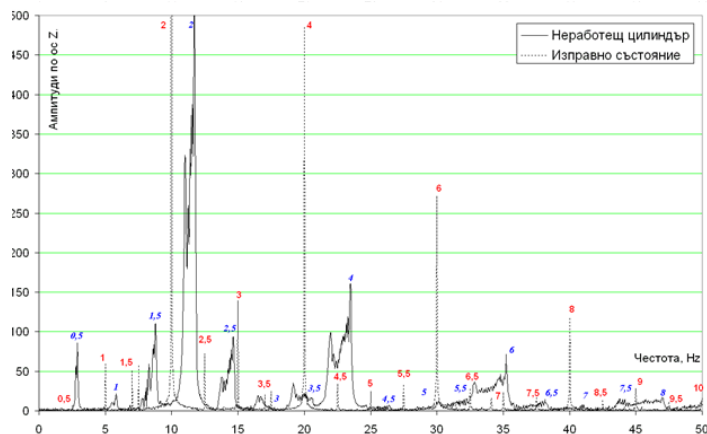
където: α е ъгловото положение на коляновия вал; K и λ - константи.

За диагностичен режим е избран празен ход на ДВГ с честота на въртене 840 min^{-1} . Съображението за този избор е, че той може лесно да се постигне, когато ДВГ е монтиран на автомобил, което ще позволи вибродиагностиката да се осъществява без демонтирането му. С честота на дискретизация 640 Hz са записани вибрациите за около 120 работни цикъла (240 оборота на коляновия вал). Направени са два записа: при ДВГ в добро техническо състояние; при симулирана неизправност. Симулираната неизправност представлява неработещ трети цилиндър (изключено подаване на гориво).

3D картина на вибродиаграмите е показана на Фиг.4.62. От представените спектрални анализи на сигналите (Фиг.4.64) ясно се вижда основния хармоник на 14Hz , който съответства на удвоената стойност на честотата на въртене на коляновия вал съгласно израз (4.26), равна на $n=f*60=840 \text{ 1/min}^{-1}$. Също така добре са видни и спектралните пикове на честоти, кратни на честота 7Hz , като 21, 28, 35Hz и т.н.



Фиг.4.62. 3D картина на вибродиаграмите



Фиг.4.64. Вибродиаграми в честотната област

Използваната система позволява с прости средства и висока точност да се определят общите вибрации на ДВГ и визуализират във вид, максимално удобен за анализ. Осъществяването на задълбочен анализ на записаните общи вибрации изисква голям обем от задълбочени изследвания, с които да се установи връзката между характерни неизправности и пораждащите от тях хармоници. Независимо от това, дори и без натрупана голяма база данни, някои типични за буталните ДВГ неизправности (например неравномерна работа по цилиндри) могат успешно да бъдат качествено и количествено оценявани с помощта на демонстрираните методи и средства.

4.4. Инерциални системи за контрол на движението и управление

Относно автомобилите и повишаване на тяхната безопасност развитието е насочено в две основни направления – системи за активна и пасивна безопасност. Осигуряването на активната безопасност при движение се реализира основно чрез управление на динамичната устойчивост чрез система за интегрирано управление на динамиката на автомобила (VDIM). Основният източник на информация за VDIM системата са

сензорите, базирани на MEMS технологии, които позволяват изпълнението на множество различни функции [140]. Първият основен проблем при управлението е определянето на пространственото положение на обекта. Първите два ъгъла на наклон и крен (pitch и roll) могат да бъдат определени с помощта на Калманов филтър по следния начин. Ако означим матрицата на състоянието с $x = [angle \ bias]^T$, ковариансната матрица на грешката с $P = \begin{bmatrix} P_{00} & P_{10} \\ P_{01} & P_{11} \end{bmatrix}$, а $Q = \begin{bmatrix} Q_{00} & Q_{01} \\ Q_{10} & Q_{11} \end{bmatrix}$ - ковариансната матрица на шума w , то за състоянието на Калмановия филтър може да се запише:

$$\dot{x} = Fx + Bu + w \quad (4.39)$$

Тъй като шума на жирокопа и линейния акселерометър са независими, то стойностите в диагоналът на ковариансната матрица ще бъдат равни на 0:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.40)$$

Следователно новото състояние на Калмановия филтър може да бъде определено по следните зависимости:

$$\dot{x} = [angle \ bias] - \text{промяна на състоянието} \quad (4.41)$$

$$angle = gyro - gyro_bias - \text{промяна на стойността на ъгъла} \quad (4.42)$$

$$\text{където } gyro_bias = 0 \quad (4.43)$$

Следователно новото състояние на ковариационната матрица е:

$$\dot{P} = A * P + P * A' + Q, \text{ където} \quad (4.44)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{d(angle)}{dt} & \frac{d(angle)}{d(gyro_bias)} \\ \frac{d(gyro_bias)}{d(angle)} & \frac{d(gyro_bias)}{gyro_bias} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \text{матрица на Якобиан на } \dot{x} \text{ по отношение}$$

на състоянието

Основен момент е опростяването на изчислението на новото състояние на ковариансната матрица, като се използва стойността на матрицата на Якобиан:

$$\dot{P} = \begin{bmatrix} Q_{angle} - P_{01} - P_{10} & -P_{11} \\ P_{11} & Q_{gyro} \end{bmatrix}. \quad (4.45)$$

$$angle = (angle + gyro - gyro_bias)dt \quad (4.46)$$

$$P = P + \dot{P} * dt. \quad (4.47)$$

Тъй като данните от изхода на жирокопа съдържат информация за скоростта на ъгловото завъртане на обекта, но не и за абсолютната стойност на самия ъгъл, то при наличие на някаква стойност, различна от 0, при неподвижен обект / т.нар. отместване на нулата / се се получи натрупване на грешката в резултат на интегрирането. За експериментално изследване на работата на системата за контрол и управление и принципът на работа на Калмановия филтър за определяне на ъглите на наклон и посоката на движение на автомобила е проведен тест с използване на 9DoF (степени на свобода) инерциална система с MEMS сензори, която включва 3D акселерометър, 3D жирокоп и 3D магнитометър.

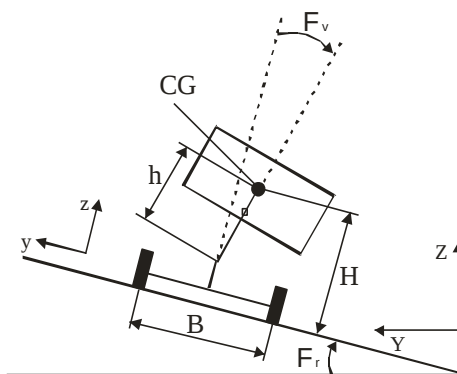
Системата за контрол и управление използва тези данни, заедно с данните за ъгловата скорост по оста Z, за определяне на начина на движение на автомобила след сравнение с данните от сензора за ъгъла на завъртане на волана за откриване на процеси като недоазавиване или презавиване. Сравнявайки полученото странично ускорение Ax и данните от ъгловата скорост Gz системата открива и настъпило странично хлъзгане на

купето вследствие загуба на сцепление с пътната настилка. Блоквата схема на системата за активна безопасност е показана на Фиг.4.70 [142].



Фиг.4.70. Блокова схема на системи за динамичен контрол

Максималната безопасна скорост в завой зависи от геометрията на завой, състоянието на пътната настилка, стабилността на превозното средство срещу преобръщане и опитът на водача. Кинематичен модел на на превозно средство с ъгъл на наклона на пътя е показан на Фиг. 4.71 [144].



Фиг.4.71. Кинематика на движението

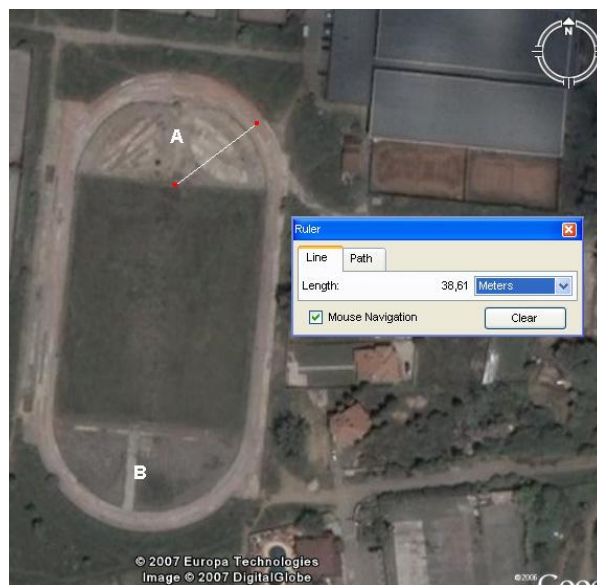
Най-високата скорост, която превозното средство може да премине в крива без странично приплъзване, може да се изчисли чрез израза:

$$V_{\max} = \sqrt{gR\mu_{lat}} , \quad (4.50)$$

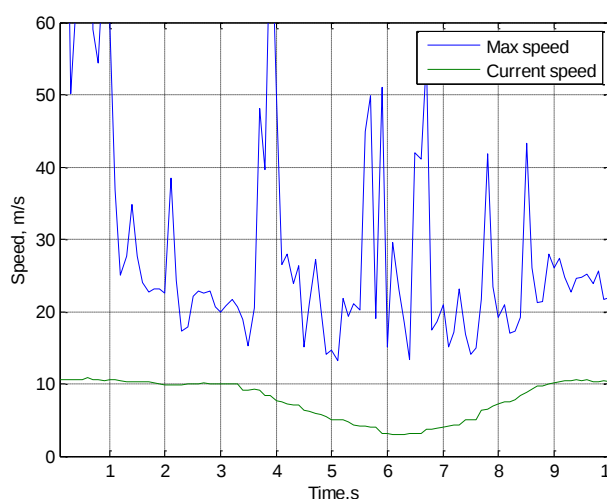
и праговата скорост на превозното средство в крива без преобръщане може да се изчисли чрез израза:

$$V_{\max} = \sqrt{gR \tan \phi_{\lim}} \quad (4.51)$$

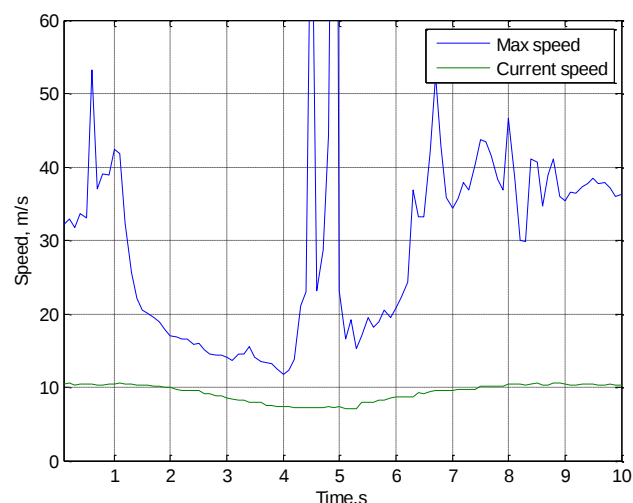
За експерименталното изследване на системата за активна безопасност е извършена оценка на скоростта на превозното средство в реални условия чрез движение на превозно средство по почти кръгова форма на траекторията. По този начин стадионът (Фиг. 4.72) е избран за референтна траектория, тъй като формата му е много близка до кръговата. Скоростта на кривата на безопасност също се изчислява съгласно уравнението (4.54). Тя се сравнява със скоростта на шофиране и прогнозните резултати са представени на Фигура 4.74. Фигура 4.74а и Фигура 4.74b представляват прогнозната скорост на кривата на безопасност и текущата скорост на шофиране съответно за зона А и В (фигура 4.72).



Фиг. 4.72. Форма на експерименталната траектория



(a)



(b)

Фиг. 4.74. Изчислена безопасна скорост на движение

Представените резултати показват, че скоростта на движение е по-ниска от скоростта на кривата на безопасност. Ако очакваната максимална скорост на крива е надвишена, системата за контрол на сцеплението намалява скоростта на движение и запазва стабилността на автомобила. Разработената система е в състояние да определи наклоните и посоката на действителното движение на превозното средство в сравнение с желаното движение и да осигури обратна връзка на цялостния контролер на системата, за да предотврати пътните инциденти. Той също така изпълнява изчисленията в реално време на критичната скорост, която обикновено се приема равна на 70% от максимално допустимата, определена по израз (4.54), и е в състояние да подаде предупредителен сигнал за пътнопасни участъци и да осигури необходимата активна безопасност при движение (Фиг.4.75). Този запас е продиктуван от факта, че коефициентът на триене на гумата с пътната настилка не е известен в реално време и в израз (4.54) се използват негови усреднени стойности за различните условия (сух/мокър път и др).

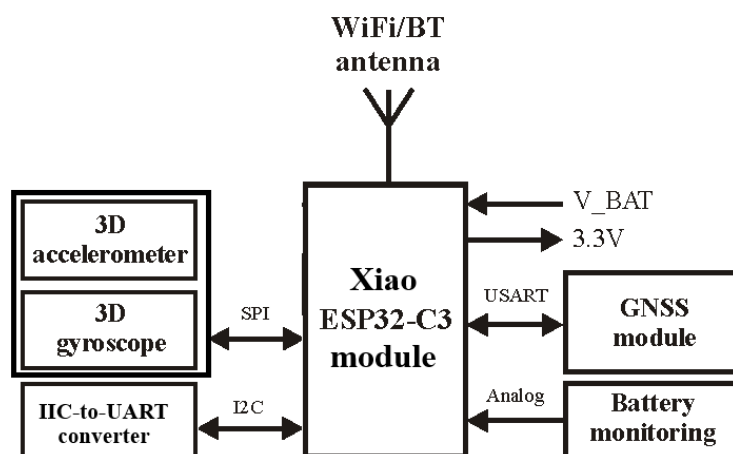
4.5. Инерциални системи за оценка на въздействието на автомобилния транспорт върху околната среда

Превозните средства са основен източник на замърсяване на въздуха, което не се ограничава само до емисиите на газове, а включва и праховите частици, както и топлинните емисии. От септември 2017 г. новият европейски цикъл на шофиране (NEDC) беше заменен от Световната хармонизирана процедура за изпитване на леки автомобили (WLTP) за всички превозни средства, пуснати на пазара от септември 2018 г., която се прилага в целия ЕС, както и в Китай, Япония, Индия, Корея и други страни. Въвеждането на WLTP трябва да покаже по-реалистични данни, тъй като условията му са близки до реалното шофиране, като по-дълго разстояние на изпитване (6,8 мили срещу 14,4 мили), по-високи ускорения и по-висока скорост на движение (средно 21 мили в час срещу 28,9 мили в час) и др. [146]. NEDC и WLTP са два теста за типово одобрение с една и съща цел: да измерват нивата на емисии на CO₂ и други замърсители (CO/HC/NO_x/фини частици), както и разхода на гориво на превозното средство. Регламентите на Европейския съюз за емисиите при реално шофиране (RDE) изискват използването на преносима система за измерване на емисиите (PEMS), прикрепена към превозното средство, за измерване на емисиите на замърсители, но това не е много практично за дългосрочно наблюдение. Освен това PEMS изисква относително тежко и обемисто оборудване, чиято работа може да бъде повлияна от околните условия като температура, надморска височина, вибрации и др. по време на реално шофиране [147]. Също така PEMS не са толкова точни, колкото пълна лабораторна система, така че няма да измерват със същото ниво на повторяема точност като лабораторните тестове.

В областта на екологичните изследвания, и по-специално при мониторинга, инерциалната измервателна система (IMU) често се използва в комбинация със сензори за качеството на въздуха, за да се проследяват движението и източникът на тези частици, особено когато е монтирана на дронове или мобилни платформи. Инерциалните системи, базирани на MEMS технология, могат да бъдат ценен помощник в комбинация с други сензори за оценка на въздействието на превозните средства върху околната среда като предоставят ценна информация за линейните и ъгловите ускорения на автомобила, тъй като се доказва, че те са в пряка зависимост от отделянето на фини прахови частици от гумите и от спирачната система. За по – детайлна оценка на въздействието инерциалните сензори се комбинират със сензори за фини прахови частици [151-153], електрохимични сензори за измерване на замърсяващи газове, като въглероден оксид (CO), азотни окиси (NO_x), неизгорели въглеводороди (CH_x) и др. [154], инфрачервени камери за термичен мониторинг, инсталирани на дронове [155] или комбинация от горе изброените сензори [156].

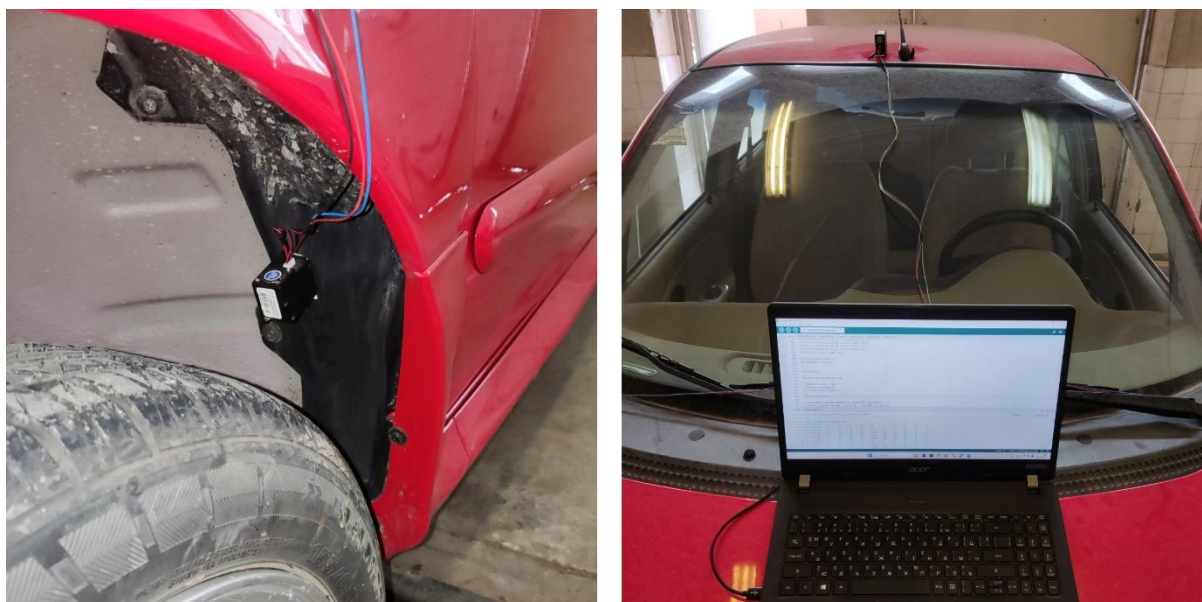
Една такава система за определяне на замърсяване на въздуха с фини прахови частици (ФПЧ) е реализирана в [A4], която свързва отделянето на PM_{2.5} и PM₁₀ с линейните и ъгловите ускорения на автомобила. Записаните ускорения дават възможност за симулиране на реалното движение на автомобил на стенд за анализ на отделените ФПЧ. Системата се базира на SoC ESP-C3, свързан към инерциален измервателен модул (IMU) с 6 степени на свобода (DoF) BMI160, произвеждан от Bosch.

Проведено е експериментално проучване чрез монтиране на предложената система на бензинов автомобил Chery QQ, като първият датчик за прахови частици (обозначен като датчик за гуми) е монтиран под калника, а вторият, обозначен като референтен датчик, е монтиран на покрива на автомобила (Фиг. 4.77). Тестваните гуми са модел Hankook с размери 155/65R13 и спецификация 73H. Температурата по време на теста е 100 °C, а тестовата зала е затворена, за да се елиминира влиянието на допълнителната вентилация.



Фиг.4.76. Блокова схема на 6DoF INS измервателна система

Записаните ускорения в резултат от реално движение се предават на динамометричен стенд, който емулира реалното движение на база връзката между ускорение – скорост на движение – обороти на вала на стенда.

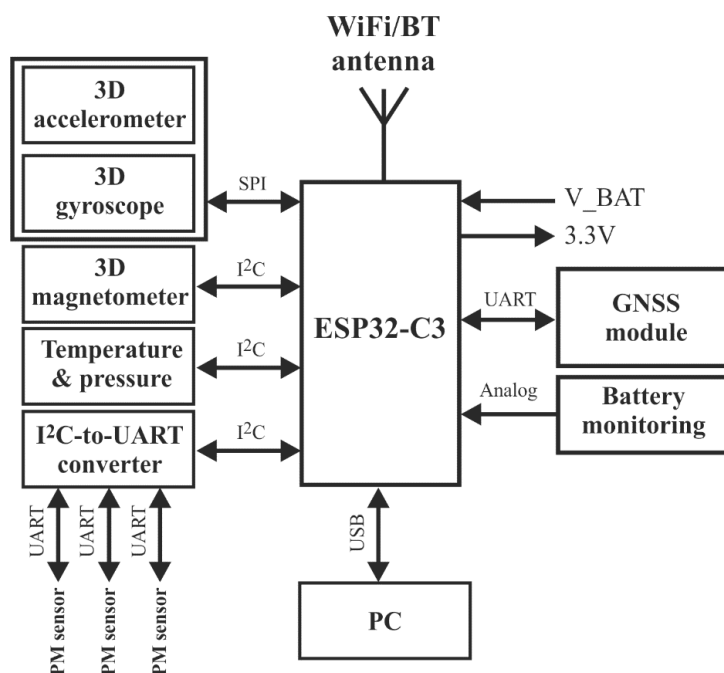


Фиг.4.77. Разположение на сензорите за ФПЧ (измервателен и референтен на покрива)

Получените резултати показват, че превозните средства могат да бъдат основен източник на фини прахови частици по време на ускорение и спиране, особено на по-малки частици с диаметър до $2,5 \mu\text{m}$. Тъй като фините прахови частици с диаметър под $2,5 \mu\text{m}$ се свързват с астма и респираторни симптоми, емисиите на ФПЧ трябва да бъдат намалени или контролирани. Проблемът е по-осезаем при електрическите автомобили поради по-голямото им тегло, т.е. по-голямото износване на гумите. Следователно бъдещият контрол на емисиите от превозните средства трябва да бъде разширен, като включи емисиите на фини прахови частици.

Друга система, разработена от автора, за изследване на връзката между отделяните ФПЧ и начина на шофиране е разгледана в дисертационния труд. За анализа на движението системата отново е базирана на SoC ESP-C3, но върху собствена хардуерна платформа, което позволява 6DoF IMU системата да бъде допълнена с 3D магнитометър (Фиг.4.78) за доравитие на системата до 10DoF с 24-битов барометър. В разработената

система 6DOF IMU модула, състоящ се от 3D линейен акселерометър и 3D акселерометър за ъглова скорост (жироскоп), е ICM-42688-P, отличаващ се с най-ниско ниво на шумовете (Табл.1.8). Този сензор е свързан с чипа ESP32-C3 чрез SPI интерфейс поради необходимата висока скорост на пренос на данни. Честотата на актуализация може да бъде в диапазона 40÷400Hz. Използваният IMU сензор може да бъде заменен с IMU сензори BMI270 (Bosch), LSM6DSR (ST Microelectronics) или WSEN-ISDS (Wurth Electronics) поради съвместимия им дизайн на изводите. За разлика от първата система, където е емулирано реалното движение на автомобила на база на записани ускорения, с тази система са проведени експериментални изследвания с реално движение. Проведено е експериментално проучване чрез монтиране на предложената система на лек автомобил „Шкода Фаbia II 1.4 TDI“. Автомобилът е лабораторен автомобил на катедра „Организация и управление на автомобилния транспорт“ в Техническия университет в София (Фиг.4.79), а тестовия маршрут е показан на Фиг.4.80.

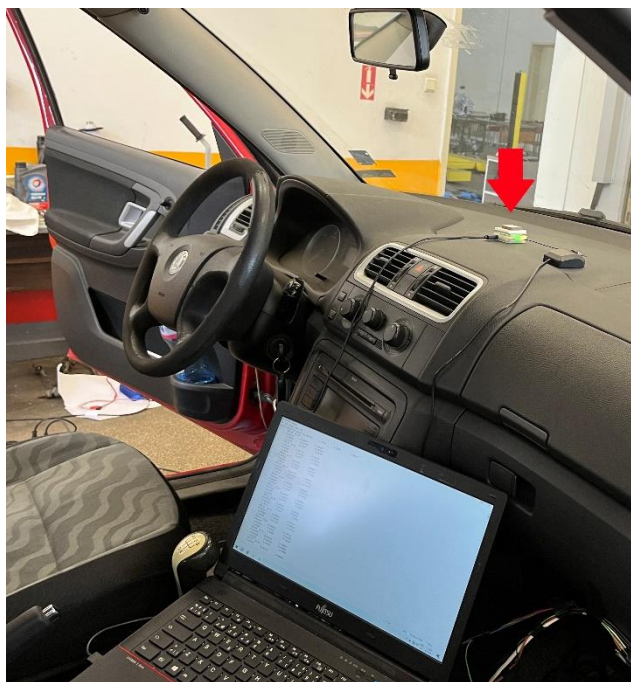


Фиг.4.78. Блокова схема на 9DoF система за измерване на отделените ФПЧ на база на ускоренията на движение

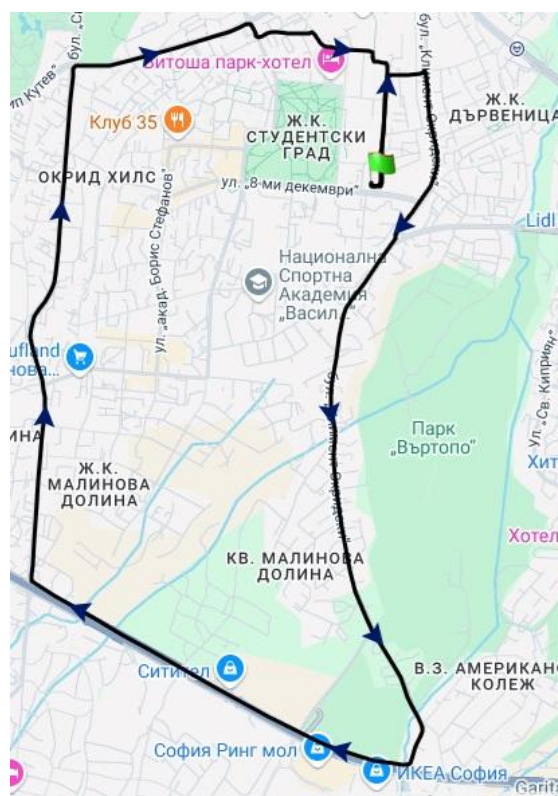
Системата е записала всички измервателни данни, но анализът обхваща само резултатите за линейното ускорение по надлъжната (Y) и напречната (X) ос, както и ускорението на ъгловата скорост по вертикалната (Z) ос на превозното средство, тъй като тези ускорения допринасят за процесите на завиване, ускоряване и спиране (Фиг.4.81).

Записаните данни се импортират в средата на MATLAB, където се обработват и синхронизират, за да се сравнят линейните ускорения и ускоренията на ъгловата скорост, позицията на превозното средство, скоростта и стойностите на ФПЧ. Връзката между стила на шофиране и излъчваните частици е видима при анализа на данните от точки 1–5 на фигура 4.81. Точка 1 отразява процесите на ускорение и спиране, които ясно се наблюдават в данните за ускорението (A_y) и скоростта. Нивото на излъчваните частици се повишава поради триенето на гумите и спирачките по време на тези процеси. Точка 2 представя процеса на завиване, който е видим от данните на жироскопа (G_z). В този случай броят на частиците се увеличава значително поради интензивното триене на гумите. Точки 3 и 4 представят последователности от процеси на бързо и бавно ускорение, докато точка 5 показва комбинацията от ускорение на превозното средство и

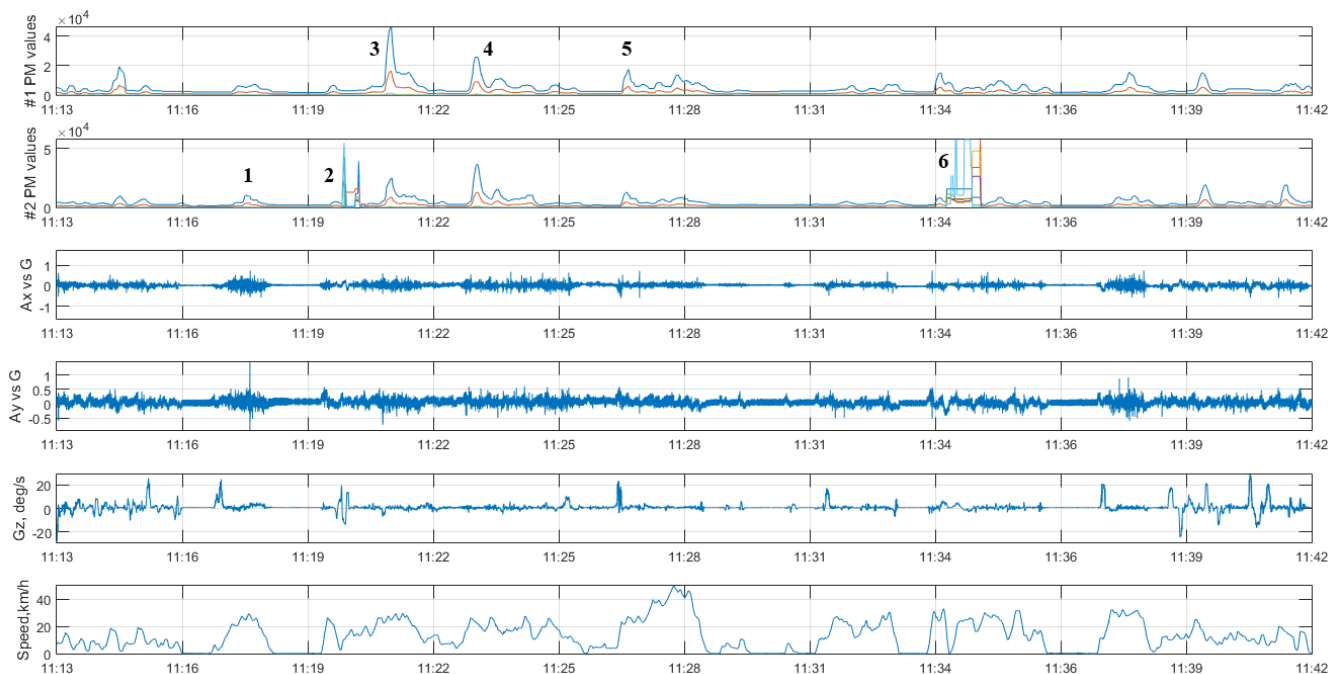
процес на завиване. Във всички случаи интензивният или спортен стил на шофиране води до увеличени емисии на ФПЧ.



Фиг.4.79. Разположение на системата



Фиг.4.80. Тестов маршрут



Фиг.4.81. Графика на линейните и ъгловите ускорения

5. Инерциални системи за изследване на динамиката на движение и за диагностика в железопътния транспорт

5.1. Методи за измерване на железният път

Измерване и оценяване на надвишението на железният път, неговото хоризонтално, и вертикално подравняване, както и тяхното привеждане в необходимите норми, са основните задачи на администрациите за контрол и безопасност, и подържането на пътя. Съвместно с неравностите по колелата на ПЖПС, неизправностите довеждат до възбуждане на трептене на влака и пътя, и предизвикване на сили действащи на контакта колело–релса с висока честота. Ако силите имат хармоничен характер с честота близка до собствената на ПЖПС, довеждат до циклични деформации в пътя на някакво разстояние след мястото с неизправност. Големи динамични сили се получават не само от синусоидални неравности, а и от пространствени комбинации на показаните неравности.

Оценката на даден участък от железният път се извършва чрез анализ на предавателната функция, с която се изразява връзката между геометричните параметри на пътя и динамичната реакция на ПЖПС в честотната област. Пример за използването ѝ за преминаване от измерено ускорение към ниво на неравности е показан в [169]. Тези функции са калибрирани посредством сравняване на спектъра на измерените ускорения и спектъра на измерените неравности., при различни скорости на движение. В Европейските стандарти за окачествяване на пътя се задават граници, които обикновено са функции на дължината на неравността. Пример за такъв стандарт е EN 13231-3 за контрол на релсите след шлайфване [170].

Предавателната функция на една такава система се дава от израза:

$$W(\omega) = \frac{w_0^2}{w_0^2 - \omega^2}, \text{ където } \omega \text{ е кръгова честота.} \quad (5.8)$$

Този израз ни дава връзката между трансформацията на Фурие на ускорението на буксовия възел $S_k(\omega)$ и трансформацията на Фурие на неравностите на пътя $S_r(\omega)$.

Примерна стойност на w_0 за колело с маса 506kg и $k_H = 1,6 \cdot 10^9$ е $f_0 = \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^9}{506}} = 1778$

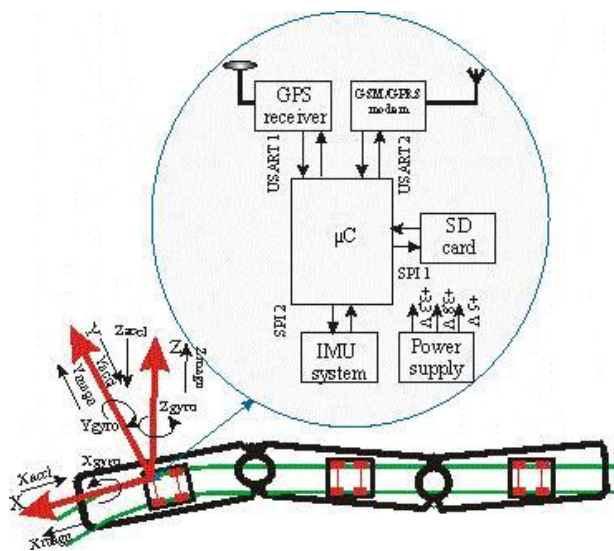
Hz или $w_0 = 11165,84 \text{ rad/s}$. Коефициента на предаване е със стойност 0 dB за много широк честотен обхват. Фазовата характеристика е 0 [rad/s] за много широк честотен обхват. Това показва, че ако намерим спектралната плътност на ускорението в буксовия възел, чрез предавателната функция ще получим и спектралната плътност на неравностите на пътя $S_r(\omega) = \frac{S_k(\omega)}{W(\omega)}$. Тези спектрални плътности са идентични за широк честотен диапазон. Така също от получената спектрална плътност на ускорението и предавателната функция може да се получи дисперсията на неравностите на пътя с израза:

$$\sigma^2 = \int_0^\infty |W(\omega)|^2 S_k(\omega) d\omega. \quad (5.9)$$

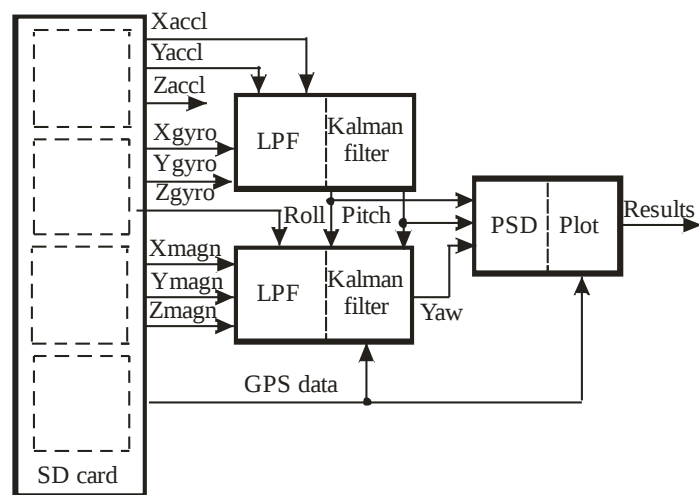
5.2. Измервателна система на базата на MEMS инерциални сензори

За определяне на параметри, характеризиращи динамиката на железопътни возила и в частност ъгъла на завъртане на колоосите или талигите, е конструирана измервателна

система с възможност за имерване по три оси, на ускорение, ъглова скорост, магнитната индукция на земното магнитно поле. За локализиране на местоположението и скоростта на движение на транспортното средство, в системата е вграден GPS приемник. Инерциалните данни се получават с честота 240Hz, към тях се добавят данните за местоположение от GPS с честота 1Hz и съвместно се записват на SD карта. Едновременно с това данните се предават по GPRS канал до собственика на системата. Блоквата схема на устройството и мястото на монтирането му в конкретният случай е показано на фигура 5.4.



Фиг.5.4. Измервателна система и разположението ѝ



Фиг.5.5. Схема за обработка на сигналите

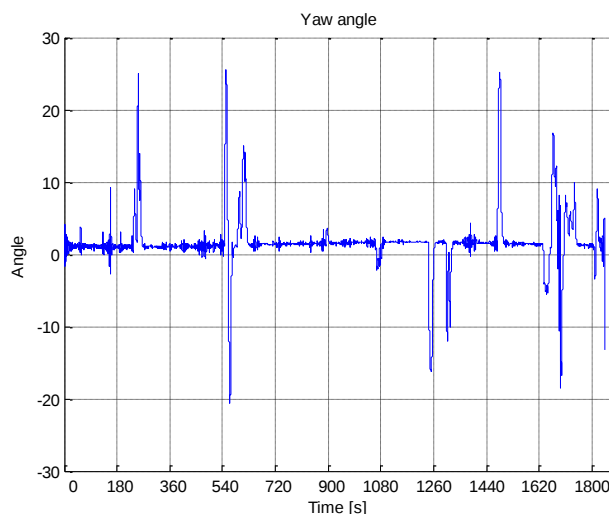
Търсеният ъгъл на завъртане на талигата се определя след като данните бъдат прочетени и превърнати в съответстващите им физични величини и се приложи алгоритъма за тяхната обработка показан на фигура 5.5.

Честотите, които представляват интерес в конкретната разработка, се намират в нискочестотния спектър затова за да се елиминират неинформативните високочестотни съставки, получените данни от жирокопа и магнитометъра се филтрират с нискочестотен филтър с честота на среза 20Hz, а даните от акселерометъра с честота на среза 1Hz. Съвместяването на данните от инерциалните сензори и GPS се осъществява от два калманови филтъра (КФ), всеки от които е с по две състояния. Априорната оценка на състоянието се определя с израза:

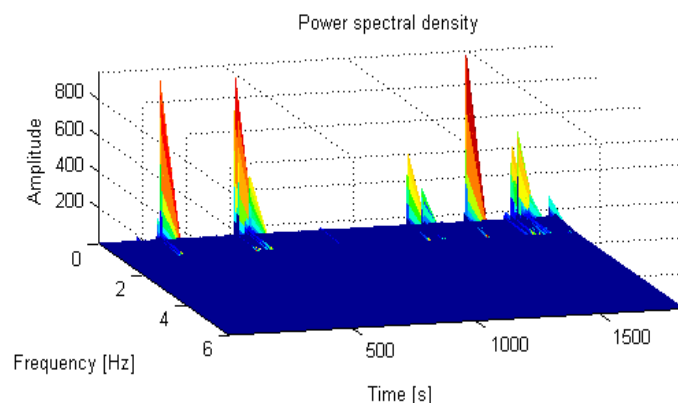
$$\hat{x}_k = A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1}, \quad (5.10)$$

където $\hat{x}_k$ е матрица на състоянието, A е $n \times n$ матрица която свързва променливите на състоянието от предишната стъпка $k-1$ със състоянието в стъпка k , при липса и на управляващо въздействие и на шум в процеса. Матрицата B е с размерност $n \times 1$ и свързва управляващия вход u със състоянието x . На полученият на изхода на филтъра сигнал се извършва спектрален анализ посредством метода на периодограмите или уейвлет анализ. Използването на уейвлет преобразуването е за предпочитане поради по-добрата му разрешаваща способност едновременно във времевата и честотна области. За проверка на предложението метод е проведен експеримент с ТМ която по време на експеримента беше без пътници. По изследваното трасе е преминало само веднъж поради наложени ограничения.

Данните са обработени в програмната среда Matlab. Определена е съответстващата критична честота на база на данните от GPS приемника, параметрите на ТМ и пътя. След прилагане на алгоритъма от фигура 5.5 е получен ъгъла на завъртане на талигата на ТМ, показан на фигура 5.8. Краткотрайните големи стойности на ъгъла, които се забелязват на четири места върху фигурата са вследствие на големи ударни въздействия на колелата върху релсовия път, които са довели до големи стойности на данните от инерциалните сензори. Резултатите от последващия честотен анализ са представени на фигури 5.9.



Фиг.5.8. Ъгъл на завъртане на талигата



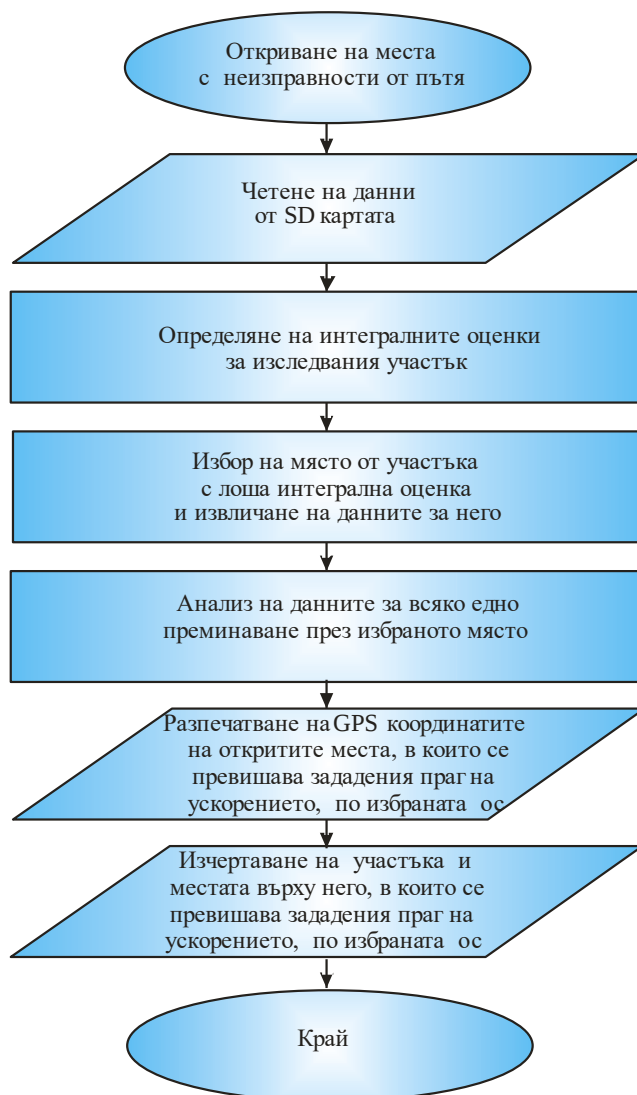
Фиг.5.9. PSD на ъгъла на завъртане /периодограма/

5.3. Алгоритъм за обработка на данните от инерциални сензори

След достигане на желан от нас брой преминавания по определено направление, записаните данни в SD картата се прочитат и се подлагат на обработка за получаване на интересувашата ни информация. Цялостно процеса на откриване на местата с неизправности е показан с блоковата схема на Фигура 5.11.

Съществуващите системи за контрол на пътуването и съответстващите им стандарти използват ефективната стойност (RMS) и пиковата стойност (P2P) на измерения сигнал, за да открият отклоненията от предписаните норми. Праговите стойности на ускоренията в коша на возилото във вертикално и странично направление са дефинирани от различните железопътни администрации за тяхна употреба и в общия случай те се различават помежду си. В [164] са дадени настоящите стандартни стойности и препоръчителните нови стойности за американските железопътни линии. От направените извадки от стандарти е видно, че за вертикалното ускорение на буксовия възел не е предвидена норма, откъдето не може да се определи еднозначно прагова стойност, спрямо която да се правят оценки. Трябва да бъде определена такава.

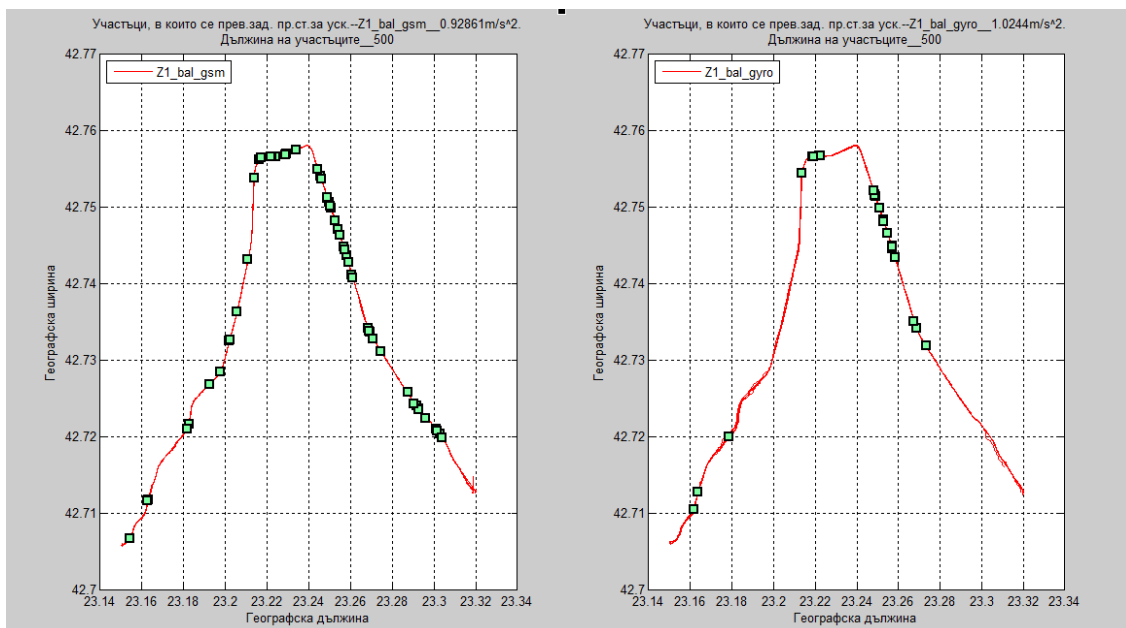
Експериментът с електрическата мотриса на Siemens е проведен по направлението София-Банкя. В рамките на един ден мотрисата преминава по направлението няколко пъти, което е достатъчно за получаване на необходимите данни. Двете устройства бяха закрепени на буксовите възли на една от колоосите на предната талига. Ориентацията на акселерометъра на едно от измервателните устройства спрямо мотрисата е показана на Фигура 5.12.



Фиг.5.11. Блокова схема на алгоритъма за обработка на получените данни

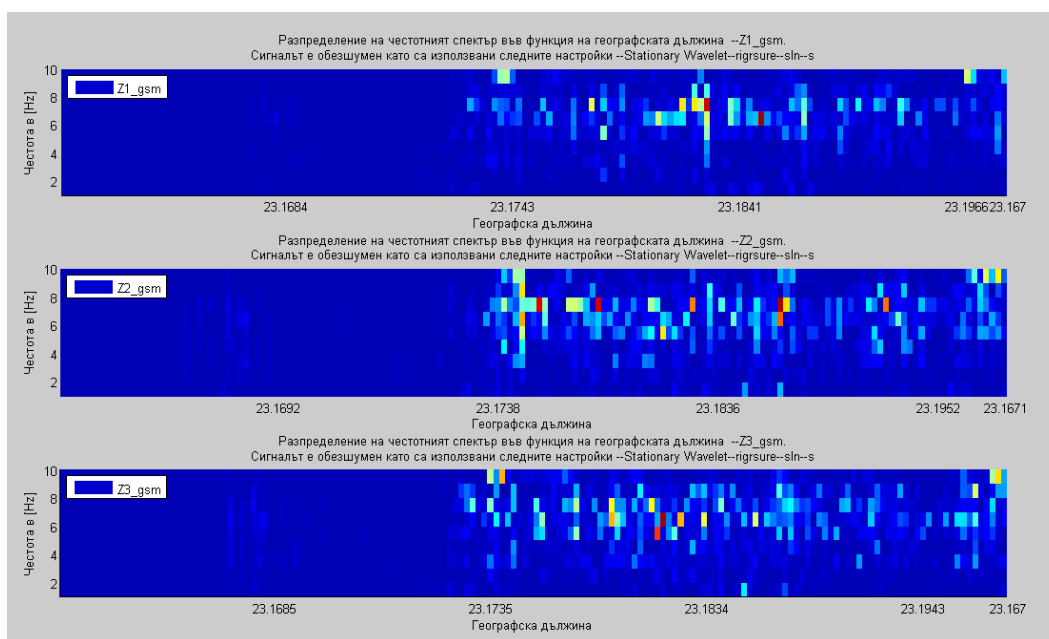


Фиг. 5.12. Измервателно устройство монтирано върху буксов възел



Фиг. 5.15. Сравнение на участъците, в които се превишава зададеният праг, получени с измервателно устройство 1 и 2

На Фигура 5.15 са показани резултатите от обработката на всичките данни от двете устройства, без да се отделят преминаванията в съответната посока. Забелязват се участъци, които се повтарят и при двете устройства. За по-точна оценка е необходимо от общите данни да се отделят отделните преминавания и на тях да се направи интегрална оценка. От получените участъци с превишена прагова стойност на ускорението е избран за подробен анализ този, който е в непосредствена близост до спирка Иваняне, поради близостта му до автомобилния път и по-лесен достъп до него. През него е преминато общо шест пъти, но за анализ са избрани трите преминавания на участъка в посока от Банкя към София. Анализът на данните в честотната област е извършен по метода на периодограмите и с използване на уейвлет пакетите. Полученият резултат от периодограмите е показан на Фигура 5.26.



Фиг. 5.26. Спектрограми на ускорението в изследвания участък

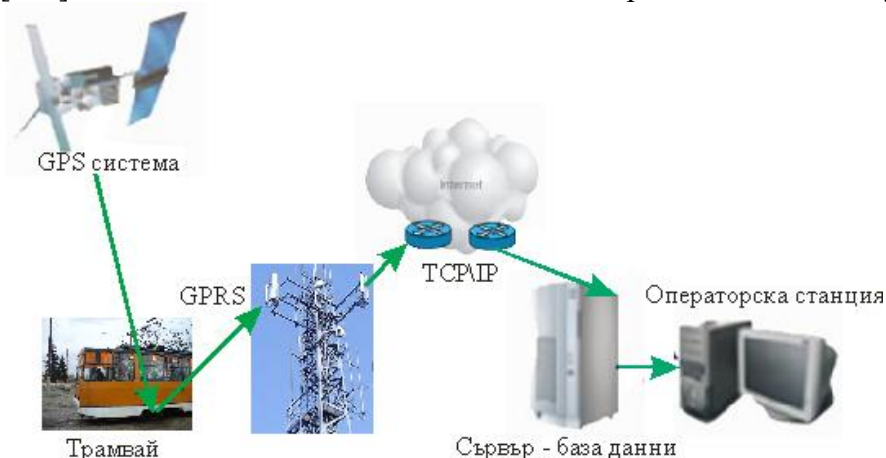
Проведените изследвания показват, че разработените системи на базата на MEMS инерциални сензори могат да се използват като системи за анализ на динамиката на движение в реално време, както за откриване на компрометирани участъци от железния път, така и за мониторинг на допустимите ускорения при движение на подвижния състав за постигане на необходимия комфорт при превоз на пътници съгласни изискванията на стандартите на ЕС.

5.4. Измерване и анализ на състоянието на градски железопътни линии на база динамиката на движение

Безопасно и комфортно движение на трамваите от градския транспорт се определя от състоянието на железния път и от динамичното им взаимодействие с него. В процеса на неговото използване нарастват отклоненията от първоначалното му проектно положение. Неизправностите, които се получават в неговата геометрията, могат да бъдат периодични, аperiodични или случайни. Съвместно с неравностите по колелата на трамвая, неизправностите довеждат до възбуждане на трептения на трамвая и пътя, и предизвикване на сили действащи на контакта колело–релса с висока честота. Измерване на текущото състояние на железния път може да се извърши с пътеизмервателни мотриси от типа на разгледаните в [187], посредством, които геометрията на пътя може периодично да се оценява директно от направените измервания. Но тези измервания изискват да има скъпоструваща мотриса, за извършване на измерване на релсов път с междурелсие 1009 mm, който е със сравнително малка дължина. Затова оценка за състоянието на железния път се определя от ръчни измервания на геометрията на пътя. Тази оценка на пътя има много слаба корелация между получените количествени оценки и предизвиканите сили от пътя в трамвая, а комфорта на пътуване се определя от динамичните сили действащи на пътника. Това е причината да се създават измервателни системи за измерване на динамичните реакции на трамвая, от взаимодействието му с пътя.

5.4.2. Инерциални системи за измерване и анализ

Измервателното устройство представлява самостоятелен модул, който получава захранване от електрическата система на трамвая. Неговата вътрешна архитектура е разгледана в [186], а основните елементи от системата са представени на Фигура 5.32.



Фиг.5.32. Структура на измервателната система

Устройството се монтира върху буксовият възел на трамвая, като се вземат мерки контакта между тях да е стабилен и да липсват междинни елементи, които биха

променили вида на предавателната функция. Само по този начин предизвиканите ускорения са вследствие динамиката на трамвая, а не от преместване на устройството спрямо буксовия възел. С вграденият GSM модем се изпращат данни, по GPRS канал и Internet, до сървъра обслужващ потребителя на системата. Така в реално време може да се получи информация за местоположението на возилото, скорост на движение, ускорения по съответните оси, които са по-големи от предварително зададени прагови стойности.

5.4.3. Алгоритъм за обработка на получените данни

Алгоритъма, по който се обработват данните е показан на Фигура 5.33. Връзката между големината на ускорението измерено от акселерометър и честотата, с която той се премества, се определя с израз [188]:

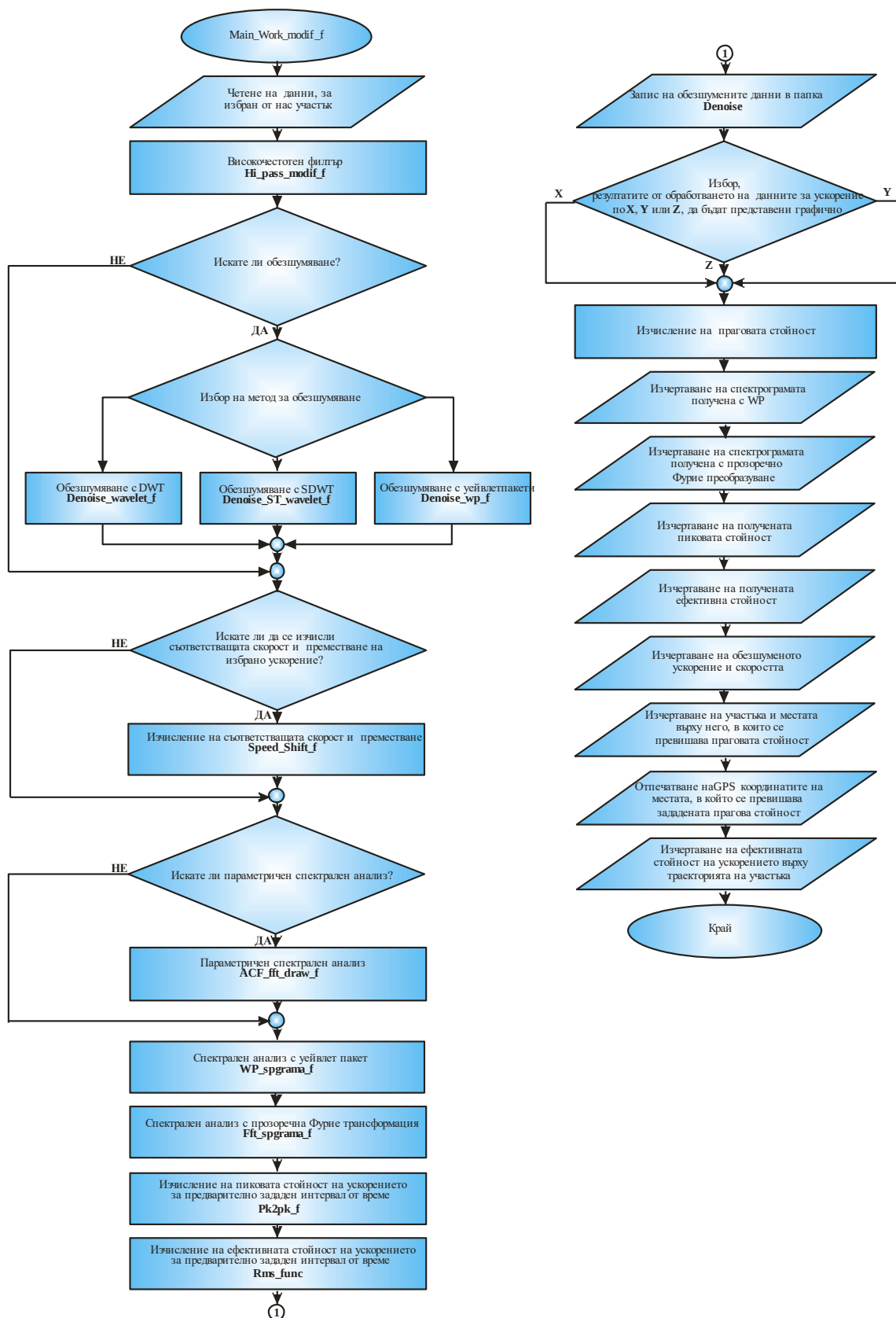
$$\frac{d^2}{dt^2} x(t) \leftrightarrow (j2\pi f)^2 X(f), \quad (5.12)$$

където $x(t)$ е преместването на акселерометъра във времевата област, а $X(f)$ е образа на $x(t)$, получен с преобразуването на Фурие.

Резултатите показват, че височестотните ускорения се получават от много малки промени в скоростта и незначителни премествания, докато нискочестотните сигнали се отнасят към големи промени в скоростта и преместването. Преместването във вертикална посока при движението на трамвая може да се предизвиква от нелинейни елементи в окачването. Данни от измервания показват, че височестотни вибрации се получават при преминаване на наставите на релсите. Тези компоненти в сигнала от акселерометъра получени от "плаващи" настави и нелинейни удари са по-малко важни от резонансните явления при движението на возилото. За да се изследват получените данни за наличие на резонансни явления и преобладаващите честотни съставки в тях, се използват спектрограми, получени като се използва прозоречната Фурие трансформация, уейвлет пакети и параметричен спектрален анализ.

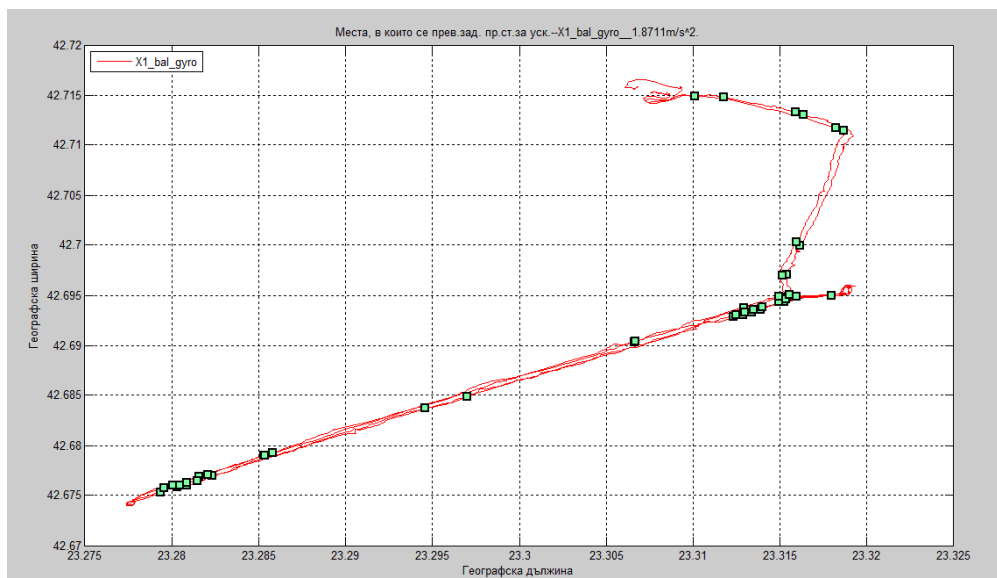
Значими премествания се наблюдават в диапазона 0–10Hz, затова получения сигнал се филтрира с нискочестотен филтър. Той е реализиран с функцията `Low_fft_filter_f`. За да се получи големината на преместването и скоростта на буксовия възел, от полученото ускорение, е извършено цифрово интегриране [189]. При интегрирането е от съществено значение да се премахне постоянната съставка и дрейфа в сигнала от акселерометъра [190]. За целта е използван височестотен рекурсивен филтър от втори ред, реализиран с функцията `Hi_pass_modif_f`. Измереният сигнал е нормално с преобладаващ височестотен шум, дължащ се на структурата на вибрациите. С помощта на методи от уейвлет преобразуването [191] се извършва премахване на преобладаващите шумови компоненти в сигнала.

Преместването във вертикална посока при движението на трамвая може да се предизвиква от нелинейни елементи в окачването. Данни от измервания показват, че височестотни вибрации се получават при преминаване на наставите на релсите. Тези компоненти в сигнала от акселерометъра получени от »плаващи» настави и нелинейни удари са по-малко важни от резонансните явления при движението на возилото, но те са с преобладаващи амплитуди при определянето на пиковите и ефективните стойности на сигнала. За да се изследват получените данни за наличие на резонансни явления и преобладаващите честотни съставки в тях, се използват спектрограми, получени като се използва прозоречната Фурие трансформация, уейвлет пакети и параметричен спектрален анализ. В алгоритъма те са реализирани съответно с функциите `Fft_spgrama_f`, `WP_spgrama_f`, `ACF_fft_draw_f`.



Фиг.5.33. Алгоритъм за обработка на данните

Проверката на предложеният алгоритъм е проведен на 6-осна трамвайна мотриса Т6М 400. Разпределение на местата по участъка, в които се превишава изчисленият праг за даденото измерване, са показани на Фигура 5.35.



Фиг. 5.35. Интегрална оценка на ускоренията по трасето

5.5. Изследване и оценка на вибрациите в трамвайна мотриса

Релсовият транспорт предлага по-комфортно пътуване в сравнение с останалите видове транспорт. Върху комфорта на пътуване влияят много фактори като: температура, шум, удобство на сеалките и други, но основно влияние имат вибрациите. Техните основни параметри са амплитуда и честота и зависят от конструкцията на транспортното средство, техническото му състояние, състоянието на пътната мрежа, квалификацията на водача и др.

Цел на изследването е да се определи нивото на вибрациите на пода на трамвайна мотриса и да се направи оценка за комфорта на правостоящите пътници. За измерване на вибрациите по трите оси е реализирана измервателна система, състояща се от система за развитие EK3LV02DL на фирмата STMicroelectronics [197] и персонален компютър. В системата е използван акселерометър LIS3LV02D реализиран по MEMS технологията. Неговата чувствителност е 1mg. Системата за развитие EK3LV02DL е монтирана на пода в центъра над задвижващата колоос на трамвайната мотриса и нейните оси са ориентирани съгласно стандарта ISO 2631-1:1997 за правостоящ пътник, (Фигура 5.41). Получените данни за ускоренията по съответните оси са обработени по алгоритъма, показан на Фигура 5.42.

Основната характеристика използвана за оценка на комфорта при пътуване е ефективната стойност на претегленото ускорение. Неговата стойност се определя за всяка ос поотделно с израз:

$$a_{wj}rms = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (a_{wj}(n))^2},$$

където N е броят на отчетите, j ускорението по съответната ос.

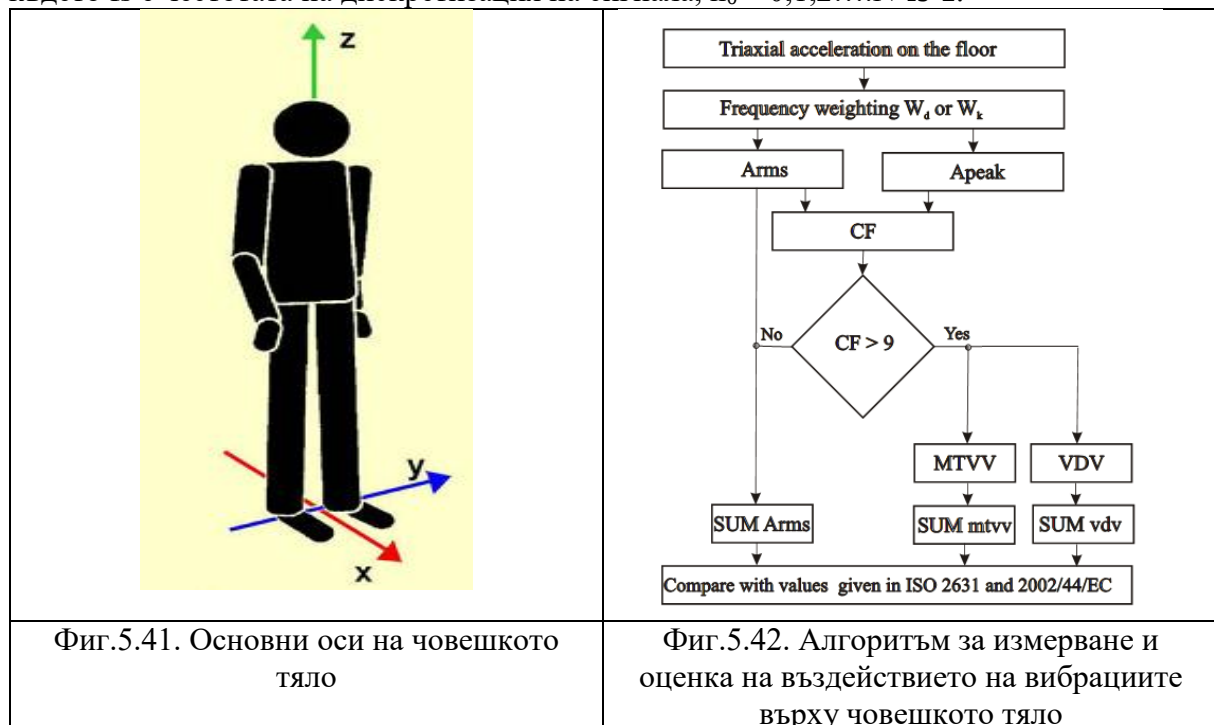
В случаите когато имаме внезапни удари се използва върховия фактор (crest factor), за да се прецени дали да се използват допълнителни характеристики за оценяване на комфорта:

$$CF = \frac{\max(a_w)}{a_{wj}rms} \quad (5.14)$$

За да се вземе предвид моментните вибрации и удари се използва интегриране за кратко време. В стандарта [192] се препоръчва това да бъде 1s и се определя от израз:

$$MTVV_j = \max \left(\sqrt{\frac{1}{fs} \sum_{n=n_0}^{n_0+fs} (a_{wj}(n))^2} \right) \quad (5.15)$$

където fs е честотата на дискретизация на сигнала, $n_0 = 0, 1, 2, \dots, N/fs-1$.



Втората характеристика е стойността на вибрационната доза VDV (vibration dose value). Тази характеристика е по-чувствителна на пикови стойности в сигнала отколкото MTVV. Измервателната единица е $m/s^{1.75}$. Определя се с израза:

$$VTV_j = \sqrt[4]{\frac{1}{fs} \sum_{n=0}^N (a_{wj}(n))^4} \quad (5.16)$$

Допълнителните характеристики се вземат предвид при окончателната оценка на въздействието на вибрациите върху човека когато следните изрази са изпълнени:

$$\frac{MTVV_j}{a_{wj}rms} = 1.5 \quad (5.17) \quad \text{и} \quad \frac{VDV_j}{a_{wj}rmsT^{1/4}} = 1.75 \quad (5.18)$$

Получените ефективни стойности по отделните оси се комбинират за получаване на общата ефективна стойност с израза:

$$a_v = \sqrt{(k_x^2 a_{wx}rms)^2 + (k_y^2 a_{wy}rms)^2 + (k_z^2 a_{wz}rms)^2} \quad (5.19)$$

където k_x, k_y, k_z са коефициенти, чиито стойности зависят от позицията на човека и от направлението на вибрацията. За случая когато човека е в право положение техните стойности са 1. За оценка на комфорта при пътуване се използват получените стойности и се сравняват с референтните по стандарт.

За оценка на въздействието на вибрациите върху човешкото тяло са проведени експериментални изследвания, като данните са получени от две преминавания на трамвай по едно и също трасе. Продължителността на двата записа е избрана да бъде достатъчно дълга за да бъде статистически представителна и за да е сигурно, че

измерените вибрации са типични за оценената доза, и е 25 минути. За обработка на получените данни е използван алгоритъма от Фигура 5.42, който е реализиран в Матлаб.

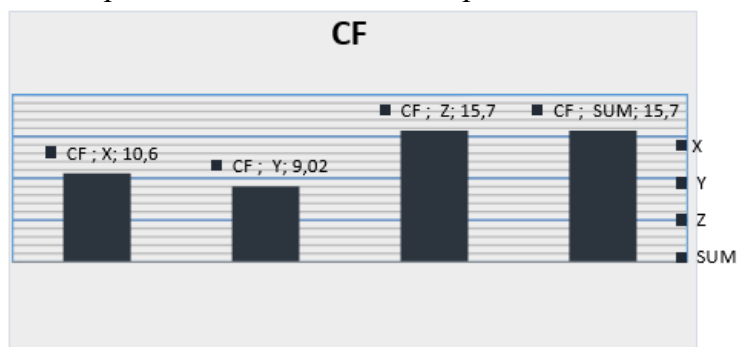
Претеглената стойност на ускорението по оста Z при втората обиколка, съответстващата му максимална стойност на моментните вибрации (MTVV) и стойността на вибрационната доза (VDV) са показани на Фигура 5.44.

Получените стойности за върховия коефициент са по-големи от 9 и по трите оси (Фигура 5.46). Също така $\frac{MTVV_j}{a_{wj}rms} > 1.5$ и $\frac{VDV_j}{a_{wj}rmsT^{1/4}} > 1.75$ се изпълняват. Това налага

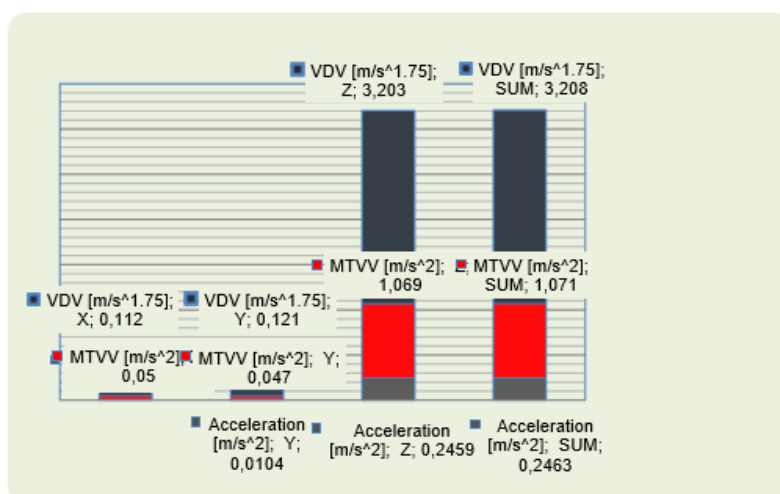
да се определят и допълнителните характеристики за направа на оценката на комфорта.

Получените резултати за ефективните стойности на претегленото ускорение, максималните стойности на моментните вибрации и стойностите на вибрационните дози по всяка от осите и общите им стойности са показани на Фигура 5.47. Получените стойности не превишават максимално допустимите стойности, което е основание да се направи оценка за комфорта като „некомфортна“ и стойностите на вибрациите като нерискови за здравето на пътника.

На базата на ISO 2631-1:1997 и Европейската директива 2002/44/ЕС е разработен метод за оценяване комфорта при пътуване на правостоящ пътник. Представени са различни характеристики използвани при оценката на комфорта при пътуване както и е разгледано използването на същите тези характеристики за оценяване на риска от неблагоприятното въздействие на вибрациите върху здравето на човека. Същият може да бъде използван и при обработката на данни от измерванията на вибрации на седалка на пътник. Получените резултати показват, че вибрациите на пода на трамвайна мотриси не са дискомфортни за правостоящ пътник и не са рискови за неговото здраве.



Фиг.5.46. Изчислени стойности за Crest factor



Фиг.5.47. Определени стойности за $A_{wj}rms$, MTVV и VDV

Списък на публикациите към дисертационния труд

- A1. Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Dynamic compensation of the gyroscope bias offset, 48th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST'2013, 26 - 29 June 2013, Ohrid, Macedonia, pp.117-120
- A2. Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Dynamic Compensation of the Gyro Bias by E-compass, 49th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST 2014, Niš, Serbia, June 25-27, 2014, pp.271-273
- A3. Iontchev, E., R. Miletiev, V. Bashev, R. Yordanov, Analysis of the noise parameters of quad structure of MEMS linear accelerometers, In Proc. of the 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2016), Ohrid, Macedonia, June 28-30, 2016, pp. 427-429, ISBN-10 9989-786-78-X, ISBN-13 978-9989-786-78-5
- A4. Miletiev, R., E. Iontchev, V. Bashev, R. Yordanov, Analysis of the noise parameters of quad structure of MEMS angular rate sensors, In Proc. of the 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2016), Ohrid, Macedonia, June 28-30, 2016, pp. 431-433, ISBN-10 9989-786-78-X, ISBN-13 978-9989-786-78-5
- A5. Лъчезар Христов, Емил Йончев, Росен Милетиев - МОДЕЛ НА ГРЕШКИТЕ НА СЕНЗОР ADIS 16405, Механика, Транспорт, Комуникации, том 16, брой 3/2, 2018, ISSN 1312-3823, статия № 1738
- A6. [Scopus] Rosen Miletiev, Peter Z. Petkov and Rumen Yordanov - A Study of a GNSS/IMU System for Object Localization and Spatial Position Estimation, *Sensors* 2025, 25, 6968, <https://doi.org/10.3390/s25226968>
- A7. [Scopus] Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Rumen Yordanov - Improvement of the noise characteristics of the MEMS inertial systems based on the quad sensor structure and signal processing, 39^{та} Конференция "Приложение на математиката в техниката и икономиката" (AMEE'13), 8 - 13 юни 2013, *AIP Conf. Proc.* 1570, 80–86 (2013), <https://doi.org/10.1063/1.4854745>
- A8. [Scopus] Emil Iontchev, Radostin Kenov, Rossen Miletiev, Ivaylo Simeonov - Hardware implementation of quad microelectromechanical sensor structure for inertial systems, Proceedings of the 2014 37th International Spring Seminar on Electronics Technology, 07-11 May 2014, Dresden, Germany, DOI: 10.1109/ISSE.2014.6887636
- A9. Rumen Yordanov, Rossen Miletiev, Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov – Study of asynchronous mode of quad sensor structure, ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS, 2014, ISSN 1314-0078, vol. 8, pp. 174 - 176, 2014, Bulgaria
- A10. Росен Милетиев, Емил Йончев, Емил Михайлов, Румен Йорданов - Измерване на собствената честота на рамата на трамвайна талига посредством четири сензорна инерциална система, XXIV Национален симпозиум „Метрология и метрологично осигуряване 2014“, 7 - 11 септември 2014, Созопол, pp.228-232
- A11. Lachezar Hristov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev and Petar Kapanakov, Wavelet algorithm for denoising MEMS sensor data, ICEST'2019, Ohrid, North Macedonia, 27-29 June 2019, pp.369-372
- A12. Емил, Йончев, Росен Милетиев, Лъчезар Христов – Комплементарен филтър за съвместяване на данни от сензори, Механика, транспорт, комуникации, том 18, брой 3/2, 2020, ISSN 1312-3823, статия № 2051
- A13. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Petar Kapanakov, Lachezar Hristov - Sensor data fusion for determine object position, ICEST'2019, Ohrid, North Macedonia, 27-29 June 2019, pp.364-368
- A14. Емил, Йончев, Росен Милетиев, Лъчезар Христов - Комплементарен филтър за съвместяване на данни от сензори, Механика, Транспорт, Комуникации, том 17, брой 3, 2019, ISSN 1312-3823, статия № 1886
- A15. [Scopus] Emil Iontchev; Rosen Miletiev; Rumen Iordanov - Landslide monitoring based on inertial measurement units and Zigbee network, 29th International Conference on Systems, Signals

- and Image Processing (IWSSIP), 01-03 June 2022, Sofia, Bulgaria, DOI: 10.1109/IWSSIP55020.2022.9854454
- A16. Емил Йончев, Росен Милетиев, Тодор Тодоров, Лъчезар Христов Емил Михайлов – Определяне ориентацията на обект с инерциален модул и филтър на Калман, Механика, Транспорт, Комуникации, том 20, брой 3/2, 2022, ISSN 1312-3823, статия 2290
- A17. Емил Йончев, Росен Милетиев, Тодор Тодоров, Рашко Владимиров, Лъчезар Христов – Определяне ориентацията на обект с използване на диференциален фазов метод, Механика, Транспорт, Комуникации, том 21, брой 3/3, 2023, ISSN 1312-3823, статия 2438
- A18. [Scopus] Iontchev E. Miletiev R. - The Object Spatial Orientation Calculation based on 3D Inertial Module and Kalman filter Proceedings of the 58th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST) Nis, Serbia, 29 June–1 July, 2023, 10.1109/ICEST58410.2023.10187393
- A19. Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov, Rosen Miletiev - Analysis of the inertial MEMS sensor parameters for navigation applications, Proceedings of XLVI International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST 2011, Nish, Serbia, 29 June – 01 July, 2011
- A20. Rosen Miletiev, Vladimir Bashev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Analysis of the dynamic response of the car suspension based on inertial MEMS sensors, 6th WSEAS International Conference on Sensors and Signals, Lemesos, Cyprus, March 21-23, 2013, pp.196-199
- A21. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Vladimir Bashev, Ivaylo Simeonov - Study of the dynamic response and status of the vehicle suspension elements, International Journal of New Computer Architectures and their Applications (IJNCAA) 2013, 3(1): 45-51, ISSN 2220-9085
- A22. Rosen Miletiev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev, Rumen Yordanov - Time and frequency analysis of the vehicle suspension dynamics, International Journal of Systems applications, Engineering & Development, Issue 5, Volume 7, 2013, pp.287-294
- A23. Rumen Yordanov, Rosen Miletiev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Spectrum analysis of the suspension dynamics measured by MEMS inertial system, International Journal of New Computer Architectures and their Applications (IJNCAA), Vol.3, Issue 4, 2013, pp.94-99
- A24. Nikolay Pavlov, Evgeni Sokolov, Emil Iontchev, Rossen Miletiev, Mihail Peychev - Transmission of lateral vibrations to children during car traveling and possibilities for their reduction, MATEC Web of Conferences 287, 03007, *Power Transmissions 2019*, <https://doi.org/10.1051/mateconf/201928703007>
- A25. [Scopus] R. Miletiev, R. Yordanov and I. Damyanov - Design of data acquisition system for vehicle PM pollution analysis in relation to driving scenarios, Proc. XXXIV International Scientific Conference Electronics - ET2025, September 16 - 18, 2025, Sozopol, Bulgaria
- A26. [Scopus] Iliyan Damyanov, Georgi Mladenov, Durhan Saliev, Rosen Miletiev, Kalin Dimitrov, Vladimir Hristov - Infrared Thermal Monitoring of Intersection Elements of Urban Road Infrastructure and Road Traffic Via Drone, Civil Engineering Journal (Iran), Vol. 11, No. 05, May, 2025, ISSN: 2676-6957, <http://dx.doi.org/10.28991/CEJ-2025-011-05-02>
- A27. [Scopus] Rosen Miletiev, Peter Z. Petkov, Rumen Yordanov and Tihomir Brusev - Study of Global Navigation Satellite System Receivers' Accuracy for Unmanned Vehicles, Sensors 2024, 24, 5909. <https://doi.org/10.3390/s24185909>
- A28. [Scopus] I. Damyanov, G.D. Mladenov, D.N. Saliev, R. Miletiev – Assessing the limitations of motorization rate as a proxy for local climate-related variables: Evidence from Bulgaria and Sofia, Transportation Research Interdisciplinary Perspectives, 2026, 37, 101949
- A29. [Scopus] Iliyan Damyanov, Durhan Saliev, Evgeni Dimitrov, Georgi Mladenov, Milena Savova-Mratsenkova, Hristo Konakchiev, Vladimir Hristov, Iliyana Naydenova, Kalin Dimitrov, Rosen Miletiev, Lyubomir Laskov, Tsvetan Valkovski, Ivaylo Nachev Dimitar Asenov - Multi-Sensor Experimental Investigation of Thermal Runaway and Emissions in a High-Mileage Gasoline Engine Operating at Idle Without Forced Cooling, Energies 2026, 19, 1137, <https://doi.org/10.3390/en19051137>
- A30. [Scopus] Iliyan Damyanov, Durhan Saliev, Evgeni Dimitrov, Georgi Mladenov, Milena Savova-Mratsenkova, Hristo Konakchiev, Vladimir Hristov, Iliyana Naydenova, Kalin Dimitrov, Rosen Miletiev, Lyubomir Laskov, Tsvetan Valkovski, Ivaylo Nachev Dimitar Asenov - Multi-Sensor Experimental Investigation of Thermal Runaway and Emissions in a High-Mileage

- Gasoline Engine Operating at Idle Without Forced Cooling, *Energies* 2026, 19, 1137, <https://doi.org/10.3390/en19051137>
- A31. Ionchev E, Miletiev R. Arnaudov R. - Algorithm for signal processing from an accelerometer measuring dynamics of interaction vehicle-railway track, *Machines, technologies, materials, International virtual journal*, ISSN 1313-0226, ISSUE 8-9/ 2010, pp. 25-28
- A32. Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov, Rosen Miletiev – GPS/GSM/INS system for urban railway monitoring based on MEMS inertial sensors, 22nd Micromechanics and Micro systems Europe Workshop MME'2011, June 19-22, 2011, Toensberg, Norway, MME2011 Electronic Proceedings, ISBN 978-82-7860-224-9
- A33. Йончев Ем., Милетиев Р. М., Симеонов Ив. - Метод за откриване на места с неизправности по железния път, *Научни известия на научно – техническия съюз по машиностроене*, ISSN 1310-3946, година XIX, бр.5(125), 2011, стр.22-26
- A34. Iontchev, E., R. Miletiev, V. Bashev, I. Mryankov, Analysis and evaluation of the tram vibrations to human body, In *Proc. of the 50th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2015)*, Sofia, Bulgaria, June 24-26, 2015, pp. 349-352, ISBN 978-619-167-182-3.
- A35. Miletiev, R., R. Yordanov, V. Bashev, E. Iontchev, Time and frequency analysis of bogie-railway dynamics, In *Proc. of the 50th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2015)*, Sofia, Bulgaria, June 24-26, 2015, pp. 357-360, ISBN 978-619-167-182-3.
- A36. Rumen Yordanov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Valeri Mladenov - GPS/GPRS/INS system for real-time monitoring of the urban railway, *International Journal of Transportation Systems*, Volume 1, 2016, ISSN: 2534-8876, pp.48-52
- A37. Emil Mihaylov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Boris Petkov – Assessing the impact of lateral swinging of the tram to its electrical current collector, *XIX Scientific – Expert Conference on Railways RAILCON'2020*, Nish, Serbia, pp.33 - 36
- A38. Emil Mihaylov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Metodi Atanasov, Rashko Vladimirov - comparative analysis of the effect of lateral swinging of the tram body on different types of electrical current collectors, *XI International conference “Heavy machinery-HM 2023”*, Vrnjacka Banja, 21-24 June, 2023, B.95-100

Списък с проекти по дисертационния труд

1. НИС ТУ – София – дог. 918НИ-7/2007г. - “Мобилна система за измерване и оценка на динамичните параметри на електромеханични системи”, Ръководител: доц. д-р Румен Арnaudov
2. Фонд НАУЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ – дог.ДТК02/2-2009г. - Разработване и изследване на автоматизирана информационно-комуникационна система на базата на инерционни микромеханични сензори за контрол и управление на динамични обекти в реално време, Ръководител: доц. д-р инж. Росен Милетиев
3. НИС ТУ – София – дог. 141ПР0008-03 / 2014г. - “Експериментално и симулационно изследване на четирисензорна структура от MEMS инерциални сензори”, Ръководител: гл.ас. д-р инж. Румен Йорданов
4. Електротранспорт АД - дог. 2852-7/2014г - Измерване на линейни ускорения по три оси с 1 система на базата на MEMS инерциални сензори, монтирана на талигова рама, Ръководител: доц. д-р инж. Росен Милетиев
5. НИС ТУ – София – дог. BG-RRP-2.004-0005/2024 „Подобряване на научно-изследователския капацитет и качество за международна разпознаваемост и устойчивост на ТУ – София“, Ръководител: доц. д-р инж. Петър Петков

Приноси в дисертационния труд

Научните приноси са свързани със създаване на нови методи (подходи), а научно - приложните приноси са свързани с разработване на алгоритми, методологии, хардуер и софтуер на инерциални системи на базата на разработените методи както следва:

Глава 1

Научни приноси

1. Предложени са методи за компенсиране на нулевото отместване на инерциалните сензори чрез използване на допълнителни сензори, като магнитометри (Фиг.1.41), както и алгоритъм за определяне на грешката от нулевото отместване (Фиг.1.42), или чрез оценка на общото ускорение на обекта (Фиг.1.47) като сравнителния анализ показва, че предложените методи за динамична компенсация позволяват намаляване на стойностите на отклонението от 10^1 до 10^4 пъти в сравнение със статичната компенсация.

Научно – приложни приноси

2. Предложен е алгоритъм (Фиг.1.48) за прилагане на метода чрез оценка на общото ускорение на обекта за компенсиране на нулевото отместване
3. Определяни са шумовите характеристики чрез статистически анализ и чрез дисперсия на Алън на MEMS инерциални сензори от различни класове и поколения (т.1.3) и е анализирано ненулево отместване и неговата нестабилност.

Глава 2

Научни приноси

4. Предложен е метод за подобряване на характеристиките на инерциални сензори на базата на прилагане на четирисензорна структура от такива сензори с подходяща ориентация на осите им (Фиг.2.1), като са изведени теоретични зависимости за дисперсията и стандартното отклонение на резултантните ускорения в изрази (2.5), които са потвърдени симулационно (т.2.1.2 – Табл.2.1) и експериментално (т.2.1.3 – Фиг.2.12 и Фиг.2.13).
5. Предложени са специфични режими на работа на четирисензорната структура (Фиг.2.8), като синхронен и асинхронни режими на работа, които водят до подобряване на параметрите в сравнение с единичен инерциален сензор, като:
 - 5.1. намаляване на шумовите характеристики при синхронен режим
 - 5.2. увеличаване на честотата на дискретизация 4 пъти при асинхронен режим с равномерна дискретизация
 - 5.3. възможност за честотен анализ над честотата на Найкуист при асинхронен режим с неравномерна дискретизация
6. Предложен е метод (т.2.2) за подобряване на характеристиките на сензорите чрез обработка на сигналите на базата на уейвлет преобразуване, като са разгледани избора на нивото на декомпозиция (2.2.1.1), избора на метод за изчисление на праговата стойност (2.2.1.2) и избора на метод за прилагане на изчислената прагова стойност (2.2.1.3).

Научно – приложни приноси

7. Предложен е алгоритъм (Фиг.2.24) за подобряване на характеристиките на сензорите чрез обработка на сигналите на базата на уейвлет преобразуване на база на предложения метод (т.2.2).
8. Разработена е измервателна система на базата на четирисензорна структура от инерциални сензори за експериментално изследване на параметрите на структурата

(т.2.1.3) с възможност за изследване на режимите на работа на структурата (синхронен и асинхронен).

9. Реализиран е сравнителен анализ на резултатите от индивидуален сензор и четирисензорна структура от инерциални сензори (т.2.1.4) по отношение на шумовите параметри на базата на честотен анализ и анализ на дисперсията на Алън.

Глава 3

Научни приноси

10. Разработен е модел на Калманов филтър за определяне на пространственото разположение на обекти (т.3.3), като модела е проверен експериментално на специализирана постановка (Фиг.3.11) и сравнен с аналогични модели на широко използвани сензори (BNO055 и ADIS16405). Направените изследвания доказват, че моделът е коректен, приложим и работи успешно както с използване на Ойлерови ъгли, така и на кватерниони.
11. Предложена е структура (Фиг.3.25) на комплементарен филтър за определяне на пространственото разположение на обекти, която позволява моделиране на физичните процеси по-точно в сравнение със структурата, определяща пространственото положение само на базата от данните за сензора на линейни ускорения.

Научно – приложни приноси

12. Разработена е система за експериментално изследване на работата на разработения алгоритъм на Калманов филтър в статични и динамични условия (т.3.3), като са определени изрази (стр.141), които характеризират двете състояния.

Глава 4

Научни приноси

13. Предложена е структура на мултипротоколна мрежа от инерциални сензори с последователно (Фиг.4.1) или паралелно (Фиг.4.2) свързване на сензорите, като са изведени изрази за максималния брой свързани сензори n (4.3), както и за максималната скорост за предаване на данни по мрежата B (4.5), като в табличен вид е представена зависимостта $B(n)$ (Табл.4.1). Изведена е и обратната зависимост $n(B)$ в израз (4.12).
14. Предложен е метод и методология за диагностика на окачването на автомобили по принудени колебания (т.4.2) с оценка на времето на затихване, скоростта на затихване на колебанията, основните доминиращи честоти и техните амплитуди, зависимостта на определените честоти и амплитуди в зависимост от състоянието на изследвания обект, определяне на скоростта, преместването на елементите и интегрална оценка на състоянието на системата на базата на Short Time Fourier Transform (STFT) анализ и времево – честотно разпределение с уейвлет пакети, като са изведени изрази за коефициента на затихване на колебанията (4.30) и респ. за реципрочната му стойност, която определя скоростта на промяна на честотата на трептене.

Научно – приложни приноси

15. Разработена е система за анализ на динамиката по метода на вибрационния стенд с MEMS сензори (т.4.2.3), която позволява определяне на относителното преместване между отделни детайли в субмилиметровия диапазон, като при сравнение на теоретично измерената хлабина и сравнителния анализ на резултатите от системата в границите $0.6 \div 1.0 \text{ mm}$ грешката при определяне на хлабината е в рамките на $\pm 0.1 \text{ mm}$.
16. Разработена са инерциални системи за контрол и управление на двигатели (т.4.3) за определяне на състоянието им на база на времеви и честотен анализ на вибрациите,

- предизвикани от неуравновесените инерциални сили, като получената оценка се базира на сравнение на записани вибродиаграми на изправен и неизправен двигател.
17. Разработени са хардуер и софтуер на инерциални системи за контрол на движението и управление на автомобили (т.4.4), базирани на Калманов филтър, за определяне на пространственото положение с приложение в пасивни и активни системи за контрол на стабилността.
 18. Разработени са хардуер и софтуер на инерциални системи за оценка на въздействието на автомобилния транспорт върху околната среда (т.4.5), които позволяват интегриране на допълнителни сензори, като сензор за фини прахови частици (ФПЧ) или електрохимични сензори за мониторинг на отделените токсични газове, които позволяват да се установи връзка между ускоренията на автомобила и отделените ФПЧ и/или отделените токсични газове.
 19. Разработен е хардуер и софтуер на инерциален модул за мултипротоколна мрежа (т.4.1.2) и алгоритъм за работа на основния (master) сензора (Фиг.4.7).

Глава 5

Научни приноси

20. Предложен е метод (т.5.1) за измерване и оценяване на надвишението на железният път, които позволяват анализ на динамиката на движение в реално време и откриване на компрометирани участъци от железния път.

Научно – приложни приноси

21. Предложен е алгоритъм (Фиг.5.11) за измерване и оценяване на надвишението на железният път, които позволяват анализ на динамиката на движение в реално време и откриване на компрометирани участъци от железния път на базата на предложения метод (т.5.1).
22. Разработена е инерциална система за изследване на взаимодействието железен път – возило и за измерване и оценяване на надвишението на железният път (т.5.2), която позволява анализ на динамиката на движение в реално време, откриване на компрометирани участъци от железния път и мониторинг на допустимите ускорения при движение на подвижния състав за постигане на необходимия комфорт при превоз на пътници съгласни изискванията на стандартите на ЕС (с издадено Свидетелство за полезен модел №5143/27.10.2020г.)
23. Разработена е инерциална система за измерване и анализ на състоянието на градски железопътни линии на база динамиката на движение (т.5.2), както и алгоритъм за обработка на данните (Фиг.5.33), на основата на която може да се определи нивото на вибрациите на пода на трамвайна мотриси и да се направи оценка за комфорта на правостоящите пътници на базата на съществуващите стандарти в ЕС.



TECHNICAL UNIVERSITY – SOFIA

FACULTY OF TELECOMMUNICATIONS

Dr Rosen Georgiev Miletiev

**Methods, algorithms and systems for determining the
orientation and state of moving objects
using MEMS inertial sensors**

ABSTRACT

OF

**THESIS FOR THE AWARD OF THE ACADEMIC DEGREE OF
“DOCTOR OF SCIENCE”**

Field of higher education: 5. Technical Sciences

Professional field: 5.3. "Communication and Computer Engineering"

**Scientific speciality: “Automated Information Processing and Control
Systems” (in communications)**

SOFIA

2026

Introduction

For decades, micro-electromechanical systems (MEMS) have been at the heart of new innovations, for example in the automotive industry and aviation. Inertial sensors manufactured using this technology have revolutionised transport, virtual reality (VR) systems, augmented reality (AR) systems, and more. Existing inertial systems for measuring linear and angular accelerations, based on mechanical or piezoelectric sensors, have a wide frequency range, but are unsuitable for measuring static loads or inclinations, have relatively large dimensions and require the use of additional components – highly sensitive instrumentation amplifiers, buffers, ADCs and modules for processing and transmitting the information. For these reasons, with the development of digital circuitry, a new type of accelerometer and gyroscope based on MEMS technology has been proposed, which integrates the sensing elements, buffer and amplification stages, ADCs, digital filters and digital interfaces, characterised by a high degree of integration and allowing direct connection to other digital systems. Typical factors adversely affecting the accuracy of inertial sensors include zero-point drift, complex hysteresis-type temperature dependence, sensitivity to linear acceleration in gyroscopes, noise, non-orthogonality between axes in multi-axis sensors, and others. Any additive inaccuracy inevitably leads to an unlimited increase in the error in determining the motion parameters of velocity and displacement. For this reason, the study and compensation of the negative factors and phenomena affecting sensor accuracy is the main focus of the methods and algorithms for processing the information from them. As with any real-world sensor, including inertial ones, the output value (voltage, duty cycle) is always accompanied by noise. Integration over time of white Gaussian noise leads to the emergence of a phenomenon known as random ‘drift’ in the output value. Closely related to this phenomenon is the sensitivity of inertial sensors to vibrations, as these can be regarded as a source of noise.

The zero offset of inertial sensors conceals the most significant problem in the application of inertial sensors – the unlimited accumulation of errors of various types over time. Typical factors that negatively affect the accuracy of inertial sensors include: zero-point drift, complex hysteresis-type temperature dependence, sensitivity to linear acceleration in gyroscopes, noise, non-orthogonality between axes in multi-axis sensors, and others. Any additive inaccuracy inevitably leads to an unlimited increase in the error in determining the motion parameters of velocity and displacement. For this reason, the study and compensation of the negative factors and phenomena affecting sensor accuracy is the main focus of the methods and algorithms for processing the information from them.

The primary aim in the development and use of inertial sensors is to improve their performance, which reduces measurement errors and directly influences the duration of accurate operation of inertial systems. On the other hand, the application of appropriate methods and algorithms for processing sensor data at the system level also leads to an improvement in the performance of the systems in which they are integrated.

General description of the thesis

Aim of the thesis, main objectives and research methods

As a result of the review conducted and the main conclusions drawn regarding the current state of the research problem, its **main objective** has been refined:

Analysis and synthesis of new approaches, methods and algorithms for improving the performance of MEMS inertial sensors, enhancing the quality of data obtained from sensor systems, and developing systems for determining the orientation and state of moving objects based on MEMS inertial sensors.

To achieve the defined objective, the following tasks are addressed:

1. Analysis of existing MEMS inertial sensors, including their basic architecture, an examination of their key characteristics and the accuracy of low-cost sensors used to measure linear and angular accelerations, models for their analysis and methods for their compensation
2. Development of methods and algorithms to improve the performance of MEMS inertial sensors
3. Development of methods and algorithms for systems based on MEMS inertial sensors for determining orientation in space
4. Development of methods and algorithms for systems based on MEMS inertial sensors for analysing the dynamic state of moving objects, their subsystems, and the condition of the road network in the field of road and rail transport
5. Creation of prototypes of information and communication systems based on MEMS inertial sensors and their testing under real-world conditions, as well as testing of algorithms and software environments for information processing.

Scientific novelty

The scientific novelty of the thesis lies in the development and application of new methods, practical approaches and algorithms for improving the performance of MEMS inertial sensors for measuring linear and angular acceleration, as well as their application in systems within the field of road and rail transport. Some of the scientific innovations include:

- Development of methods for improving the performance of inertial sensors, involving both hardware (through the use of a four-sensor array) and software methods based on signal processing (wavelet transform, complementary filters, zero-offset compensation, etc.)
- Based on the proposed four-sensor configuration, new operating modes are proposed, including synchronous and asynchronous modes, which allow for an improvement in the performance of the new configuration compared to a single inertial sensor.
- Kalman filter and complementary filter structures are proposed for determining the spatial position of objects under both static and dynamic conditions, with the results obtained being comparable to or better than those of existing commercial systems.
- A structure for a multi-protocol network of inertial sensors with serial or parallel sensor connections is proposed, which allows the determination of the relative displacement and velocities of individual components in vehicles, with the error in determining relative displacement reaching ± 0.1 mm.
- A method is proposed for diagnosing vehicle suspension based on forced vibrations, involving an assessment of the damping time, the damping rate of the vibrations, the main dominant frequencies and their amplitudes, the dependence of the determined frequencies and amplitudes on the condition of the object under investigation, the determination of the velocity and displacement of the components, and an integrated assessment of the system's condition.

- A method and algorithm are proposed for measuring and assessing track deflection, which enable real-time analysis of motion dynamics and the timely detection of compromised sections of track to improve travel comfort and safety.

Practical applicability

The results of this thesis (in the field of inertial systems for determining the orientation and state of moving objects) offer significant and wide-ranging practical applicability in various real-world scenarios:

- For manufacturers of MEMS inertial sensors to improve sensor performance by implementing a four-sensor structure at the integrated circuit level and applying signal processing within the 32-bit controllers integrated into the sensors;
- For determining the spatial position of various moving objects, such as in robotics (for the control of kinematic movements), virtual reality (VR) systems, augmented reality (AR) systems, automotive engineering (for dynamic motion control systems and safety systems), and others.
- sport and medicine (monitoring the movements of athletes/patients), determining movement dynamics (static or dynamic state), the position of the human body in space, event detection (linear free fall, rotational fall, walking, running, etc.)
- in road transport for the purposes of diagnostics, road safety, environmental pollution, improving the performance of suspension control systems, engine and active and passive safety systems, detection of hazardous road sections and transmission of alarm events (related to the development of intelligent transport systems), for the development of autonomous vehicles, etc.
- In rail transport, for determining the condition of the track in real time with the possibility of real-time analysis via data transmission to a remote server, for determining the ride comfort of rail vehicles, for analysing the condition of urban rail lines, etc.
- In scientific and educational activities within research organisations – the results achieved have been integrated as teaching material in various disciplines for undergraduate and postgraduate students, such as ‘Automotive Microelectronics and Intelligent Transport’, ‘Micromechanical Systems with Automotive Applications’, ‘Automotive Microelectronic Systems and Applications’, ‘Intelligent Automotive Systems’, ‘Micro- and Nanoelectronic Systems for Intelligent Architectures of Mobile Objects’, ‘Management, Navigation and Control Systems’, ‘Wireless Embedded Systems’, and others.

Validation

Publication: The results of the thesis have been published in **38** scientific articles, as follows:

- **4** in journals in Bulgarian
- **1** at a national conference
- **5** in international journals with Q1 quartile;
- **28** at international conferences.

The results of the thesis form part of the activities under **5** research projects and **1** utility model (Utility Model Certificate, Patent Office No. 5143/27.10.2020) INERTIAL NAVIGATION AND MEASUREMENT SYSTEM FOR ASSESSING THE CONDITION OF THE RAILWAY NETWORK)

Citations: With a view to analysing and assessing the publicity received by the proposed doctoral thesis, it can be noted that as of April 2026, 42 citations of the author's publications included in the thesis have been recorded, 16 of which are in SCOPUS.

Structure and length of the thesis

The thesis comprises 326 pages and consists of an introduction, 5 chapters, contributions, a bibliography comprising 197 sources, a list of publications, a list of scientific and applied scientific contributions, a list of citations and 1 appendix.

The work includes a total of 239 figures, 30 tables and a list of symbols and abbreviations used. The numbers of the figures and tables in the abstract correspond to those in the thesis.

The dissertation was reviewed and approved for defense by the Extended Departmental Council of the Department of Radio Communications and Video Technologies, as recorded in Minutes No. 3/June 1, 2026, and by the Extended Faculty Council on June 10, 2026. at the Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia.

The public defense of the dissertation will take place on July 31, 2026, at 11:00 a.m. in the Conference Hall of the Business and Innovation Center at the Technical University of Sofia during an open session of the academic jury appointed by Order No. OZh-5.3-51 / June 15, 2026, issued by the Rector of TU-Sofia under procedure FTK78-NS2-098, composed of:

Internal members:

1. Prof. Dr. Ilia Iliev – TU-Sofia – Chair
 2. Prof. Veska Georgieva, Ph.D. (retired) – Scientific Secretary
 3. Prof. Seferin Mirchev, D.Sc. (retired)
- Alternate Member: Prof. Krasimir Nedelchev, Ph.D. – TU – Sofia

External Members:

4. Prof. Dr. Alexander Bekyarski (retired)
 5. Prof. Dr. Marin Marinov – “Georgi Benkovski” Military Academy
 6. Prof. Dr. Stanimir Sadinov – Technical University of Gabrovo
 7. Prof. Dr. Gabriela Atanasova – South-West University “Neofit Rilski”
- Alternate Member: Prof. Dr. Grigor Mihaylov – University of Transport and Communications

CHAPTER 1

Determination of the characteristics of MEMS inertial sensors

1.1. Basic characteristics of MEMS inertial sensors

The primary aim in the development and use of inertial sensors is to improve their performance, which reduces measurement errors and directly influences the duration of accurate operation of inertial navigation systems. On the other hand, the application of appropriate methods and algorithms for processing sensor data at the system level also leads to an improvement in the performance of the systems in which they are integrated. As with any real-world sensor, including inertial ones, the output value (voltage, duty cycle) is always accompanied by noise. Integration over time of white Gaussian noise leads to the emergence of a phenomenon known as random ‘drift’ in the output value. Closely related to this phenomenon is the sensitivity of inertial sensors to vibrations, as these can be regarded as a source of noise.

Compared to traditional high-quality inertial sensors, those manufactured using MEMS technology are still characterised by significant errors. Their accuracy depends primarily on errors that increase over time, and in particular on stochastic errors. To eliminate these errors, which are random in nature, stochastic methods are used, though there is not a great variety of them. Several time-domain methods for statistical modelling are used to estimate the errors of inertial sensors [5], the most widely used of which is the time-domain method using Allan variance, which was developed in the mid-1960s to study the frequency stability of high-precision oscillators. Allen’s variance is a directly measurable quantity and can provide information on the nature and magnitude of various noise components. If we express the acceleration in the form:

$$a(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (1.2)$$

then the velocity at a given moment can be determined by integrating the acceleration according to the expression:

$$\begin{aligned} v(t) &= \int a(t) dt = \sum_{i=1}^N A_i \int \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt = \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{\omega_i} \cos\left(\omega_i t + \varphi_i - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (1.3)$$

The resulting analytical expression shows that if the acceleration has no offset from zero or constant component, then the velocity, and consequently the displacement, will also lack a constant component. In practice, however, numerical integration is used to calculate these parameters, which introduces a certain error depending on the chosen integration method, and hence a possible constant component in the velocity; this will lead to the accumulation of this error during subsequent integration to calculate the displacement.

The results of the numerical integration of the linear accelerations from a high-end ADIS16405 MEMS sensor using the trapezoidal method are given in Table 1.1.

Table 1.1. Calculated statistical parameters after a single integration

Parameter	Mean value, m/s	Standard deviation, m/s
Vx	2.154×10^{-4}	5.232×10^{-5}
Vy	6.196×10^{-5}	5.493×10^{-5}
Vz	2.170×10^{-4}	5.152×10^{-5}

Everything stated so far highlights the need to determine the characteristics of MEMS sensors, as their performance significantly affects the accuracy of the systems, and to seek ways to improve them using software (through digital signal processing) or hardware methods.

1.2.Determination of noise characteristics using Allan variance

Allen's variance (AV) is a time-domain analysis used to determine the characteristics of a primary random process that contributes to noise in the data. As such, it helps to identify the source of a given component of noise in the data. This method assumes that the uncertainty in the data is generated by noise sources with specific characteristics. AD can be used to determine seven sources of noise from inertial sensors. These are: random velocity drift, random angular drift, zero-bias instability, zero drift, quantisation noise, tilt value change, sinusoidal noise and exponentially correlated (Markovian) noise [9–11].

The DA plot in the presence of all noise sources is shown in Figure 1.17.

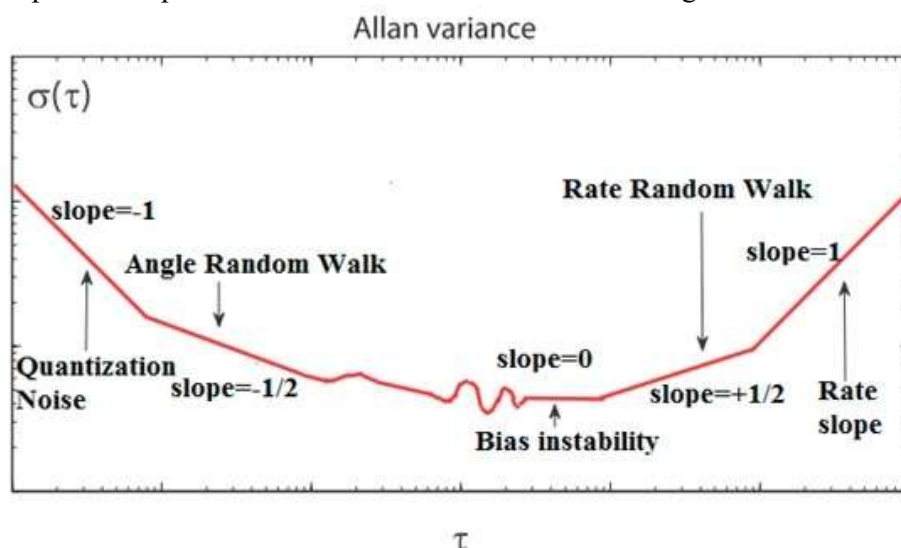


Figure 1.17. Graphical representation of the RMS [5]

1.3.Experimental determination of noise parameters of MEMS sensors

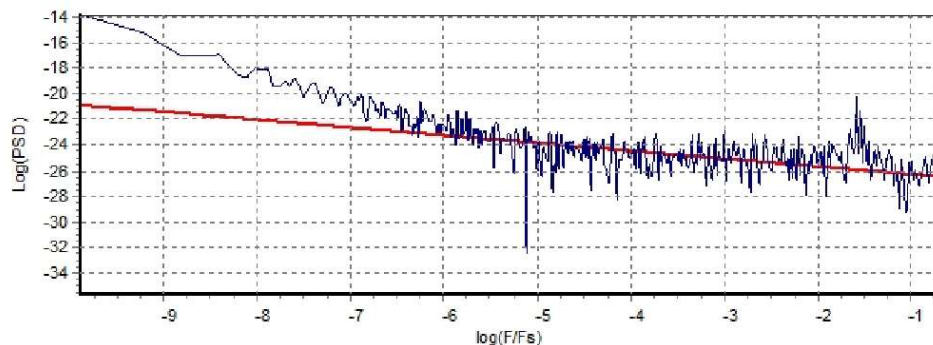
Several types of sensors were selected for the experimental determination of the noise parameters of MEMS sensors: 1/ sensors manufactured between 2015 and 2020, comprising low-end and high-end models, namely the LIS3LV02DQ triaxial accelerometer and the ADIS16405 3D inertial sensor; 2/ mid-range sensors manufactured between 2020 and 2026.

The first MEMS inertial sensor studied is the LIS3LV02DQ model, manufactured by *STMicroelectronics*, with a digital output (12-bit). The calculated displacement values for the respective axes are given in Table 1.3.

Table 1.3. Statistical values of the sensor at rest

Parameter	Average value, relative to g	Standard deviation, relative to g
a_x	+0.0295	0.0035
a_y	-0.0297	0.0034
a_z	-1.0059	0.0040

To determine the noise components and their values in the output signal of the LIS3LV02DQ triaxial accelerometer [6], a recording was made at rest, lasting 8 hours. The sampling frequency is $F_s = 40$ Hz, and the ambient air temperature during the experiment was 25 °C. Before applying Allen's variance method, the constant component was subtracted from the data. The function for calculating Allen's variance was implemented in the Matlab environment.



The fitting line is determined by the expression $S(f) = f^{-0.61}$.

Figure 1.23. The signal and spectral density along the X-axis

On the graphs of Allen's root mean square deviation (RMSD), the approximating straight lines are plotted with a slope corresponding to the cluster length at which the respective noise parameter is determined. The standard deviation of the data obtained on the X-axis is $\sigma = 0.001357 \text{ m/s}^2$. The signal and its corresponding spectral density are shown in Figure 1.23. The RMSR and the fitting lines are shown in Figure 1.24.

The data show the following sources of noise: speed drift, zero drift, quantisation noise, and zero-offset instability. Their values are shown in Table 1.4. To compare the RMSE values obtained from the data along the three axes, they are presented in Figure 1.29. The values of the noise parameters along the Z-axis are higher than those along the other axes, which is due to the fact that gravitational acceleration is applied along this axis.

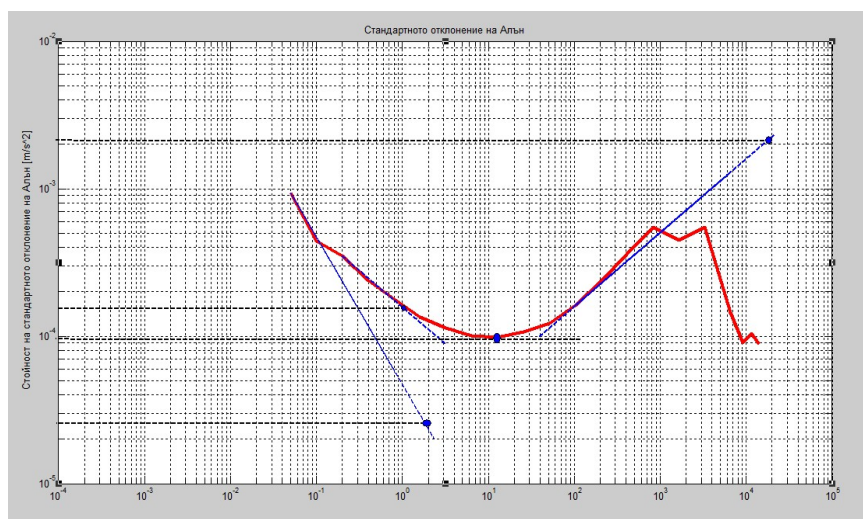


Figure 1.24. RMSE along the X-axis

Table 1.4 Values of noise parameters

	Zero-drift instability m/s^2	Random velocity drift $\frac{m/s^2}{\sqrt{h}}$	Zero drift $\frac{m/s^2}{\sqrt{h}}$
Along the X-axis	$1.48 \cdot 10^{-4}$	$1.02 \cdot 10^{-2}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$
Along the Y-axis	$1.927 \cdot 10^{-4}$	$1.02 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$
Along the Z-axis	$6.385 \cdot 10^{-4}$	$4.62 \cdot 10^{-2}$	$7.4 \cdot 10^{-3}$

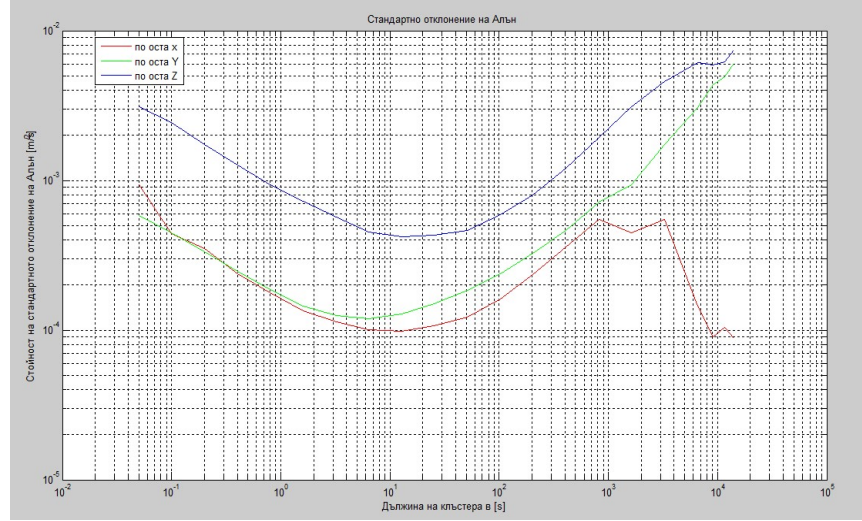


Figure 1.29. RMS values along the three axes

For the purposes of the analysis, one of the selected sensors is a high-end 3D inertial sensor, the ADIS16405. For the purpose of analysing the parameters of the inertial sensors, measurements of linear and angular accelerations at complete rest were carried out at the maximum sampling rate of 819.2 Hz, with 901,056 readings taken. The duration of the measurement is $901,056 / 819.2 = 1,100$ s. The measurement was carried out using the ADISUSBZ development system and the specialised iSENSOR Evaluation Tool software. The results obtained are shown in Fig. 1.31.

Table 1.5

Parameter	Average value, °/sec	Standard deviation, °/sec
gyroX	-0.0236	0.3314
gyroY	+0.0838	0.3833
gyroZ	-0.1515	0.3096

Table 1.6

Parameter	Mean value, 1/g	Standard deviation, 1/g
acclX	+0.0295	0.0035
acclY	-0.0297	0.0034
acclZ	-1.0059	0.0040

The low-cost MEMS inertial sensors (such as those used in the automotive industry) a decade ago were characterised by higher zero-point drift, temperature drift and output noise, which made their measurements less accurate and reduced their performance compared to other inertial sensors. The analysis of next-generation commercial MEMS inertial sensors (for linear and angular acceleration) covers sensors from several well-known manufacturers such as ST Microelectronics, TDK and Bosch, namely the BMI270 (Bosch), ICM-42688-P (TDK) and LSM6DSR (ST Microelectronics).

Table 1.7. Comparison of the parameters of linear accelerometers

	BMI270 [13]	ICM-42688-P [14]	LSM6DSR [15]
Resolution	16-bit	16 ... 18-bit	16-bit
Range	$\pm 2g \dots \pm 16g$	$\pm 2g \dots \pm 16g$	$\pm 2g \dots \pm 16g$
Zero offset	$\pm 20 \text{ mg}$	$\pm 20 \text{ mg}$	$\pm 10 \text{ mg}$
Noise density	$160 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	$70 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	$60 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
ODR	12.5 Hz...1.6 kHz	1.5625 Hz ... 32 kHz	1.6 Hz ... 6.667 kHz

Table 1.8. Comparison of gyroscope parameters

	BMI270	ICM-42688-P	LSM6DSR
Resolution	16-bit	16 ... 19-bit	16-bit
Range	$\pm 125 \text{ dps} \dots \pm 2000 \text{ dps}$	$\pm 15.6 \text{ dps} \dots \pm 2000 \text{ dps}$	$\pm 15.6 \text{ dps} \dots \pm 4000 \text{ dps}$
Zero offset	$\pm 0.5 \text{ dps}$	$\pm 0.5 \text{ dps}$	$\pm 1 \text{ dps}$
Noise density	$8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$	$2.8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$	$5 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$
ODR	25 Hz ... 6.4 kHz	12.5 Hz ... 32 kHz	12.5 Hz ... 6.667 kHz

The sensors shown above have been selected and compared according to the following criteria, which are most important for navigation purposes, such as resolution, zero drift, output noise density and output data rate. A comparative study of the parameters (as defined by the manufacturer) of the proposed sensors is shown in Table 1.7 and Table 1.8 for linear accelerometers and angular velocity sensors respectively; the comparison of the sensor parameters shows that the ICM-42688-P has better zero drifts and higher output data rates compared to the other sensors, which is very important for improving accuracy, since errors in numerical integration are proportional to the output drift and Δt^3 , where Δt denotes the reciprocal of the output data rate.

The noise characteristics of sensors are of paramount importance in the operation of various systems based on Kalman filters, or more specifically on the covariance matrix R of the noise during acceleration measurement. For this reason, it is necessary to quantitatively assess these characteristics. A study of the noise parameters of MEMS sensors shows that commercially available linear acceleration sensors have approximately similar characteristics, such as a digital resolution of 16 bits, a measurement range up to 16 g, zero drift in the range from $\pm 10 \text{ mg}$ to $\pm 20 \text{ mg}$, a noise density of $70 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$, and ODR values ranging from single to tens of kHz. At the same time, angular velocity sensors are characterised by higher noise levels of $8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$ at the same ODR values. Theoretical analysis of the noise parameters of MEMS sensors favours the selection of the ICM-42688-P sensor based on its higher digital resolution of up to 19 bits, the higher ODR of up to 32 kHz, and the very low noise density of the angular velocity sensor of $2.8 \text{ mdps}/\sqrt{\text{Hz}}$. Experimental investigation of the Allan variance confirms the described situation. The calculated parameters of the normal distribution show that the mean (μ) is approximately 10^{-3} for all tested linear accelerometers. However, analysis of the angular velocity sensor characteristics shows that the mean (μ) and standard deviation (σ) are equal to $10^{-1} \pm 10^{-2}$ for the LSM6DSL sensor and 10^{-1} for the BMI270 sensor, whilst the corresponding values for the ICM-42688-P sensor are approximately one order of magnitude lower.

1.4. Compensating for sensor zero drift

1.4.1. Using additional sensors

As shown in the previous paragraph, one of the most important parameters that must be determined for MEMS sensors is the value of the zero offset. However, this value is not constant over time and depends on temperature, supply voltage and other factors [17–18]. Static compensation is not a very effective process, and the instability of the zero offset contributes to an additive error in the gyroscope's output with stochastic characteristics. To dynamically compensate for this zero offset in gyroscopes, magnetometers can be used, which, like gyroscopes, determine the direction of motion. Compensation is very important if magnetic field data is lost or if there are magnetic disturbances caused by soft-magnetic or hard-magnetic effects. To achieve such dynamic compensation, algorithms have been developed and experimental research has been conducted to demonstrate the system's ability to compensate for the gyroscope's bias offset.

The algorithm for dynamic zero-offset compensation is based on the following steps (Fig. 1.41).

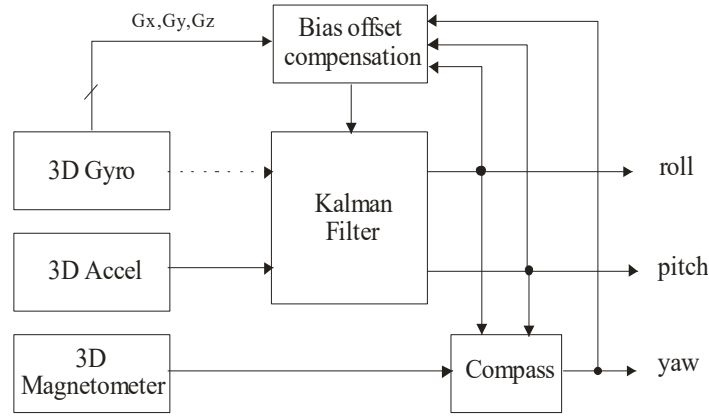


Fig. 1.41. Block diagram of the algorithm for dynamic zero-offset compensation

A Kalman filter (KF) is used to determine the object's inclination angles – roll angle and pitch angle. The third rotational angle, the yaw angle, is determined using data from a magnetometer based on the previously determined roll and pitch angles according to the following relationships:

$$X_H = M_x \cos \phi + M_y \sin \phi \sin \theta - M_z \cos \theta \sin \phi$$

$$Y_H = M_y \cos \theta + M_z \sin \theta$$

$$\varphi_0 = \arctg\left(\frac{Y_H}{M_H}\right), \quad \text{where } \theta - \text{roll}, \phi - \text{pitch}. \quad (1.11)$$

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_{\text{declination}}$$

The declination angle $\varphi_{\text{declination}}$ for Sofia (Bulgaria) is equal to $+4^\circ 20'$ [6]. The heading angle thus obtained is compared with that calculated by the gyroscope, and the error resulting from the zero offset along the gyroscope's Z-axis is determined (Fig. 1.42). Zero offsets along the other two axes are compensated for by comparing the obtained values of the determined pitch and roll angles with the corresponding gyroscope angles. The error from the comparison is fed to a smoothing filter (e.g. a median filter), which removes high-frequency components prior to the d/dt differentiator block. The corrected data from the gyroscope is fed to the Kalman filter.

The proposed algorithm for dynamically compensating for the gyroscope's zero bias has been tested experimentally, with the motion data recorded onto an MMC/SD card and processed using a MATLAB programme. The system is positioned between the front seats of the car, close to the vehicle's centre of gravity, and the IMU axes are aligned with the vehicle's axes as follows: X – parallel to the longitudinal axis, Y – parallel to the transverse axis, Z – parallel to the vertical axis. The results of the experimental and processed data are shown in Figure 1.46.

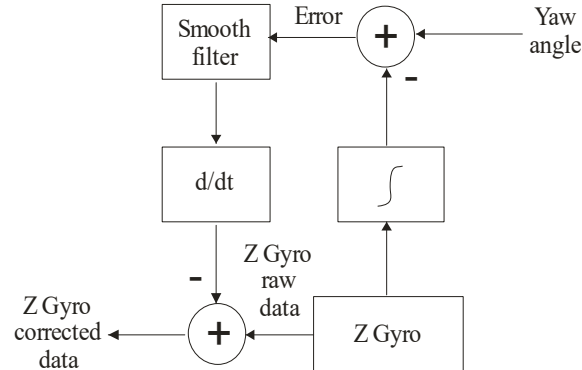


Fig. 1.42. Algorithm for determining the zero-offset error

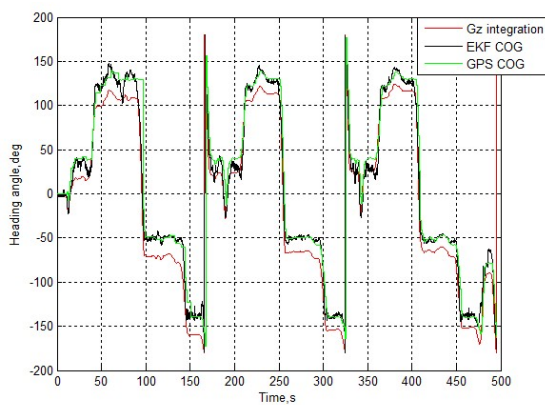


Figure 1.45. Heading angle calculated from GPS data, EKF and integration of the Z-gyroscope with static offset compensation

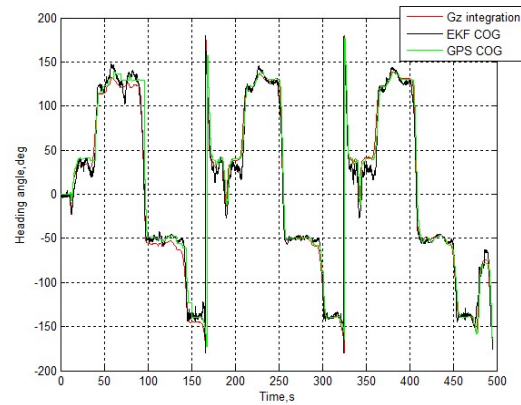


Figure 1.46. Heading angle calculated from GPS data, EKF and integration of the Z-gyroscope with dynamic offset compensation

The accurate data from the gyroscope integration is clearly visible – the difference between the Centre of Gravity (COG) data from GPS (green), the heading angle from the EKF (black line) and the heading angle from the gyroscope (red) does not exceed 2°. At the same time, static compensation leads to a heading error of up to 20°, and the integration of the uncompensated data is significantly worse compared to the GPS COG data and the EKF output. Experiments show that this accuracy remains unchanged throughout the entire 10-minute test period, whilst static compensation can be used for up to 5 minutes. In some cases, the use of a magnetometer may be a drawback of the system, as it requires prior calibration and the magnetometer data may differ from the actual values in the presence of magnetically soft and magnetically hard effects. To overcome this drawback, the gyroscope's training and operating modes are utilised. The identification of these modes is based on the analysis of the object's total linear acceleration.

1.4.2. By estimating the total linear acceleration

The algorithm for compensating for the deviation is based on data from the linear accelerometer and the electronic compass. The system calculates the roll, pitch and heading angles (Fig. 1.47) using the Kalman Filter and the electronic compass (). The corrected data from the Z-gyroscope is calculated by subtracting the raw data from the Z-gyroscope from the last known average value measured with the switch closed (Switch control). If the object is stationary for a certain period of time (n_{lim} measurements), the switch is closed (Fig. 1.47) and the raw data from the gyroscope is integrated over a time interval of τ_u . If the object is not stationary, the last average value obtained from the gyroscope is not updated until the object becomes stationary again. The state of the object is determined based on the total linear acceleration $A = \sqrt{A_x^2 + A_y^2 + A_z^2}$ (Fig. 1.48). If this acceleration exceeds the set threshold value A_{lim} , the object is identified as non-stationary and the switch is opened. In this case, the correction is performed based on the last known value of the deviation.

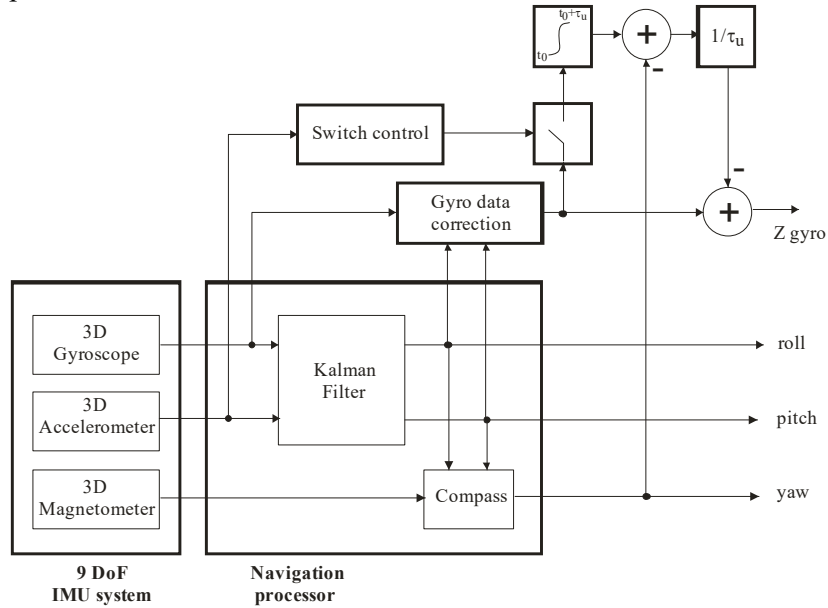


Fig. 1.47. Block diagram of a compensation method using total acceleration estimation

The algorithm for calculating the deviation is executed after the gyroscope data correction block. A comparative analysis of the deviation compensation is carried out using a test drive of the vehicle. The threshold values A_{lim} and n_{lim} are set to 0.1 and 1200 respectively.

The proposed method and algorithm for dynamic compensation are based on the fact that, over a relatively short period of time, the value of the zero offset changes insignificantly. Since the zero offset depends primarily on temperature and to a much lesser extent on other factors (supply voltage, etc.), compensation can be performed at significantly longer intervals once the sensor has reached its operating temperature. The results of the comparative analysis between the proposed algorithm and static compensation are recorded in Table 1.16 and illustrated in Figure 1.52.

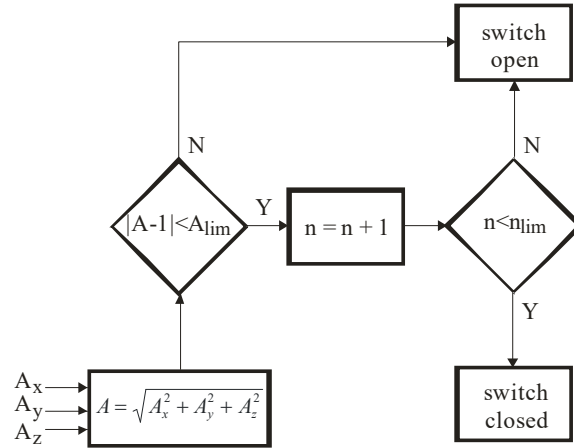


Fig. 1.48. Switch control algorithm

Table 1.16. Experimental results obtained

Interval	Gyro bias, deg/s		
	Without compensation	With static compensation	With dynamic compensation
$1 \dots 6 \cdot 10^3$	22.705	8.60×10^{-1}	4.50×10^{-3}
$2 \cdot 10^4 \dots 6 \cdot 10^4$	22.477	6.19×10^{-1}	-1.79×10^{-2}
$9 \cdot 10^4 \dots 2.4 \cdot 10^5$	21,856	-7.48×10^{-14}	1.55×10^{-6}
$3 \cdot 10^5 \dots 3.5 \cdot 10^5$	22.229	3.72×10^{-1}	2.62×10^{-5}

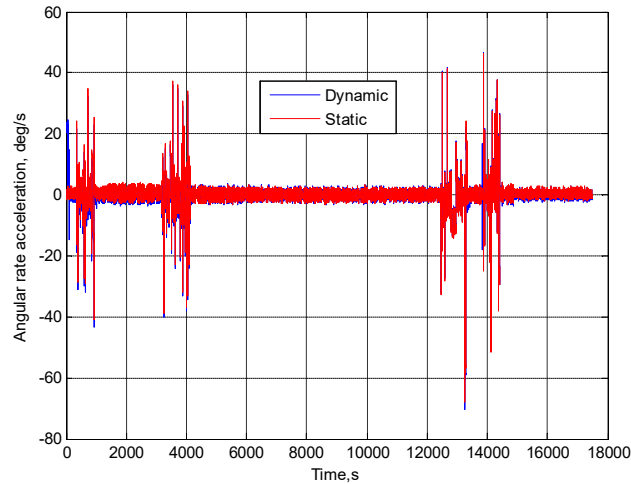


Fig. 1.52. Graph of angular acceleration with static and dynamic zero-offset compensation

Static compensation is performed based on the calculation of the deviation in the range from $9 \cdot 10^4 \dots 2.4 \cdot 10^5$. In this interval, the deviation is fully compensated by static compensation, but in the remaining intervals the deviation values range from 10^{-1} to 10^0 deg/s. At the same time, the deviation values are below 10^{-2} deg/s in all tested intervals. The results of the comparative analysis show that the dynamic compensation algorithm reduces the deviation values by a factor of 10^1 to 10^4 compared to static compensation.

CHAPTER 2

Methods and algorithms for improving the performance of MEMS inertial sensors

Inertial sensors, gyroscopes and accelerometers are widely used in modern electronic systems. The main aim in the development and use of inertial sensors is to improve their performance, which reduces measurement errors and directly affects the duration of accurate operation of inertial navigation systems. Two main parameters determine the quality of these sensors – zero offset and its instability over time, and the random ‘drift’ in velocity for accelerometers and angular rotation for gyroscopes. The effect of their inaccurate determination and compensation consists of a quadratic increase in errors in measured distances and a linear increase in speed determination. For this reason, these factors are always considered of paramount importance in the quest to improve sensor performance. These two parameters can be analysed using two methods – frequency analysis [25–28] and the Allan variance method [29–31].

Methods for compensating for adverse factors can be divided into two main groups: methods at the level of internal structure and design, and methods involving mathematical modelling of the various processes. Combining the influence of all the factors described into a single general mathematical relationship is an extremely difficult task. Some of the errors caused by the MEMS sensor can be compensated for on the basis of modelling [38–39] and signal processing [40], whilst the noise characteristics depend solely on the sensor structure. The wavelet transform is an effective method for removing noise from the signal. The selection of suitable parameters for the noise removal process depends on the signal source and its statistical parameters. The article discusses an algorithm that can select the optimal parameters for the process of removing noise from accelerometer signals [40]. Traditional noise reduction methods are primarily based on simulation on a specific model or spectral analysis, which often cannot be successfully applied to non-stationary signals. Furthermore, these methods rely on digital signal processing, primarily through the application of wavelet filtering [41–42], spectral processing [43], high-pass filters, and so on. However, all the methods mentioned have rather limited capabilities in terms of noise reduction, and in most cases their application leads to a deterioration in the performance of the inertial systems.

2.1. Hardware methods for improving performance

To overcome these limitations, a four-sensor inertial sensor configuration is proposed, consisting of four triaxial inertial sensors oriented such that, for each of the X, Y, Z, the axes of the same name on two of the sensors are oriented in the same direction, whilst on the other two they are oriented in the opposite direction to the first two (Fig. 2.1).

The characteristics of the individual MEMS sensors and the four-sensor structure were investigated using frequency analysis and Allan analysis. To determine the noise suppression capabilities of the four-sensor structure, a theoretical analysis was carried out, followed by a simulation study and experimental measurement and data analysis.

The four-sensor structure consists of four 3-axis inertial sensors, as shown in Fig. 2.1. The orientations of the sensors have been chosen such that the direction of the two axes of each inertial sensor pair is opposite, whilst the direction of the third axis remains unchanged.

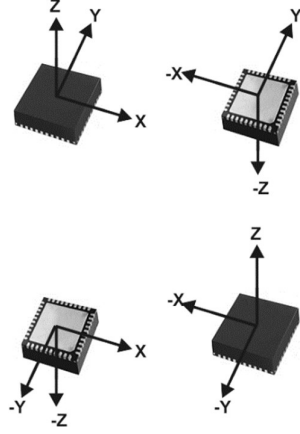


Fig. 2.1. Four-sensor array of MEMS sensors

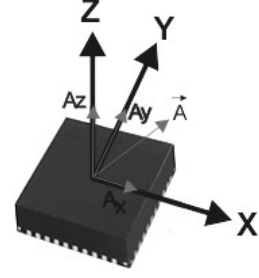


Fig. 2.2. Linear accelerations in the inertial system

Based on the structure shown (Fig. 2.1) and the designations of the sensor axes (Fig. 2.2), the following equations for the linear accelerations can be written:

$$\begin{aligned} a_{1,x} &= g_x + a_x \\ a_{1,y} &= g_y + a_y ; \end{aligned} \quad (2.1.1)$$

$$\begin{aligned} a_{1,z} &= g_z + a_z \\ a_{3,x} &= -g_x + a_x \\ a_{3,y} &= -g_y + a_y ; \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

$$a_{3,z} = g_z + a_z$$

$$\begin{aligned} a_{2,x} &= -g_x + a_x \\ a_{2,y} &= g_y + a_y ; \end{aligned} \quad (2.1.2)$$

$$\begin{aligned} a_{2,z} &= -g_z + a_z \\ a_{4,x} &= g_x + a_x \\ a_{4,y} &= -g_y + a_y . \end{aligned} \quad (2.1.4)$$

$$a_{4,z} = -g_z + a_z$$

A similar system of equations for calculating the accelerations a_y and a_z can also be written by combining the corresponding equations (2.1).

Let us denote the accelerations calculated from equations (2.2) by x_1, x_2, x_3 and x_4 according to the first, second, third and fourth equations, and let us calculate the corresponding linear acceleration x as an average value:

$$x = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4} \quad (2.3).$$

If we assume that $x_i, i = 1 \dots 4$ are random independent variables, then the mean, variance and standard deviation of the resultant signal x can be calculated according to the equations:

$$E[x] = E\left[\frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4}\right] = \frac{\sum_{i=1}^4 E[x_i]}{4} - \text{mean} \quad (2.4.1)$$

$$D[x] = D\left[\frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4}\right] = \frac{\sum_{i=1}^4 D[x_i]}{16} - \text{variance} \quad (2.4.2)$$

$$\sigma[x] = \sqrt{D[x]} - \text{standard deviation} \quad (2.4.3).$$

When the inertial sensors are of the same type, we can assume that $D[x_1] = D[x_2] = D[x_3] = D[x_4]$. Then equations (2.4.2) and (2.4.3) are modified as follows:

$$D[x] = \frac{D[x_i]}{4} \quad (2.5.1)$$

$$\sigma[x] = \frac{\sigma[x_i]}{2} \quad (2.5.2).$$

Consequently, the standard deviation is reduced by a factor of two due to signal processing. A simulation study was carried out to verify the theoretical conclusions regarding signal processing using a MATLAB programme. The four random variables $x_i, i = 1 \dots 4$ are generated by the built-in function `randn(N,1)`, which returns an $N \times 1$ matrix containing pseudo-random values drawn from the standard normal distribution. These variables simulate the noise of the inertial MEMS sensors.

The statistics of the array values are shown in Table 2.1.

Table 2.1. Statistics of the generated signals and the resulting signal

Variable	Mean	Deviation	Standard deviation
x_1	$-9.9750 \cdot 10^{-4}$	0.0099	0.0993
x_2	$-6.2727 \cdot 10^{-4}$	0.0093	0.0966
x_3	$+4.6021 \times 10^{-4}$	0.0105	0.1026
x_4	$+14.000 \cdot 10^{-4}$	0.0104	0.1020
x	6.2333×10^{-5}	0.0025	0.0502

To determine the zero offset and its instability over time, as well as the random ‘drift’ in velocity in the accelerometers, a measurement system comprising an inertial measurement unit [44] and a computer was used. The inertial system (Fig. 2.7) can measure linear accelerations and angular velocities along three axes. It is based on four identical MPU-6000 sensors [45] manufactured using MEMS technology. These are arranged on a single printed circuit board according to a specific layout, so that by combining their signals, a resultant signal is obtained which has a lower noise component, better zero-drift stability and improved statistical parameters.

A key feature of the structure is the ability to control the sampling time, which allows for the selection of different operating modes. This enables the implementation of various operating modes, each characterised by different signal processing and leading to improvements in various system parameters.

The system can operate in several modes:

- **Synchronous mode** – an operating mode in which the measurement process for all 4 sensors is initiated at the same moment (Fig. 2.8a).
- **Asynchronous mode** – this operating mode is achieved through asynchronous control of the FSYNC control inputs of the MEMS sensors, with each of these inputs being clocked at uniform (to achieve uniform sampling – Fig. 2.8a) or non-uniform (to achieve non-uniform sampling – Fig. 2.8b) time intervals.

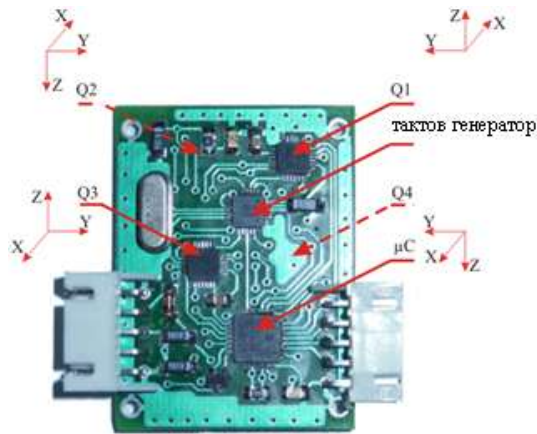


Fig. 2.7. Setup for experimental investigation of the parameters of a four-sensor structure

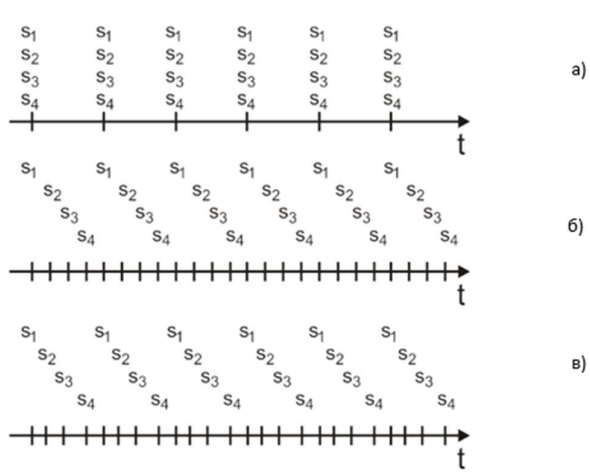


Fig. 2.8. Sampling schemes for asynchronous and synchronous operating modes

For the purposes of the experimental study, synchronous operation mode is used, which is characterised by the measurement process of all 4 sensors starting at the same moment. This is achieved by simultaneously applying a rising edge to the FSYNC control inputs of the MEMS sensors (Fig. 2.9), so that all four MEMS sensors Q1–Q4 are clocked synchronously at a frequency of 19.2 MHz. Additionally, the inertial sensors are connected in pairs to the microcontroller's two hardware I²C ports, which allows for the simultaneous reading of acceleration data, thereby reducing the data read time.

The experimental data for determining the parameters of the inertial sensors were obtained using the synchronous mode of the four-sensor configuration, a sampling rate of 20 Hz and a data recording time of 4 hours. After processing the signals from the four sensors in the four-sensor configuration according to equation (2.7), a significant reduction in the level of the spectral components is achieved, with the reduction in their levels ranging from 6 dB at frequencies between 1 and 10 Hz to 20 dB at very low frequencies (Fig. 2.13). This is achieved by reducing the variance and the mathematical expectation of the resultant signal. Similar results are obtained for the linear accelerations along the other two axes of the accelerometer. The assessment of the noise characteristics is also carried out through statistical analysis of the data from each sensor and for the structure as a whole.

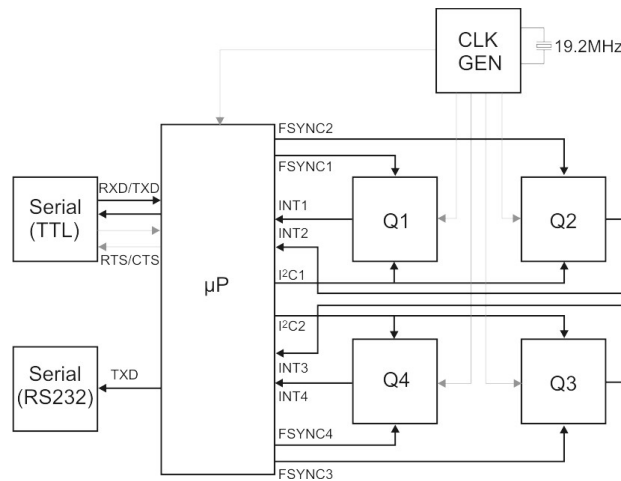


Fig. 2.9. Block diagram of the system

The sensor update rate is set to 1 kHz (accelerometers and gyroscopes), whilst the sampling rate is set to 100 Hz due to the limited time available for transferring the inertial data to a computer via the RS232 interface. The measurement time is set to 1 hour. The calculated variance and standard deviation of all linear and angular accelerations are given in Table 2.2 and Table 2.3 respectively, where the last column contains the corresponding variance and standard deviation of the resulting acceleration, which is calculated according to equations (2.5a) and (2.5b).

Fig. 2.14 shows a histogram of the values of the linear accelerations along the X-axis, Fig. 2.17 shows the histograms of the angular acceleration values, and Fig. 2.20 shows the results for the Allan variance of the individual sensors and the four-sensor structure along the X-axis. The results clearly show an improvement in the structure's parameters (zero offset, variance and Allan variance) compared to the individual sensors.

Table 2.2. Calculated values of the dispersion

Parameter	Sensor #1	Sensor #2	Sensor #3	Sensor #4	Structure
$A_x \cdot 10^{-6}$	11.638	12.508	13.414	12.015	2.8255
$A_y \cdot 10^{-6}$	11.905	11.455	10.299	10.925	2.6920
$A_z \cdot 10^{-6}$	30.839	21.804	33.855	25.214	9.923
$G_x \cdot 10^{-3}$	13.1	15.9	11.9	14.3	4.7
$G_y \cdot 10^{-3}$	14.6	18.2	12.8	19.6	2.8
$G_z \cdot 10^{-3}$	14.1	15.6	11.1	9.6	3.1

Table 2.3. Calculated values of the standard deviation

Parameter	Sensor #1	Sensor #2	Sensor #3	Sensor #4	Structure
$A_x \cdot 10^{-3}$	3.4	3.5	3.7	3.5	1.7
$A_y \cdot 10^{-3}$	3.5	3.4	3.2	3.3	1.6
$A_z \cdot 10^{-3}$	5.6	4.7	5.8	5.0	3.1
Gx	0.1144	0.1262	0.1092	0.1195	0.0688
Gy	0.1208	0.1350	0.1133	0.1400	0.0533
Gz	0.1188	0.1247	0.1054	0.0981	0.0559

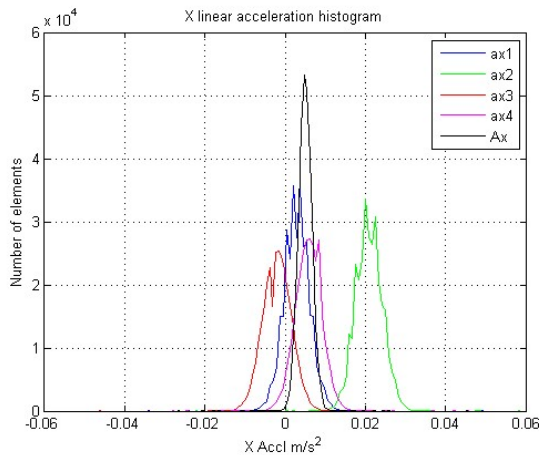


Fig. 2.14. Histogram of the acceleration values of the individual sensors and the four-sensor structure (Ah)

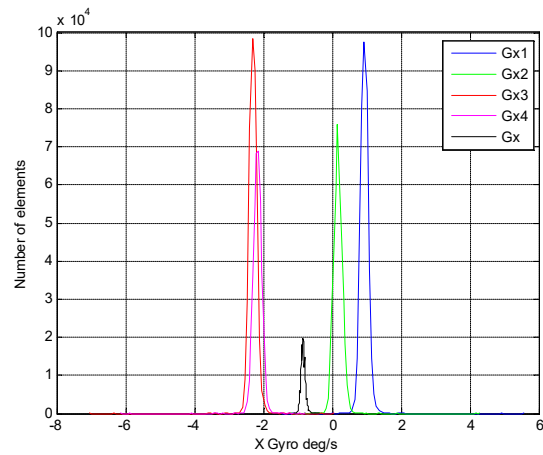


Fig. 2.17. Histogram of acceleration values for individual sensors and the four-sensor structure (Gx)

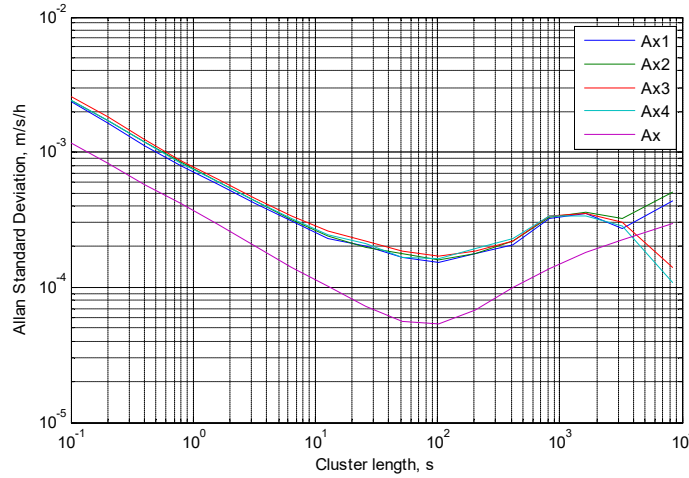


Fig. 2.20. Allan variance of a single sensor and a four-sensor structure (0s X)

The use of the various operating modes of the four-sensor configuration enables:

- increasing the maximum sampling rate of the inertial sensors
- reducing dispersion and noise levels
- applying non-uniform sampling when processing signals for frequency analysis above the Nyquist frequency
- determining the location of vibration sources

All these advantages enable the four-sensor structure to be widely integrated into modern MEMS inertial systems, as well as into various microelectronic systems with improved noise levels and significant possibilities for controlling sampling methods.

2.2. Methods for improving performance through signal processing

Inertial sensors manufactured using MEMS technology have a relatively high noise level. This noise comprises low-frequency and high-frequency components [47–49]. These two components combine and affect the accuracy of the measurements made with them. The elimination of the noise components inherent in MEMS-based inertial sensors is of particular importance for their application in measurement across various fields [50]. To this end, various methods based on wavelets have been developed in recent years [42], [51–54]. The effectiveness of noise reduction depends on the values of many parameters and their combinations, which makes it difficult to select optimal parameter values for a given type of signal. In the proposed algorithm, it is possible to change the value of each parameter, but the main focus is on selecting a method for calculating the threshold value. Based on studies [53–54], it was decided not to alter the following parameters during the experimental trials: the wavelet, the noise model, the decomposition level, and the method for applying the calculated threshold value. The selection of the optimal method was made on the basis of a quantitative criterion, which in this case was chosen to be the noise reduction coefficient. Traditional noise reduction methods are primarily based on simulation of a specific model or spectral analysis, which often cannot be successfully applied to non-stationary signals. Compared to these, wavelet denoising is more effective and applicable in many engineering applications because it reveals the local characteristics of non-stationary signals in the time and frequency domains. To achieve good performance in denoising, an optimal choice must be made in the following five steps of the denoising algorithm:

- Selection of the type of wavelet to be used for the transformation
- Determining the level of signal decomposition

- Determining the threshold value at which the transformation coefficients are set to zero
- Selection of the method by which the specified threshold is applied
- Selection of the method for decomposing the signal

The effectiveness of the noise reduction can be quantified using the signal-to-noise ratio (SNR), the mean square error (MSE) or the noise reduction coefficient (NRC). The higher the SNR and NRC values and the lower the MSE value, the better the noise reduction. To verify the validity of the proposed criteria for level selection and to determine the optimal method for setting the threshold value, numerous experiments were conducted using signals generated by the function `wnoise(xx, L,  $\sigma$ )`. Additive white Gaussian noise was added to the signal to obtain a predefined signal-to-noise ratio. When decomposing using discrete wavelet transform (DWT) and stationary wavelet transform, the threshold value is calculated for each level, using an iteratively selected method and noise model. When using wavelet packages, this is determined by the choice of method for calculating the threshold value. Denoising is performed using the `wdencomp` function when the decomposition is carried out using DWT.

Based on the experiments conducted and the results obtained, it is assumed that, during the experiments, the noise is white Gaussian, which is rescaled for each level **sln**, and the method for applying the threshold value is a ‘soft’ threshold. The criterion for the optimal denoising method is the minimum CNR value. A graphical representation of the results is shown in Figure 2.25, where the results are grouped by the signal-to-noise ratio of the input signal. It is clearly seen that the achieved efficiency is in the range of 0.5–2.5 dB.

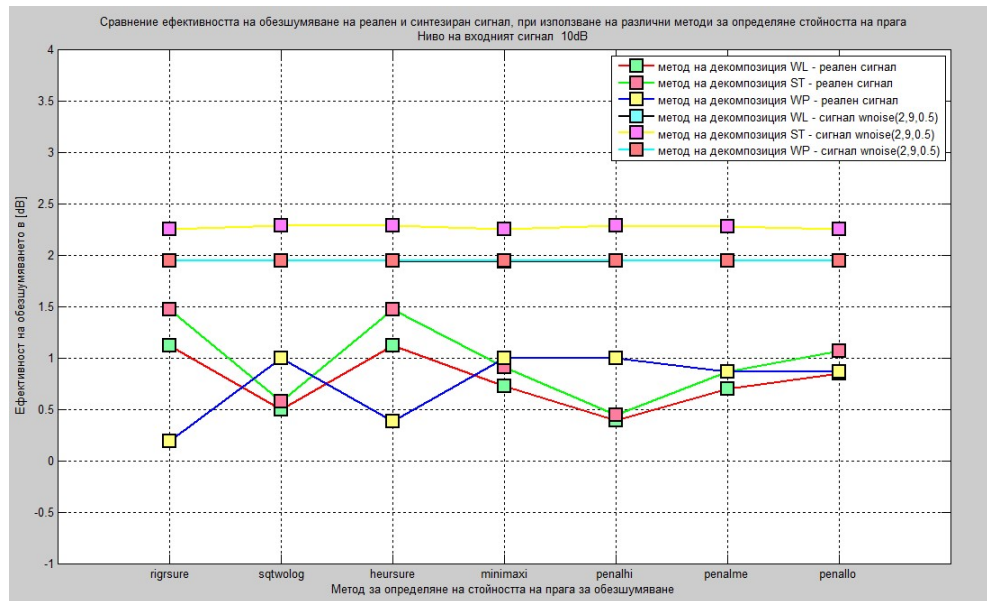


Fig. 2.25. Signal-to-noise ratio of the input signal 10 dB

2.2.1. Adaptive filters for signals from MEMS inertial sensors

Noise suppression is a fundamental method for removing noise contained in useful signals. In the case of a non-stationary environment and coloured background noise, processing becomes very slow if the adaptive filter receives a signal with a large spectral dynamic range. To overcome this problem, various approaches have been proposed over the last few decades, such as the Kalman filter, the Wiener filter algorithm [71] and the Recursive Least Squares (RLS) algorithm [72]. This thesis examines several methods for noise suppression using adaptive filters, such as the Wiener filter, also known as the Minimum Mean Square Error

(MMSE) filter, the LMS algorithm, the NLMS algorithm, the Affine Projection (AP) algorithm and the RLS algorithm.

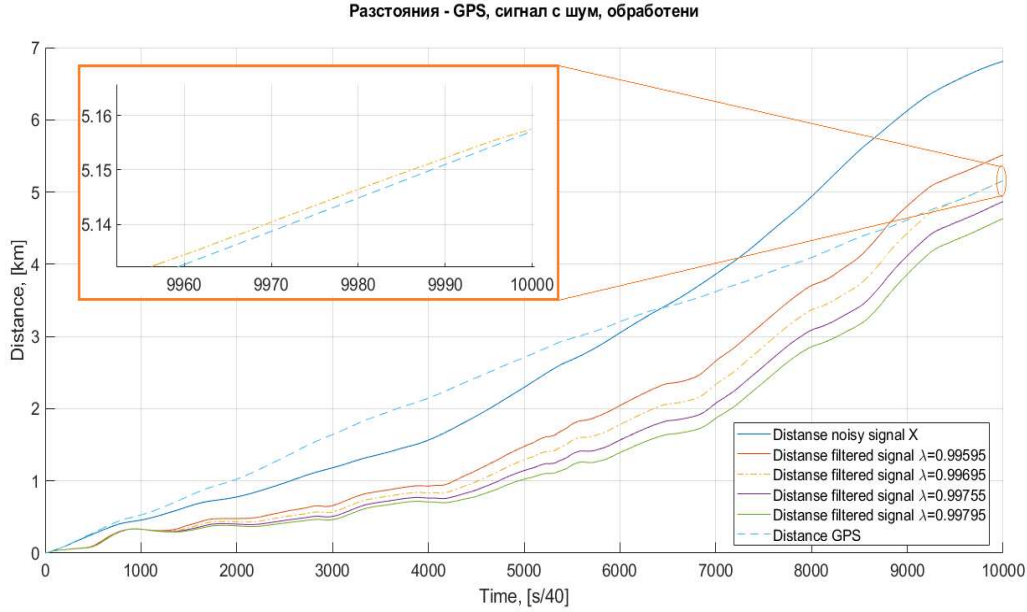


Fig. 2.29. Distances calculated using data from a reference signal, an unfiltered input signal, and filtered output signals

To demonstrate the capabilities of an adaptive filter using the RLS algorithm [74], acceleration data along the X-axis obtained from an ADIS 16405 sensor were used, whilst data along the Y-axis were used for the noise signal. Data from the X-axis velocity signal obtained from a GPS receiver operating in parallel with the MEMS ADIS 16405 was used as the reference signal for comparison. The data show the result with the smallest deviation from the reference distance for a ‘forget factor’ of $\lambda = 0.99695$, which indicates the value of λ with the highest efficiency for the specific application. Fig. 2.29 shows the result of applying adaptive filters to determine the distance travelled based on information from a GNSS receiver and obtained by double integration of the data from the MEMS sensor. After processing the velocity data using the selected RLS algorithm, it can be seen that the filtered velocity data obtained from the inertial sensor are closer to those of the reference signal. The subsequent integration of the filtered data and the comparison of the resulting distance travelled further demonstrate the benefit of the applied filter, bringing the distance travelled data as close as possible to the reference value. This demonstrates the effectiveness of the adaptive filter in data processing following its application in inertial systems.

Chapter 3

Research and development of systems based on MEMS inertial sensors for determining orientation in space

When determining the spatial position, the combination of data from the sensors (accelerometer and gyroscope) is carried out using the Kalman algorithm, which is well known and has been implemented in many systems [90–91]. The mathematical model of the object assumes that the actual measurement at any given moment is related to the current state, and the system model can be written as [92]:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (3.30)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (3.31)$$

where $\mathbf{x}_k$ – denotes a column vector ($n \times 1$) of the state estimate, $\mathbf{z}_k$ – a column vector ($m \times 1$) of the measurements, $\mathbf{A}$ – a state transition matrix ($m \times n$) applied to the previous state, $\mathbf{H}$ – the observation matrix ($m \times n$), which transforms the true state space into the observed space $\mathbf{w}_k$ – the model noise and $\mathbf{v}_k$ – the measurement noise, which are normally distributed and independent.

In filter algorithms, the noise is represented by the matrices $\mathbf{Q}$ (covariance matrix of $\mathbf{w}_k$) and $\mathbf{R}$ (covariance matrix of $\mathbf{v}_k$), which are used to calculate the Kalman gain:

$$\mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T}{\mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R}}. \quad (3.32)$$

The practical application of the Kalman filter is often hampered by the difficulty in obtaining a good estimate of the noise covariance matrices. The prior state estimate is calculated using (3.33):

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (1 - \mathbf{K}_k) \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k \mathbf{z}_k \quad (3.33)$$

At the same time, the $\mathbf{Q}$ -matrix is used to obtain the predicted (prior) covariance of the error $\mathbf{P}_{k+1}^-$: $\mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{A} \mathbf{P}_k^- \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}$ (3.34)

The system model for calculating Euler angles using quaternions ($\mathbf{q}$) is given by equation (3.35):

$$\begin{Bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{Bmatrix}_{k+1} = \left(\mathbf{I} + \Delta t \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -p & -q & -r \\ p & 0 & r & -q \\ q & -r & 0 & p \\ r & q & -p & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{Bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{Bmatrix}_k \quad (3.35)$$

where p, q, r denote the angular velocities measured by the gyroscope.

The transition matrix is defined by (3.36):

$$\mathbf{A} = \mathbf{I} + \Delta t \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -p & -q & -r \\ p & 0 & r & -q \\ q & -r & 0 & p \\ r & q & -p & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

The values of the quaternions are calculated from the Euler angles according to the equation:

$$\begin{Bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} - \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} \end{Bmatrix} \quad (3.37)$$

If Euler angles are used as state estimates, the non-linear model is applied in accordance with equations (3.38) and (3.39):

$$\begin{Bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} p + q \sin \phi \tan \theta + r \cos \phi \tan \theta \\ q \cos \phi - r \sin \phi \\ q \sin \phi \sec \theta + r \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix} + \mathbf{w}_k \equiv \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{w} \quad (3.38)$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{Bmatrix} + v_k \equiv hf(x) + v \quad (3.39)$$

The difference between the above model and the linear model lies in the fact that the linear matrix equation is transformed into a non-linear form as follows: Ax_k to $f(x)$ and Hx_k to $hf(x)$. To implement an extended Kalman filter, the Jacobian of equation (3.38) must be known. It is defined as follows:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \phi} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta} & \frac{\partial f_1}{\partial \psi} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \phi} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta} & \frac{\partial f_2}{\partial \psi} \\ \frac{\partial f_3}{\partial \phi} & \frac{\partial f_3}{\partial \theta} & \frac{\partial f_3}{\partial \psi} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

In both system models, the Euler angles, determined on the basis of the accelerometer data, are used as measured variables in the Kalman filter. They are stable over time but deviate significantly from the true values, particularly when subjected to additional linear accelerations (3.41):

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w & -v \\ -w & 0 & u \\ v & -u & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta\sin\phi \\ -\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

where u, v, w represent the velocities; p, q, r represent the angular accelerations; and a_x, a_y, a_z are the linear accelerations; g is the gravitational acceleration.

If the system is at rest or moving at a constant velocity, equation (3.41) simplifies to the following (3.42):

$$\begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} = g \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta\sin\phi \\ -\cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

In this case, the angles ϕ and θ are determined by the relations (3.43) and (3.44) [93]:

$$\theta_a = \text{atan} \left(\frac{-a_x}{\sqrt{(a_y)^2 + (a_z)^2}} \right) \quad (3.43)$$

$$\phi_a = \text{atan} \left(\frac{a_y}{\text{sign} a_z \sqrt{(a_z)^2 + \mu(a_x)^2}} \right) \quad (3.44)$$

The parameter μ is included in the equation to avoid division by zero. The angle ψ cannot be determined from the accelerometer data; therefore, the magnetometer data must be used. It is calculated according to equation (3.45) [94]: $\psi_a = \text{atan} \left(\frac{Y_h}{X_h} \right)$, (3.45)

where Y_h and X_h denote the magnetometer readings Y and X , respectively, which are calculated on the basis of the magnetometer data, corrected for the tilt angles in accordance with equations (3.46) and (3.47) [95]:

$$X_h = (b_x - V_x)\cos\theta_a + (b_y - V_y)\sin\theta_a\sin\phi_a + (b_z - V_z)\sin\theta_a\cos\phi_a \quad (3.46)$$

$$Y_h = (b_z - V_z)\sin\phi_a - (b_y - V_y)\cos\phi_a \quad (3.47)$$

The measured data from the magnetometer are distorted by soft and hard iron effects, which is why it is necessary to calibrate the data. The magnetometer data is calibrated using the algorithm described in [96]. The six data values are used to calculate the value of X according to equation (3.48):

$$X = \begin{bmatrix} b_x[0] & b_y[0] & b_z[0] \\ b_x[1] & b_y[1] & b_z[1] \\ \dots & \dots & \dots \\ b_x[5] & b_y[5] & b_z[5] \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

The selected data values are also used to estimate the parameter Y according to equation (3.49):

$$Y = \begin{bmatrix} b_x[0]^2 + b_y[0]^2 + b_z[0]^2 \\ b_x[1]^2 + b_y[1]^2 + b_z[1]^2 \\ \dots \dots \dots \\ b_x[5]^2 + b_y[5]^2 + b_z[5]^2 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

The results from equations (3.48) and (3.49) are used to estimate the parameter β according to equation (3.50): $\beta = (X^T X)^{-1} X^T Y$ (3.50)

The calculated values of β are then used to calculate the disturbances in the magnetometer data:

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix} \quad (3.51)$$

A typical example of the application of the Kalman filter is the determination of inclination angles, which has practical applications both for navigation purposes and in other fields such as gyro-stabilised platforms, inclinometers, etc. For example, determining the spatial position of objects is a fundamental problem during their movement. The parameters that determine this characteristic are the angles of rotation about the respective axes, known in the English-language literature as pitch, roll and yaw, shown in Fig. 3.10a.

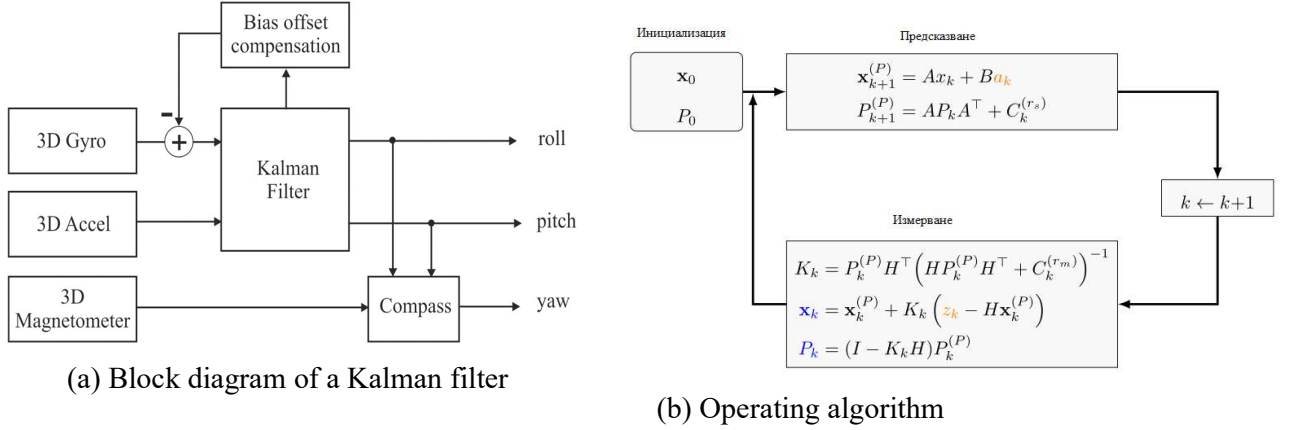


Fig. 3.10. Structure of the Kalman filter for determining the angles of inclination

The filter algorithm presented has been implemented in the MATLAB software environment. The algorithm has also been verified by comparing the data at the output of the Kalman filter with the data for the values of the tilt angles taken from the Bosch BNO055 MEMS inertial sensor, whose integrated Kalman filter determines these angles and records them in the sensor's internal registers. The experimental research module is positioned approximately at the vehicle's centre of gravity, where the Y-axis is aligned with the vehicle's longitudinal axis, the X-axis is aligned towards the right-hand door, and the Z-axis points upwards. The three Euler angles are calculated based on the register data from the BNO055's accelerometer, gyroscope and magnetometer. The three curves represent the accelerations caused by gravity (Gravity_Acc), dynamic accelerations (Lin_Acc) and the sum of the two accelerations (real_Acc). The Euler angles obtained from the proposed algorithm are compared with similar values calculated by the BNO055 module's built-in software library and are shown in Figure 3.15. The input data for the Kalman filter is filtered through a low-pass filter with a cut-off frequency of 5 Hz.

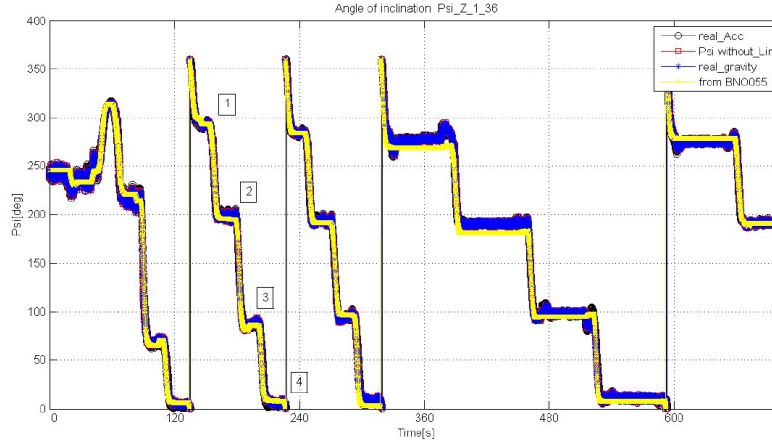


Fig. 3.15. Comparative analysis of the pitch angles (calculated relative to the BNO055)

The standard deviation of the angle difference Ψ_i , determined on the basis of the linear accelerations and the acceleration due to gravity, is 2.60. This can be reduced by lowering the filter's cut-off frequency and applying an additional smoothing filter to the input data. In this case, the obtained angle values are identical to those calculated by the built-in algorithm. The performance of the developed Kalman filter algorithm has been tested experimentally and under dynamic test conditions using a high-end ADIS16405 MEMS inertial sensor. The test is carried out whilst the inertial module is mounted on a child car seat, which has been specially designed for the measurements [98-99]. A dummy with the dimensions and weight of a child is mounted on the inertial module (Figure 3.17).

The first test verifies the static characteristics of the algorithm and compares the seat rotation angles with the measured values. The test is also used to calibrate the magnetometer and compensate for the effects of soft and hard iron. The dynamic test is carried out whilst the inertial unit is mounted on a child car seat specially designed for the measurements [98-99]. A dummy with the dimensions and weight of a child is mounted on the inertial unit (Figure 3.17).

The dynamic test is conducted on a mountain road with many bends. Sections of the test track are selected so that the direction of travel is from north to south, and the bends are from east to west. The trajectory and speed are recorded by a GPS receiver integrated into the inertial system's structure. The Euler angles are calculated from the linear accelerations, which pass through a low-pass filter with a cut-off frequency of 20 Hz. The lower cut-off frequency results in increased latency at the output of the Kalman filter relative to the acceleration data.

Of particular interest is the Euler angle ϕ , as it represents the angle of rotation of the child car seat, whose movement is caused by lateral accelerations during cornering. The rotation frequency of the child car seat is also of interest, as the values represent travel comfort [100]. The Euler angles are calculated based on the quaternion model, and the results show that there is no discernible difference in the values of the angles obtained using the two different models.

The parameters of the model for calculating the Euler angle have also been investigated. In the first test (Figure 3.22, $R=0.0001225$, $Q=0.16$), the noise parameters estimated in Chapter 1 were used. As R decreases and Q increases, the contribution of the measurement to the estimate increases. In this case, the results match the actual deviation of the child car seat, which highlights the need to pre-determine the noise characteristics of the sensors.



Figure 3.17. Position of the inertial sensor on the child car seat

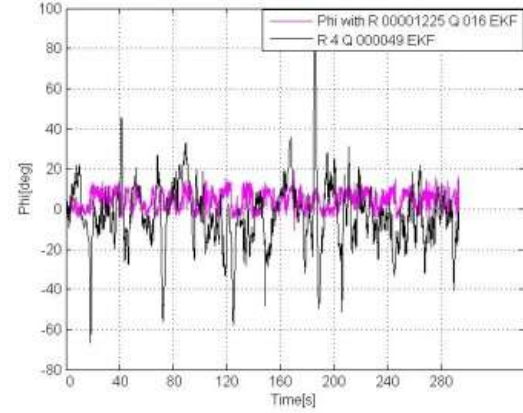


Figure 3.22. The Euler angle ϕ depends on the values of Q and R

The results obtained show that the model with a non-linear Kalman filter and the quaternion model yield similar values for the tilt angles, respectively, and that the proposed algorithm for magnetometer calibration and data filtering is suitable for integration into systems for determining the spatial position of various objects. The selected cut-off frequency of the low-pass filter (LPF) of 20 Hz has been optimised in terms of system behaviour. A lower frequency leads to increased latency at the output of the Kalman filter relative to the acceleration data, whilst a higher frequency leads to increased noise levels due to the wider frequency band.

3.4. Determining spatial position using a complementary filter

Determining the spatial position of an object is a task that can be solved using various methods and technical means. In recent years, when it comes to determining location in open spaces, this is undoubtedly achieved using global navigation satellite systems [102]. Indoors, existing local and personal wireless networks such as Wi-Fi, ZigBee, Z-Wave and Bluetooth are increasingly being used [103–104]. The main components for implementing these systems are accelerometers, gyroscopes and magnetometers. A major drawback of the technology is that the parameters of MEMS sensors are unstable over time and the output signal contains a significant amount of noise in addition to the useful signal. All this necessitates the use of various circuit design and software methods to mitigate these shortcomings. One of the main approaches is to utilise the combined operation of different sensors when determining the same parameter. In almost all systems, this integration is carried out using the Kalman filter [93]. Another method is to use a complementary filter. It has a less complex structure and can be more easily integrated into systems implemented with microcontrollers. The structure and use of such filters are discussed in [105–108]. The complementary filter combines data from different sensors in order to reduce unwanted components in their output signals and obtain a result closer to the true value. However, this can only occur if the frequency characteristics of the sensors are complementary to one another. Two different sensors are used to measure accelerations, with the signals from each being processed through separate filters and then summed to obtain the final result.

The angles will be determined using data from a gyroscope and an accelerometer. With these two sensors, two of Euler's angles can be determined – ϕ (the angle of rotation about the body's longitudinal axis – X) and θ (the angle of rotation about the transverse axis – Y). The orientation of the axes will be shown in the experimental results. Data from a third sensor is required to determine the third angle.

If $W_1(s)$ and $W_2(s)$ are the transfer functions of the filters used to process the individual signals and $y(t)$ is the final measurement result, then if they are complementary:

$$W_1(s) = 1 - W(s) \quad (3.53)$$

$$W_2(s) = W(s) \quad (3.54)$$

The Laplace transform of the output signal can be obtained by using the fact that it is the result of multiplying the Laplace transform of the input signal by the transfer function of the filters, expression (3.55):

$$Y(s) = X(s) + [1 - W(s)]N_1(s) + W(s)N_2(s) \quad (3.55)$$

The angles determined from the data obtained from the gyroscope are valid (accurate) for a short period of time, after which the accuracy deteriorates significantly. This is equivalent to the presence of low-frequency noise in its output signal. The angles determined by the data from the accelerometer are valid (accurate) for a long period of time; they change only when the acceleration changes suddenly, which is equivalent to the presence of high-frequency noise in its output signal. Therefore, the two sensors are suitable for implementing a complementary filter.

Two block diagrams are presented for implementing such a filter. The first is significantly simplified, making it suitable for integration into systems implemented with microcontrollers. The angles ϕ and θ are determined from the accelerometer data using equations (3.58) and (3.59):

$$\phi_{acc} = \sin^{-1} \left(\frac{-f_y}{g \cos \theta} \right) \quad (3.58); \quad \theta_{acc} = \sin^{-1} \left(\frac{f_x}{g} \right) \quad (3.59)$$

where f_x и f_y represent the accelerations along the respective axis.

The same angles are also determined using data from the gyroscope, by numerically integrating the angular velocities along the respective axis. Only expression (3.60) for determining the angle ϕ will be presented; the angle θ can be determined using the same expression with data from the sensors along the Y-axis:

$$\phi_{k+1} = \phi_k + \text{int}(\text{gyro}(x)_k) \quad (3.60)$$

where int represents a method for numerical integration.

The values $\text{gyro}(x)$ must be converted from the body coordinate system to the inertial system using the angles determined in the previous step.

The data from the two sensors are combined using the expression (3.61):

$$\phi_{k+1} = a[\phi_k + \text{int}(\text{gyro}(x)_k)] + (1 - a)\phi_{acc} \quad (3.61)$$

where a is (a positive constant) the high-pass filter coefficient, and $(1 - a)$ is the low-pass filter coefficient. The sum of the two coefficients is equal to one. The ratio between them also determines the filter time constant, defined by equation (3.62):

$$\tau = \frac{a}{(1-a)F_s} \quad (3.62)$$

The second possible block diagram is implemented based on the expression [109]:

$$\phi_m = [1 - W(s)] \left(\frac{1}{s} \dot{\phi}_g \right) + W(s) \phi_a \quad (3.63)$$

The transfer function of the low-pass filter is determined by the expression:

$$W(s) \equiv W(s)_{\text{нч}\phi} = \frac{sK_p + K_I}{s^2 + sK_p + K_I} \quad (3.64)$$

Using the relationship $[1 - W(s)]$, the transfer function of the high-pass filter is obtained as:

$$W(s)_{\text{вч}\phi} = \frac{s^2}{s^2 + sK_p + K_I} \quad (3.65)$$

The block diagram of the filter derived from this expression is shown in Figure 3.25.

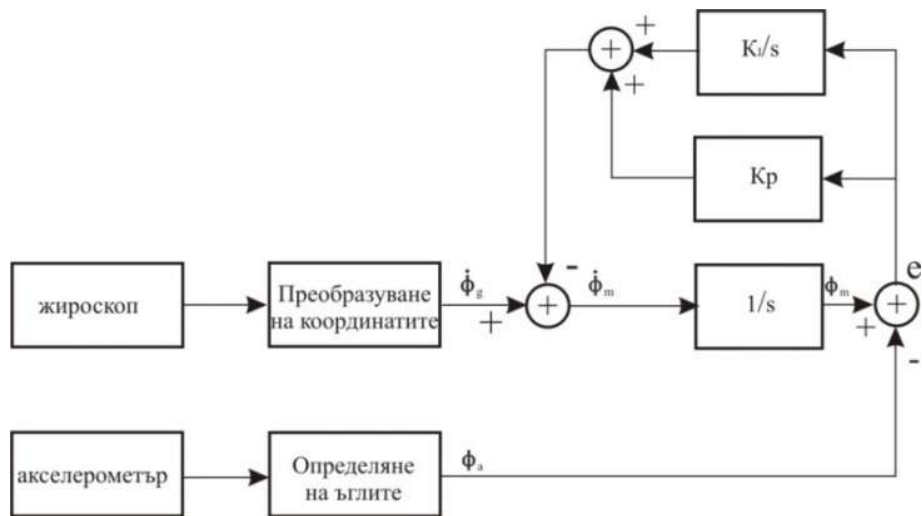


Fig. 3.25. Block diagram of a complementary filter

The data from the static measurements were obtained by tilting the chair to a specific angle (along the Y-axis) and leaving it in that position for a certain time, after which it was tilted to the same angle but in the opposite direction. The values of the angle ϕ , determined by expression (3.58), are shown in Figure 3.27.

The values of the angle ϕ , determined by expression (3.65), are shown in Figure 3.28. For a correct estimation of the angle, it is necessary to select the appropriate values for the proportional-integral element from Figure 3.25. In this specific case, the values of the coefficients are $K_P = 20$ and $K_I = 10$. The data for the dynamic estimation of the angle ϕ were obtained whilst the seat was mounted in a vehicle travelling from Sofia to Sapareva Banya. The values of the angle ϕ , estimated using the filter implemented on the basis of expression (3.63), are shown in Figure 3.29. The estimated values of the angle using the filter implemented according to expression (3.65) are shown in Figure 3.30.

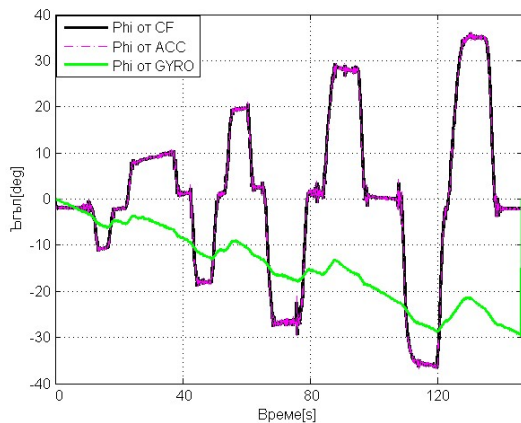


Fig. 3.27. Angle ϕ determined by the various sensors

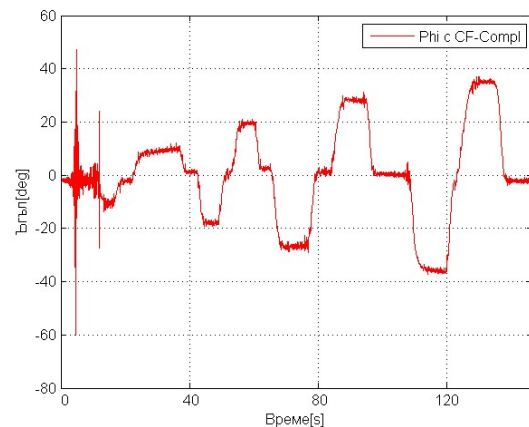


Fig. 3.28. Angle ϕ determined by expression (3.59)

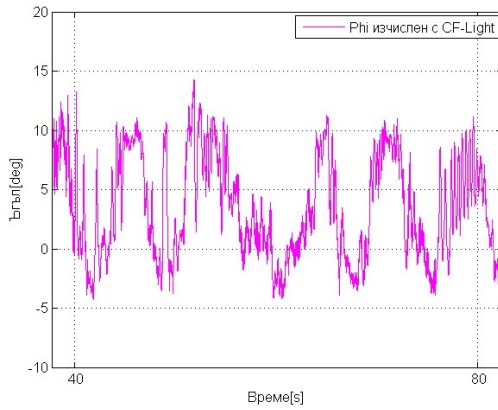


Fig. 3.29. Angle ϕ determined by expression (3.63)

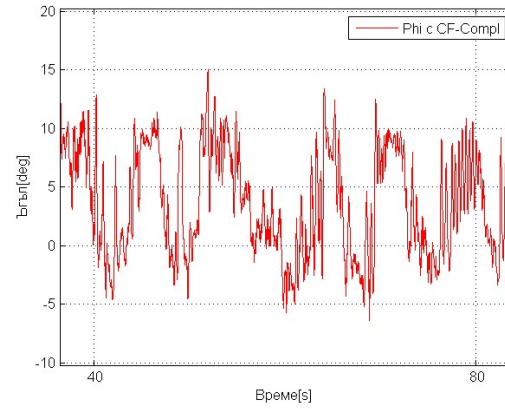


Fig. 3.30. Angle ϕ determined by expression (3.65)

The values of the angle ϕ obtained using the two algorithms are almost identical. The filter implemented based on expression (3.65) accounts for the shorter-term momentary deviations of the chair. Consequently, the concept of implementing a complementary filter for fusing data from an accelerometer and a gyroscope allows the position of objects in space to be determined; on this basis, two block diagrams of such a filter are proposed. One of them has a simple structure, making it suitable for integration into systems implemented with microcontrollers. The second structure is more complex but models the physical processes more accurately. To verify the algorithms of the two filters, static and dynamic measurements of the deviation of a child seat were carried out. To obtain correct angle estimates from the filter with the more complex structure, careful tuning of the parameter values K_P and K_I is required.

Chapter 4

Research and development of systems based on MEMS inertial sensors for determining the dynamic state in road transport

Modern systems are equipped with a large number of sensors which, after measuring linear and angular accelerations, must transmit this information to a control module that collects, analyses and transmits the measurement data to a remote server via a wireless interface. To build such a system, the following must be designed:

- An inertial module supporting various communication protocols, or a multi-protocol network for data transmission
- A multi-protocol network based on parallel-connected inertial modules with the capability to transmit inertial data via several different protocols (CAN, UART/TTL, UART/RS232, etc.)
- Network management algorithms – synchronisation, collision avoidance, adding and removing sensors from the network, etc.

4.1. Multi-protocol network of inertial sensors

The multi-protocol sensor network consists of a number of inertial measurement modules connected to a control module via several communication interfaces (Fig. 4.1). The use of multiple protocols allows the network to operate without failure even if one of the communication interfaces is interrupted, or if the individual nodes process the signal during serial data transmission.

The topology of the multi-protocol sensor network is based on RS232 and CAN communication interfaces. The two interface standards have their own specific advantages, which can complement each other. The CAN bus was originally developed for use in vehicles, but is used with great success in various industrial applications thanks to its stability, flexibility in connecting different types of devices, and low cost. Other advantages of this bus include the ability to transmit information over several kilometres, good electromagnetic compatibility, and the possibility of implementing it in various microcontrollers, such as Microchip. On the other hand, the CAN bus has a linear topology and a limited length for the sections between two devices. The RS232 interface is used for point-to-point communication, whilst point-to-multipoint connections are not possible as the transmitters are active continuously.

The proposed network topology combines the advantages of both types of topology by utilising the built-in resources of the microcontrollers, with the network consisting of one master and n slave sensors. The first possible topology is shown in Fig. 4.1. This topology consists of two branches – one uses the RS232 interface, and the other the CAN interface. Connecting multiple sensors to implement communication via the RS232 standard is achieved by connecting the RXD input of the $(k+1)$ th sensor to the TXD output of the k th sensor. Consequently, the devices are connected in series on the bus, with data being relayed along the formed chain unless the packet in question is intended for a specific sensor on the bus. Another possible network topology is shown in Fig. 4.2.

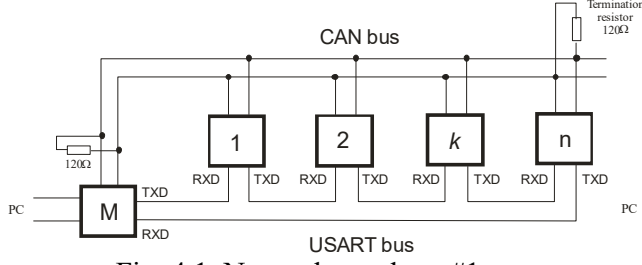


Fig. 4.1. Network topology #1

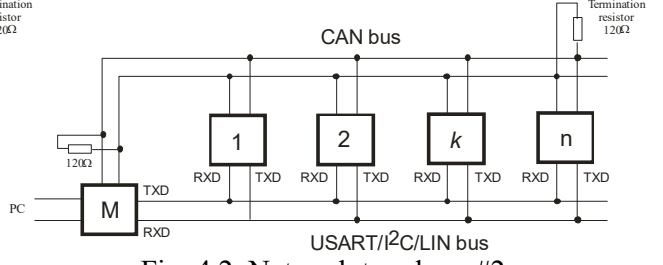


Fig. 4.2. Network topology #2

The maximum number of sensors in the network can be determined by the condition that the signal level at the sensor input must be higher than the required level. If we take $0.7V_{DD}$ as a typical value (V_{DD} – supply voltage), then the input level must be $V_{IH} \geq 0.7V_{DD}$. Therefore, the number of sensors can be determined by the expression:

$$\frac{V_{IH}}{V_{DD}} = \frac{R_{in}/n}{R_{out} + R_{in}/n} \geq 0.7, \text{ where } R_{out} \leq 75\Omega \text{ is the output impedance of the driver} \quad (4.2)$$

This condition also determines the maximum number of sensors in the network:

$$n \leq \frac{3}{7} \cdot \frac{R_{in}}{R_{out}}. \quad (4.3)$$

The required data transmission rate when using the USART bus can be determined as follows. Assuming that the data request contains 1 byte (the sensor number) and the response contains M bytes, and that a sensor with number K is being queried, the time taken for the command to reach the Kth sensor will be equal to $K\Delta t$, where Δt is the transmission time for 1 byte. Upon receiving the query command, the Kth sensor transmits M bytes along the chain, with the time for the information to reach the master sensor being equal to $(N-K+1)\Delta t$. Adding to these times the time taken to transmit the data to the computer from the master sensor ($M\Delta t$) and from the queried sensor ($M\Delta t$), the total time will be equal to $(N+3)M\Delta t - K(M-1)\Delta t$. To send the data from all sensors to the computer, a time equal to the sum of the transmission times for each sensor is required. This time will be equal to:

$$T = N(N+3)M\Delta t - (M-1)\Delta t \sum_{K=1}^N K = \left[N(N+3)M - (M-1) \frac{N(N+1)}{2} \right] \Delta t \quad (4.4)$$

The time required to transmit 1 byte over the line is equal to $10/B$, where 10 is the number of bits in the transmission of 1 byte (1 start + 8 data + 1 stop) and B is the transmission rate. Therefore, the required transmission rate can be determined by the expression:

$$B \geq \left[N(N+3)M - (M-1) \frac{N(N+1)}{2} \right] \frac{10}{\Delta T}, \quad (4.5)$$

where ΔT is the period between two clock cycles

If the master sensor sends a 1-byte request and the response from the i-th sensor consists of $(m+1)$ bytes, then the communication timing diagram is shown in Fig. 4.3.

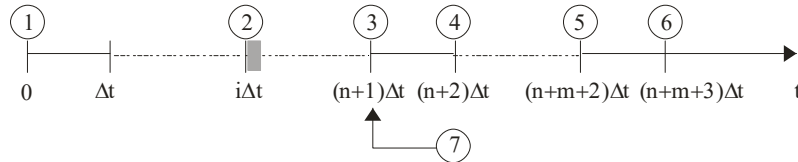


Fig. 4.3. Communication timing diagram

According to the attached timing diagram, the number of sensors in the network and the number of bytes in the response are limited by the time between two acceleration reports $\Delta T = 1/F_{acq}$ (F_{acq} – data acquisition frequency):

$$(n+1)(m+1)\Delta t \leq \Delta T \quad (4.6)$$

Consequently, the number of slave sensors is limited by the requirement:

$$n \leq \frac{B\Delta T}{10(m+1)} - 1. \quad (4.7)$$

On the other hand, whilst the query to the (i+1)th sensor reaches the i-th sensor, the latter must complete the process of transmitting the acceleration measurement data. The i-th sensor receives the request to the (i+1)-th sensor at time $(n+1+i)\Delta t$, and completes the transmission of the data at time $(m+1+i)\Delta t$. To satisfy the above requirement, the following condition must be met:

$$(m+1+i)\Delta t \leq (n+1+i)\Delta t \quad (4.8)$$

Therefore, $n \geq m$.

Combining inequalities (4.7) and (4.8) yields:

$$m+1 \leq \sqrt{\frac{B\Delta T}{10}}. \quad (4.9)$$

The network communication can also be based on a self-organising structure. In this case, the master sensor does not send a request, but the i-th sensor monitors the communication on the bus and, when the (i-1)-th sensor has finished transmitting its data, it begins transmitting its own data. This method requires each slave sensor to send its unique ID number, which increases the number of bytes in the packet to $(m+2)$. In this case, equation (4.1.8) is modified to:

$$n \leq \frac{B\Delta T}{10(m+2)} - 1. \quad (4.12).$$

The selected network of inertial sensors was tested on a light vehicle to determine the relative motion of the vehicle's suspension components. The network consists of three inertial sensors based on the 3D single-chip LIS3LV02DQ.

The configuration of the sensor network is shown in Figure 4.10, and the relative displacement between two sensors is shown in Figure 4.12.

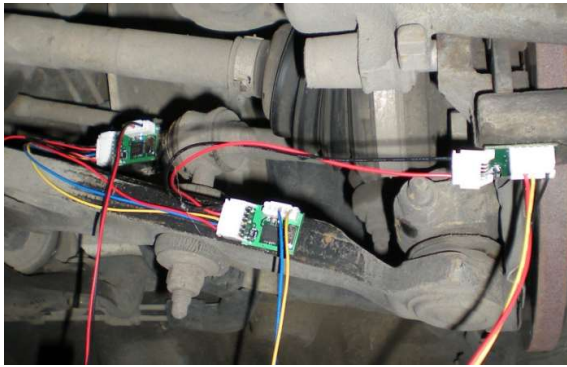


Fig. 4.10. Installation of sensors from the sensor network

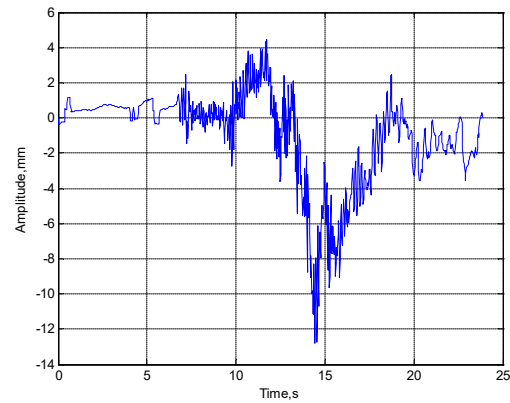


Fig. 4.12. Calculated relative displacement of the sensors

The system described may prove useful when a high degree of reliability is required in the event of a system failure caused by the use of the CAN or USART bus. In the event of a failure of the main CAN bus, data can be transmitted via the USART bus using the ‘ ’ function. This capability is of great importance for remotely controlled devices such as unmanned aerial vehicles (UAVs), robots, etc.

4.2. Investigation of motion dynamics and diagnostic methods in road transport

The suspension components of modern cars belong to the category of non-repairable parts, and the vehicle's operational capability is restored through replacement. Scientific research conducted to date on vehicles in service does not provide a clear and unambiguous answer regarding reliability parameters, although reliability studies are carried out by car and spare parts manufacturers, in which only final decisions on the replacement of individual components or assemblies are announced, or adjustments are recommended. Experiments and studies using accelerometers to analyse the operation of the suspension (shock absorber) and obtain accelerations, and through integration – the speed and displacement of the vehicle body and wheel by monitoring the vertical component [125]. In vehicle dynamics, shock absorbers are used to optimise driving comfort and safety; therefore, it is necessary to determine the characteristics of shock absorbers under real operating conditions. Given the high quality and low cost of MEMS accelerometers, many researchers have used them in a number of their studies [126–128] to measure acceleration and vibrations along the three axes of experimental setups, investigating the amplitude-frequency analysis of the obtained data. A major shortcoming in a large proportion of the studies concerning the assessment of the technical condition of the suspension of vehicles in service is that they focus primarily on the condition of the shock absorbers and springs, and as a result of these studies, recommendations are made for changes to the technical condition of the suspension as a whole. The technical condition of the rubber-to-metal joints on vehicle suspension components is in many cases not determined, or is determined based on subjective factors (through mechanical impact and human judgement).

For the purposes of the analysis, a vibration test rig induces vertical vibrations which are transmitted to the suspension components along various axes depending on the suspension design, the vehicle's wheelbase and the height of the vibration platforms. The positioning of the vehicle on the platforms is shown in Figure 4.16.

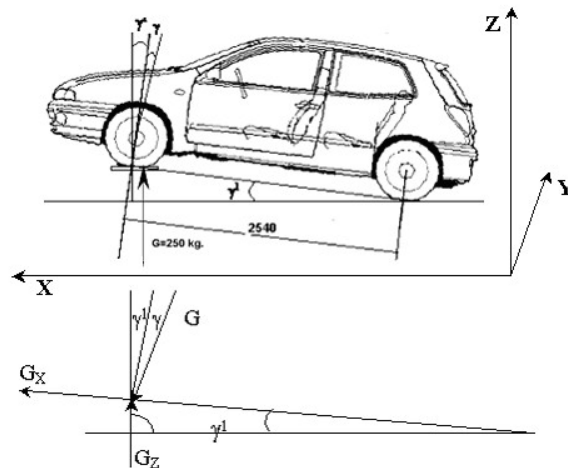


Fig. 4.16. Position of the vehicle on the test rig

The study was conducted on a MacPherson-type front suspension of a Fiat Bravo vehicle at different play values – 0.0, 0.4, 0.8 and 1.2 mm. According to some car manufacturers [129], the limit value for the play in the upper and lower spherical joints (axial and radial) is up to 0.8 mm. To conduct the experimental studies and determine the dynamic characteristics of the system (car suspension) through analysis of the vibrations on the test rig, three tests were carried out by switching the vibration test rig on and then off. To determine the dynamic characteristics, a spectral analysis of the vibrations must be carried out, and based on this

analysis, the following must be determined: the damping time, the damping rate of the vibrations, the main dominant frequencies and their amplitudes, the dependence of the determined frequencies and amplitudes on the state of the object under investigation, the determination of the velocity and displacement of the system elements, and an overall assessment of the system's condition. Analysis of the sampled signals in the time domain is not always sufficient to obtain the necessary information about the composition of the input signal.

In many practical cases, a comprehensive analysis is required in both the time and frequency domains. Various methods have been discussed in the literature for implementing spectral analysis, such as the Short-Time Fourier Transform (STFT) [130–131], the Wigner–Ville Transform (WVT) [131], Wavelet Transform [132], Linear decimation [133], Frequency Response Functions (FRF) [134], Power spectrum density (PSD) [135], Auto-Regressive Model [136] and others, with the Short Time Fourier Transform (STFT) and Wavelet Transform being the most widely used. Fig. 4.18 shows the vibration diagram in the time domain, whilst Fig. 4.20 shows the spectral analysis of the vibrations using STFT with a rectangular ‘window’ of $N=64$ and a step size of 16 samples.

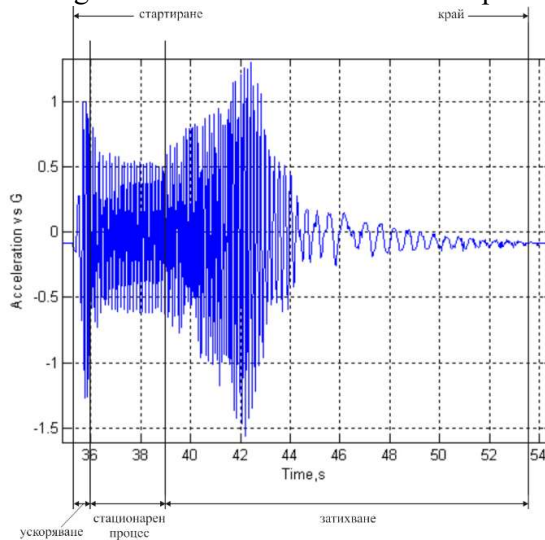


Fig. 4.18. Main stages of the experiment

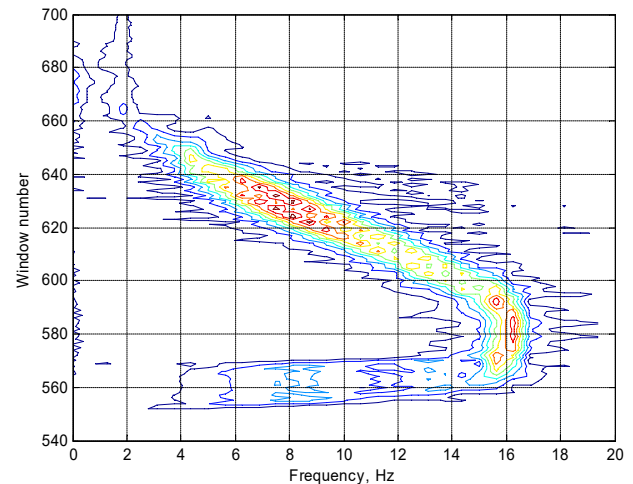


Fig. 4.20. Spectral analysis during the test

One of the key aspects in carrying out the analysis is the selection of the Fourier transform parameters – the number of points in the window and the overlap coefficient of the individual windows. A detailed analysis of the spectrograms as a function of window size shows that the spectral evaluation is highly dependent on this parameter. When the window size is small, the oscillatory process can be regarded as quasi-stationary, whereas with a large window size, it is regarded as non-stationary. Another major drawback of the Fourier transform is the dependence between the resolution in the time and frequency domains. These drawbacks can be overcome by using a wavelet transform.

In frequency analysis using wavelets, it is possible to select the method of signal decomposition, the type of wavelet to be used for the transformation, and the level to which the signal under investigation is to be decomposed. Of the four signal decomposition methods considered, the best results are obtained using wavelet packs, which is a result of a complete binary tree during signal decomposition and the consequent possibility for more in-depth analysis. For signal denoising, the wavelet must be orthogonal or biorthogonal. Consequently, the choice is limited to wavelets from the Daubechies, Haar, Symlets, Coiflets, BiorSplines, ReverseBior and Dmeyer families [132]. Fig. 4.31 shows the time-frequency distribution with continuous wavelet transformation for three trials.

On the one hand, analysis using the continuous wavelet transform provides the clearest picture of the fundamental frequencies, but the resolution at high frequencies is poor, whilst at low frequencies it is too high. In the region of the main spectral peaks, the resolution is of the order of 1 Hz, which in some cases may prove insufficient. For this reason, an optimal wavelet package was selected from the Dobeš family – db3 with a 5th level of decomposition. This type of package is characterised by filters of minimal length whilst satisfying the smoothness condition. This ensures faster computation of signals of long duration.

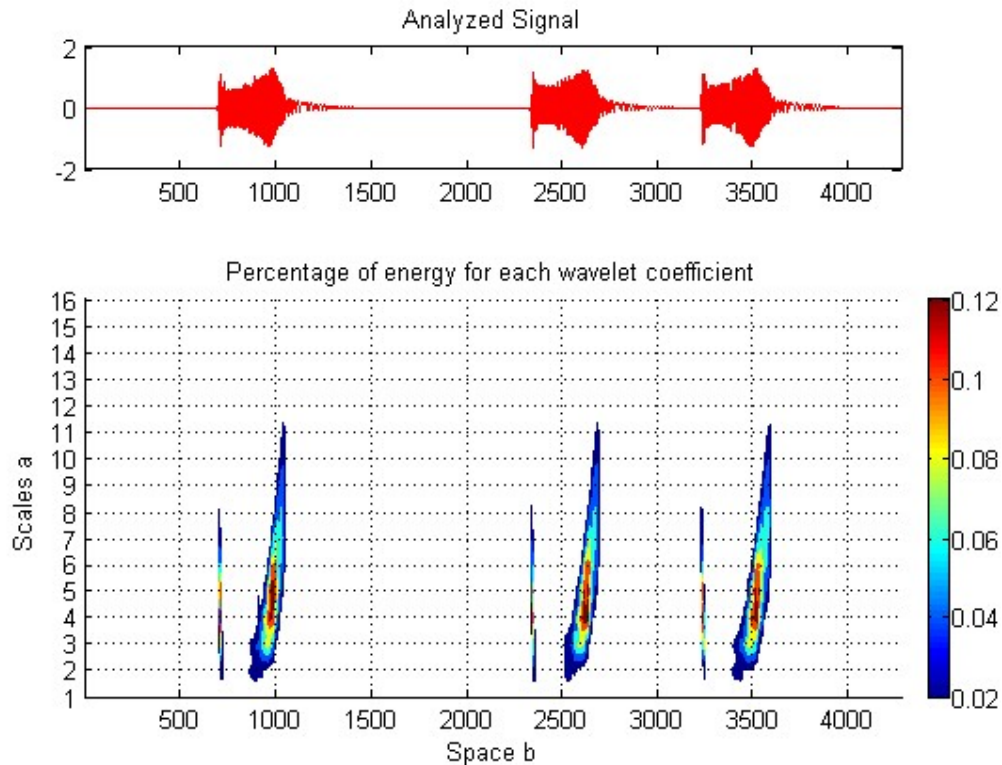


Fig. 4.31. Time-frequency distribution with the continuous wavelet transform

Table 4.3. Correspondence between scale factor and pseudo-frequency

Pseudo-frequency, Hz	Scale <i>factor</i>
Pseudo-frequency	Scale factor
26.67	1
13.33	2
8.89	3
6.67	4
5.33	5
4.44	6
3.81	7
3.33	8
2.96	9
2.67	10
2.42	11
2.22	12
2.05	13
1.90	14
1.78	15
1.67	16

The correspondence between the scaling factor and the pseudo-frequency for Fig. 4.31 is given in Table 4.3.

Another key issue is the dependence of the spectral analysis on the condition of individual system components. Spectral analysis of the vibrations on the test rig showed that an adequate assessment of the condition and motion dynamics of the suspension components cannot be obtained solely from the condition of the test rig and the entire suspension, as the vibrations of individual components (springs, shock absorbers, etc.) can mask the vibrations of the other components. The slope of the line also determines the damping coefficient of the vibration process:

$$w = kf + n \quad (4.27)$$

where w is the window number; f is the current vibration frequency; k is the damping coefficient; n is the characteristic offset. The damping coefficient can be determined from the expression:

$$k = \frac{\Delta w}{\Delta f}, \text{ where} \quad (4.28)$$

where $\Delta w = w_2 - w_1$ is the difference between the numbers of the windows in which spectral maxima with frequencies f_2 and f_1 are observed, respectively $\Delta f = f_2 - f_1$. Since $w = f(t)$, it is necessary to find the dependence of the oscillation frequency as a function of time $f = f(t)$. From this, the damping coefficient of the system can also be determined:

$$k = \frac{(t_2 - t_1)F_d}{OV \cdot N \Delta f} \quad (4.30)$$

To determine the displacement, it is necessary to apply a low-pass filter to eliminate the constant offset. The synthesised digital filter is implemented using Butterworth approximation, as this type of filter is characterised by a linear phase response and results in minimal signal distortion, despite the higher order of the filter and the increased number of calculations. The specifications of the synthesised filter are as follows: passband – 6÷24Hz; maximum unevenness in the passband – 1dB; stopband – (0÷3) – (32÷80)Hz; minimum attenuation in the stopband – 40dB.

The maximum relative displacement between the individual components is compared with the theoretically calculated clearance, and a comparative analysis of the results for different clearance values is shown in Fig. 4.49.

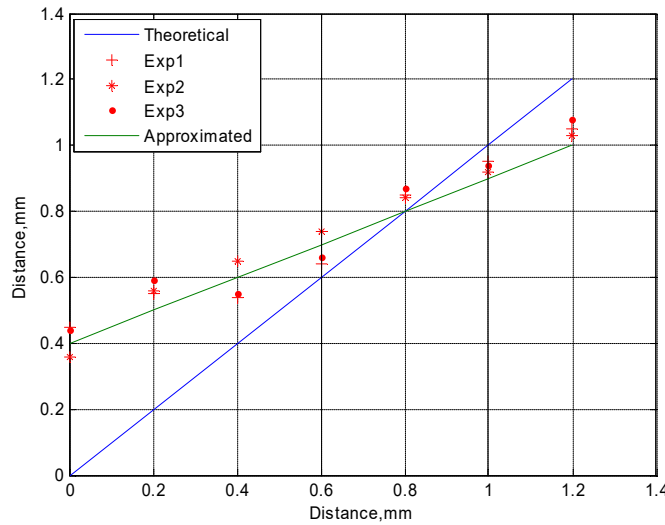


Fig. 4.49. Comparative analysis of measured and calculated clearance

The results show that when the distance varies within the range 0.6–1.0 mm, the error in determining the clearance is within ± 0.1 mm. The correlation coefficient between the fitted curve (green) and the experimental data points for the three experiments is as follows: Test 1 – Exp1 – 0.9732; Test 2 – Exp2 – 0.9903; Test 3 – Exp3 – 0.9714.

The theoretical and experimental studies presented demonstrate the potential for integrating MEMS sensors into diagnostic and control systems for both individual components and entire assemblies, based on the measurement of accelerations, velocities and displacements on a scale ranging from fractions of a millimetre to several tens of centimetres.

4.3. Inertial systems for engine control and management

The improvement of the technical operation of internal combustion piston engines (ICEs) is closely linked to the development of technical diagnostic methods and tools [137]. There is a constant interest among researchers in the vibration diagnostics of piston engines, particularly ICEs. A very important task of technical diagnostics is the determination of the most informative diagnostic parameters. In ICEs elastically mounted to the vehicle chassis, two oscillatory processes occur simultaneously, which are the main causes of block vibrations (general ICE vibrations) [138]. In the most common type of internal combustion engine – a four-cylinder four-stroke in-line engine with a cylinder firing order of 1-3-4-2 and crankshaft journals spaced at an angle of 180° – the normal force causing vibrations can be determined according to the expressions:

$$X_I = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - (\lambda \sin \alpha)^2}} \quad (4.31); \quad X_{II} = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 - (\lambda \cos \alpha)^2}} \quad (4.32)$$

$$N_I = \cos \alpha (X_I + X_{II}) \text{ - normal force (inertial component) of the first order} \quad (4.33)$$

$$N_{II} = \lambda \cos 2\alpha (X_I - X_{II}) \text{ - normal force (inertial component) of the second order} \quad (4.34)$$

$$N = N_I + N_{II} \text{ - total normal force} \quad (4.35)$$

The only unbalanced component of the inertial forces causing general vibrations is the second-order inertial force [139]: $\sum F_{jII} = 4K\lambda \cos 2\alpha$, (4.36)

where: α is the angular position of the crankshaft; K and λ are constants.

For the diagnostic mode, the engine is selected to run at idle with a rotational speed of 840 min^{-1} . The rationale for this choice is that it can be easily achieved when the engine is mounted on a vehicle, which will allow vibration diagnostics to be carried out without dismantling it. With a sampling frequency of 640 Hz, the vibrations were recorded for approximately 120 operating cycles (240 crankshaft revolutions). Two recordings were made: one with the internal combustion engine in good technical condition; the other with a simulated fault. The simulated fault consists of a non-functioning third cylinder (fuel supply cut off).

A 3D plot of the vibration diagrams is shown in Fig. 4.62. From the spectral analyses of the signals presented (Fig. 4.64), the fundamental harmonic of 14 Hz is clearly visible, which corresponds to twice the value of the crankshaft rotational frequency according to expression (4.26), equal to $n = f * 60 = 840 \text{ 1/min}^{-1}$. The spectral peaks at frequencies that are multiples of 7 Hz, such as 21, 28, 35 Hz, etc., are also clearly visible.

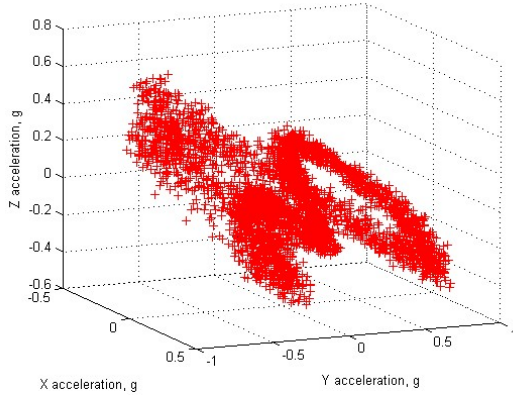


Fig. 4.62. 3D plot of the vibration spectra

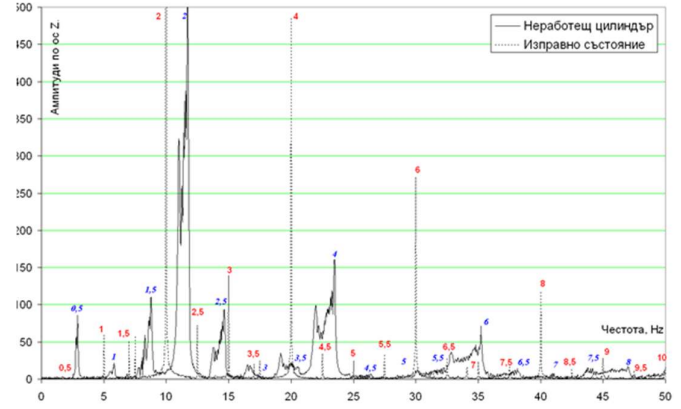


Fig. 4.64. Vibration diagrams in the frequency domain

The system used enables the overall vibrations of the internal combustion engine to be determined with simple means and high accuracy, and visualised in a format that is as convenient as possible for analysis. Conducting an in-depth analysis of the recorded overall vibrations requires a large volume of detailed research to establish the relationship between characteristic faults and the harmonics they generate. Nevertheless, even without a large accumulated database, some faults typical of reciprocating internal combustion engines (e.g. uneven operation across cylinders) can be successfully assessed both qualitatively and quantitatively using the methods and tools demonstrated.

4.4. Inertial motion control and management systems

With regard to motor vehicles and improving their safety, development is focused on two main areas – active and passive safety systems. Active safety during driving is primarily achieved through the control of dynamic stability via a Vehicle Dynamics Integrated Management (VDIM) system. The main source of information for the VDIM system is sensors based on MEMS technologies, which enable the performance of a wide range of functions [140]. The first major problem in control is determining the spatial position of the object. The first two angles of pitch and roll can be determined using a Kalman filter as follows. If we

denote the state matrix by $x = [\text{angle} \quad \text{bias}]^T$, the error covariance matrix by $P = \begin{bmatrix} P_{00} & P_{10} \\ P_{01} & P_{11} \end{bmatrix}$,

and $Q = \begin{bmatrix} Q_{00} & Q_{01} \\ Q_{10} & Q_{11} \end{bmatrix}$ – the noise covariance matrix w , then the state of the Kalman filter can be

written as:

$$x = Fx + Bu + w \quad (4.39)$$

Since the noise from the gyroscope and the linear accelerometer are independent, the values on the diagonal of the covariance matrix will be equal to 0:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.40)$$

Consequently, the new state of the Kalman filter can be determined by the following relationships:

$$\dot{x} = [\text{angle} \quad \text{bias}] - \text{state change} \quad (4.41)$$

$$\text{angle} = \text{gyro} - \text{gyro_bias} - \text{change in the angle} \quad (4.42)$$

$$\text{where gyro_bias} = 0 \quad (4.43)$$

Therefore, the new state of the covariance matrix is:

$$\dot{P} = A * P + P * A' + Q, \text{ where} \quad (4.44)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{d(\text{angle})}{dt} & \frac{d(\text{gyro_bias})}{dt} \\ \frac{d(\text{gyro_bias})}{d(\text{angle})} & \frac{d(\text{gyro_bias})}{\text{gyro_bias}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \text{the Jacobian matrix of } \dot{x} \text{ with respect to the state}$$

A key point is the simplification of the calculation of the new state of the covariance matrix by using the value of the Jacobian matrix:

$$\dot{P} = \begin{bmatrix} Q_{\text{angle}} - P_{01} - P_{10} & -P_{11} \\ P_{11} & Q_{\text{gyro}} \end{bmatrix}. \quad (4.45)$$

$$\text{angle} = (\text{angle} + \text{gyro} - \text{gyro_bias})dt \quad (4.46)$$

$$P = P + \dot{P} * dt. \quad (4.47)$$

Since the data from the gyroscope output contains information about the angular velocity of the object, but not about the absolute value of the angle itself, if there is a value other than 0 for a stationary object / so-called zero offset /, an error accumulation will result from the integration. To experimentally investigate the operation of the control and management system and the working principle of the Kalman filter for determining the vehicle's roll angles and direction of motion, a test was conducted using a 9DoF (degrees of freedom) inertial system with MEMS sensors, which includes a 3D accelerometer, a 3D gyroscope and a 3D magnetometer.

The control and management system uses this data, together with the angular velocity data along the Z-axis, to determine the vehicle's motion pattern after comparison with data from the steering wheel angle sensor to detect processes such as understeer or oversteer. By comparing the measured lateral acceleration A_x and the angular velocity data G_z , the system detects lateral slip of the body resulting from a loss of traction with the road surface. The block diagram of the active safety system is shown in Fig. 4.70 [142].



Fig. 4.70. Block diagram of dynamic control systems

The maximum safe cornering speed depends on the geometry of the bend, the condition of the road surface, the vehicle's roll stability and the driver's experience. A kinematic model of a vehicle with a road inclination angle is shown in Fig. 4.71 [144].

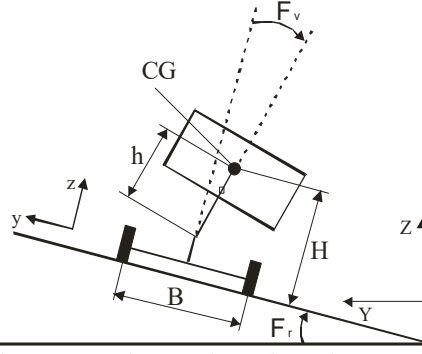


Fig. 4.71. Kinematics of motion

The maximum speed at which a vehicle can negotiate a bend without lateral slip can be calculated using the expression:

$$V_{\max} = \sqrt{gR\mu_{lat}} \quad (4.50)$$

and the threshold speed of the vehicle on a curve without overturning can be calculated using the expression:

$$V_{\max} = \sqrt{gR \tan \phi_{\lim}} \quad (4.51)$$

For the experimental investigation of the active safety system, an assessment of the vehicle's speed under real-world conditions was carried out by having the vehicle travel along a nearly circular trajectory. Thus, the stadium (Fig. 4.72) was selected as the reference trajectory, as its shape is very close to a circle. The safety curve speed is also calculated according to equation (4.54). It is compared with the driving speed, and the predicted results are shown in Figure 4.74. Figure 4.74a and Figure 4.74b show the predicted speed of the safety curve and the current driving speed for zones A and B respectively (Figure 4.72).

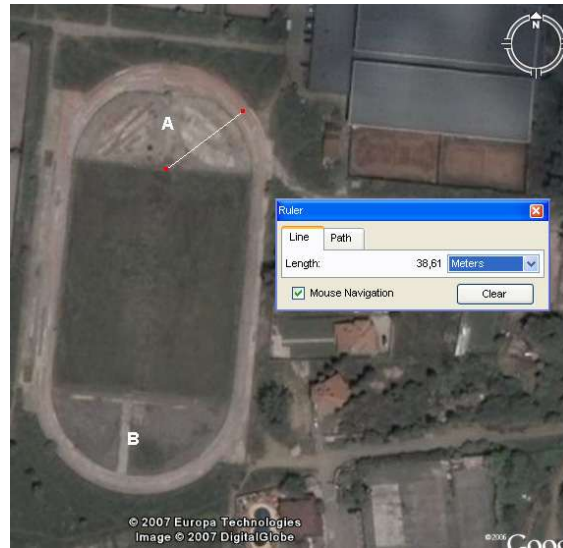


Fig. 4.72. Shape of the experimental trajectory

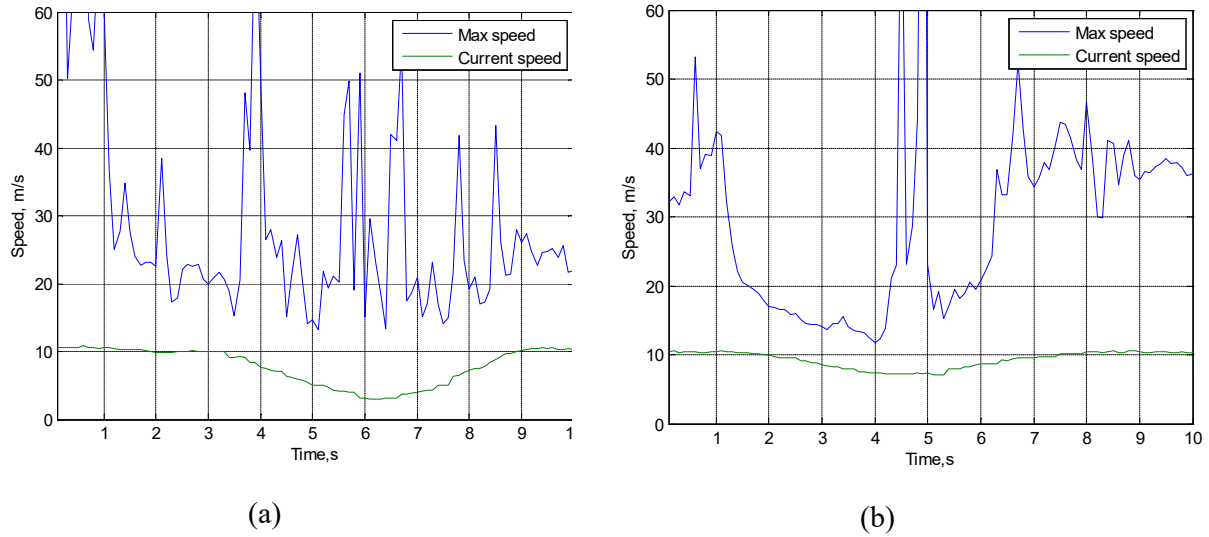


Fig. 4.74. Calculated safe driving speed

The results presented show that the vehicle speed is lower than the speed indicated on the safety curve. If the expected maximum curve speed is exceeded, the traction control system reduces the vehicle speed and maintains the vehicle's stability. The developed system is capable of determining the slopes and direction of the vehicle's actual motion compared to the desired motion and providing feedback to the system's main controller to prevent road accidents. It also performs real-time calculations of the critical speed, which is typically taken to be 70% of the maximum permissible speed as defined by equation (4.54), and is capable of issuing a warning signal for hazardous road sections and ensuring the necessary active safety whilst driving (Fig. 4.75). This margin is dictated by the fact that the tyre-road friction coefficient is not known in real time, and equation (4.54) uses its average values for different conditions (dry/wet road, etc.).

4.5. Inertial systems for assessing the impact of road transport on the environment

Vehicles are a major source of air pollution, which is not limited to gaseous emissions but also includes particulate matter and thermal emissions. Since September 2017, the New European Driving Cycle (NEDC) has been replaced by the Worldwide Harmonised Light Vehicle Test Procedure (WLTP) for all vehicles placed on the market from September 2018, which applies throughout the EU, as well as in China, Japan, India, Korea and other countries. The introduction of the WLTP is intended to provide more realistic data, as its conditions are closer to real-world driving, including a longer test distance (6.8 miles versus 14.4 miles), higher acceleration and higher average speed (21 mph versus 28.9 mph), and so on [146]. The NEDC and WLTP are two type-approval tests with the same objective: to measure the levels of CO₂ emissions and other pollutants (CO/HC/NO_x/particulate matter), as well as the vehicle's fuel consumption. The European Union's Real Driving Emissions (RDE) regulations require the use of a portable emission measurement system (PEMS) attached to the vehicle to measure pollutant emissions, but this is not very practical for long-term monitoring. Furthermore, PEMS requires relatively heavy and bulky equipment, the operation of which can be affected by environmental conditions such as temperature, altitude, vibrations, etc. during real-world driving [147]. Furthermore, PEMS are not as accurate as a full laboratory system, so they will not measure with the same level of repeatable accuracy as laboratory tests.

In the field of environmental research, and particularly in monitoring, inertial measurement units (IMUs) are often used in combination with air quality sensors to track the movement and source of these particles, especially when mounted on drones or mobile platforms. Inertial systems based on MEMS technology can be a valuable aid in combination with other sensors for assessing the environmental impact of vehicles, as they provide valuable information on the vehicle's linear and angular accelerations, as it has been demonstrated that these are directly dependent on the emission of fine particulate matter from tyres and the braking system. For a more detailed assessment of the impact, inertial sensors are combined with fine particulate matter sensors [151–153], electrochemical sensors for measuring pollutant gases such as carbon monoxide (CO), nitrogen oxides (NO_x), unburned hydrocarbons (CH_x) and others [154], infrared cameras for thermal monitoring installed on drones [155] or a combination of the above-mentioned sensors [156].

One such system for determining air pollution by fine particulate matter (PM) has been implemented in [A4], which links the emission of PM2.5 and PM10 to the vehicle's linear and angular accelerations. The recorded accelerations enable the simulation of a vehicle's actual motion on a test bench for analysing the emitted PM. The system is based on an ESP-C3 SoC connected to a 6-degree-of-freedom (DoF) BMI160 inertial measurement unit (IMU) manufactured by Bosch.

An experimental study was conducted by installing the proposed system on a Chery QQ petrol car, with the first particulate matter sensor (designated as the tyre sensor) mounted under the mudguard, and the second, designated as the reference sensor, mounted on the car roof (Fig. 4.77). The tyres tested were Hankook model 155/65R13 with specification 73H. The temperature during the test was 100 °C, and the test chamber was sealed to eliminate the influence of additional ventilation.

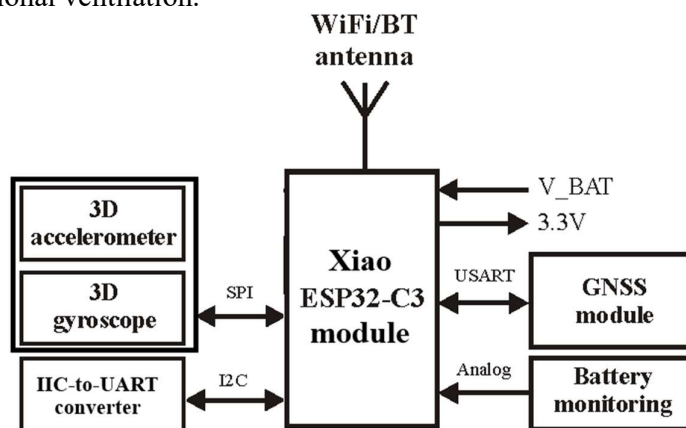


Fig. 4.76. Block diagram of a 6DoF INS measurement system

The accelerations recorded as a result of actual motion are transmitted to a dynamometer, which emulates the actual motion based on the relationship between acceleration, speed of motion and the rotational speed of the dynamometer shaft.

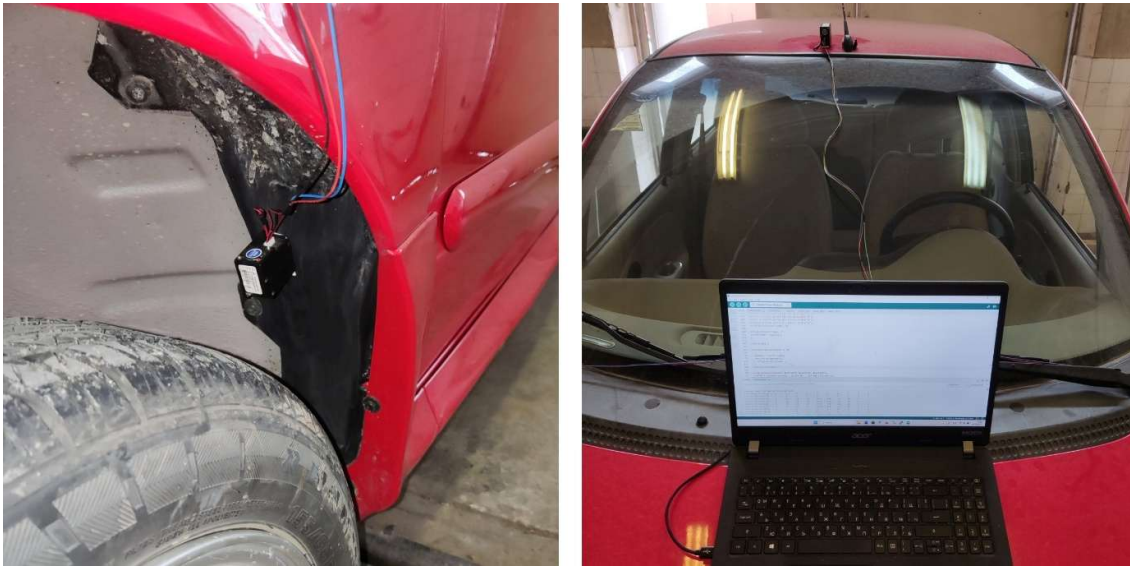


Fig. 4.77. Arrangement of the FPC sensors (measuring and reference on the roof)

The results show that vehicles can be a major source of fine particulate matter during acceleration and braking, particularly of smaller particles with a diameter of up to $2.5\ \mu\text{m}$. As fine particulate matter with a diameter of less than $2.5\ \mu\text{m}$ is linked to asthma and respiratory symptoms, PM emissions must be reduced or controlled. The problem is more pronounced in electric vehicles due to their greater weight, i.e. greater tyre wear. Consequently, future vehicle emissions control must be expanded to include fine particulate matter emissions.

Another system developed by the author to investigate the relationship between PM emissions and driving behaviour is discussed in the thesis. For motion analysis, the system is again based on the ESP-C3 SoC, but on a proprietary hardware platform, which allows the 6DoF IMU system to be supplemented with a 3D magnetometer (Fig. 4.78) to upgrade the system to 10DoF with a 24-bit barometer. In the developed system, the 6DoF IMU module, consisting of a 3D linear accelerometer and a 3D angular velocity accelerometer (gyroscope), is the ICM-42688-P, which is characterised by the lowest noise level (Table 1.8). This sensor is connected to the ESP32-C3 chip via an SPI interface due to the required high data transfer rate. The update rate can be in the range of 40–400 Hz. The IMU sensor used can be replaced with BMI270 (Bosch), LSM6DSR (ST Microelectronics) or WSEN-ISDS (Wurth Electronics) IMU sensors due to their compatible pinout design. Unlike the first system, where the actual movement of the vehicle was emulated based on recorded accelerations, experimental studies involving actual movement were conducted with this system. An experimental study was carried out by installing the proposed system on a ‘Škoda Fabia II 1.4 TDI’ passenger car. The car is a laboratory vehicle belonging to the Department of Organisation and Management of Road Transport at the Technical University of Sofia (Fig. 4.79), and the test route is shown in Fig. 4.80.

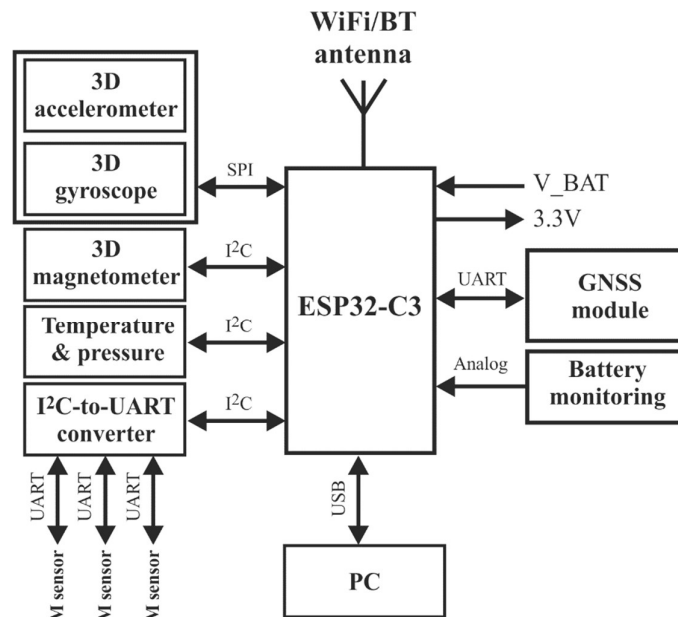


Fig. 4.78. Block diagram of a 9DoF system for measuring emitted PM based on motion accelerations

The system recorded all measurement data, but the analysis covers only the results for linear acceleration along the longitudinal (Y) and transverse (X) axes, as well as the angular velocity acceleration along the vertical (Z) axis of the vehicle, as these accelerations contribute to the processes of cornering, acceleration and braking (Fig. 4.81).

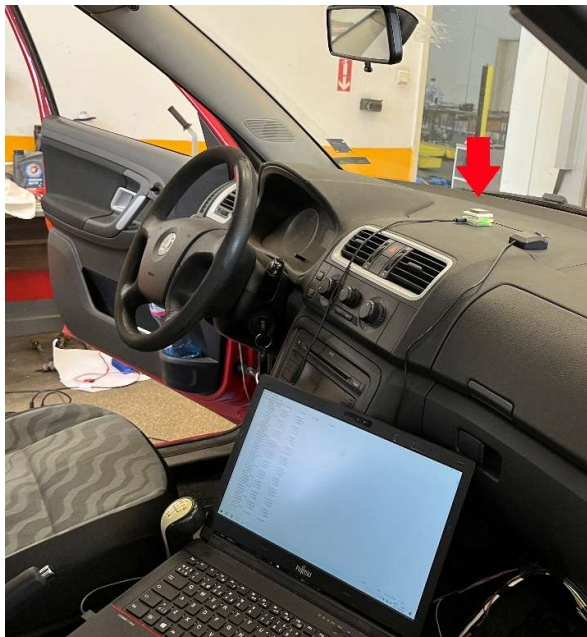


Fig. 4.79. System layout

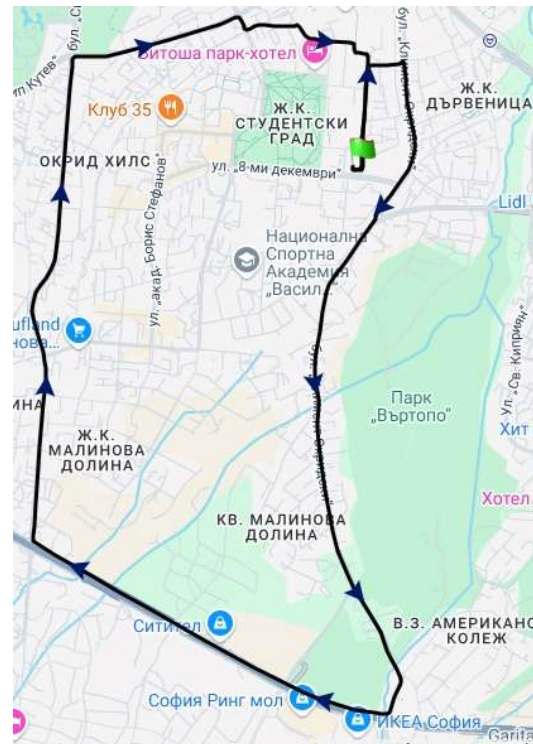


Fig. 4.80. Test route

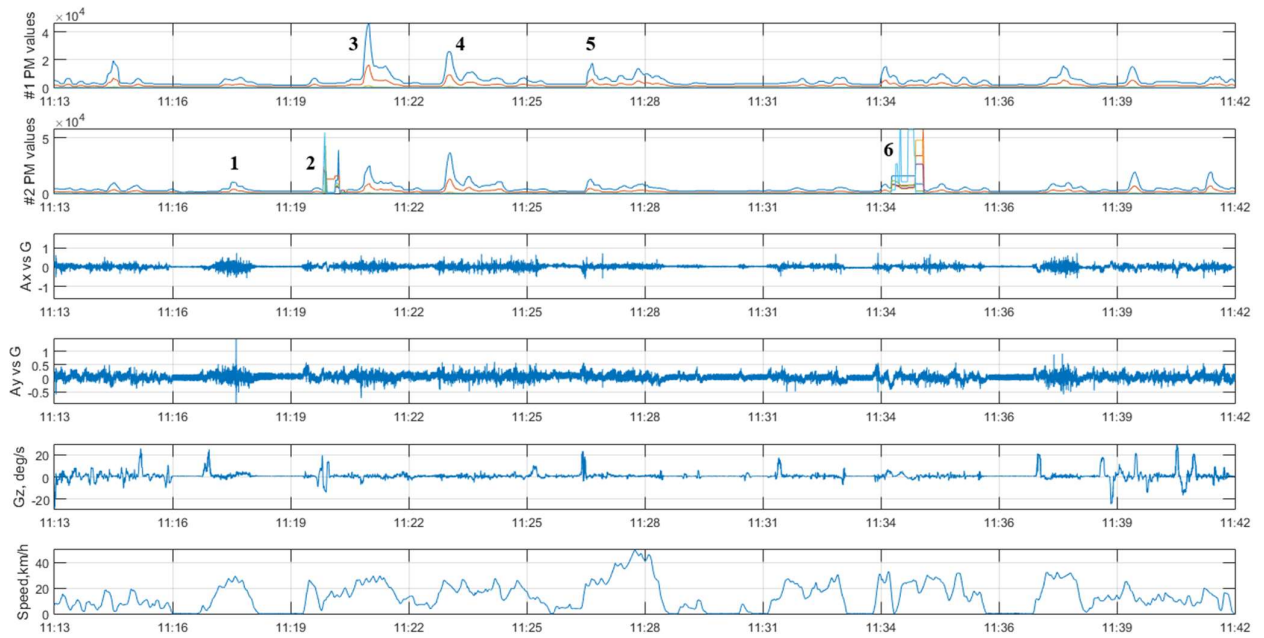


Fig. 4.81. Graph of linear and angular accelerations

The recorded data is imported into the MATLAB environment, where it is processed and synchronised to compare the linear accelerations and angular velocity accelerations, the vehicle's position, speed and PM values. The relationship between driving style and emitted particles is evident in the analysis of the data from points 1–5 in Figure 4.81. Point 1 reflects the acceleration and braking processes, which are clearly observable in the acceleration (A_y) and speed data. The level of emitted particles increases due to tyre and brake friction during these processes. Point 2 represents the turning process, which is visible from the gyroscope data (G_z). In this case, the number of particles increases significantly due to intense tyre friction. Points 3 and 4 represent sequences of rapid and slow acceleration processes, whilst point 5 shows the combination of vehicle acceleration and a turning manoeuvre. In all cases, an aggressive or sporty driving style leads to increased PM emissions.

5. Inertial systems for investigating vehicle dynamics and for diagnostics in the railway sector

5.1. Methods for measuring the railway track

Measuring and assessing track superelevation, its horizontal and vertical alignment, as well as bringing them into compliance with the required standards, are the main tasks of the authorities responsible for control, safety and track maintenance. Together with irregularities on the wheels of railway rolling stock, these defects lead to the excitation of vibrations in the train and the track, and induce high-frequency forces acting on the wheel–rail contact. If these forces are harmonic in nature with a frequency close to that of the rolling stock, they lead to cyclic deformations in the track some distance beyond the point of failure. Significant dynamic forces arise not only from sinusoidal irregularities but also from spatial combinations of the irregularities shown.

The assessment of a given section of the railway track is carried out by analysing the transfer function, which expresses the relationship between the geometric parameters of the track and the dynamic response of the rolling stock in the frequency domain. An example of its use to convert measured acceleration to a level of unevenness is shown in [169]. These functions are calibrated by comparing the spectrum of the measured accelerations with the spectrum of the measured unevenness at different speeds. European standards for road quality specify limits that are usually functions of the length of the unevenness. An example of such a standard is EN 13231-3 for the inspection of rails after grinding [170].

The transfer function of such a system is given by the expression:

$$W(\omega) = \frac{w_0^2}{w_0^2 - \omega^2}, \text{ where } \omega \text{ is the angular frequency.} \quad (5.8)$$

This expression gives us the relationship between the Fourier transform of the acceleration at the axle box $S_k(\omega)$ and the Fourier transform of the track irregularities $S_r(\omega)$. An approximate value of w_0 for a wheel with a mass of 506 kg and $k_H = 1,6 \cdot 10^9$ is

$$f_0 = \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^9}{506}} = 1778 \text{ Hz or } w_0 = 11165,84 \text{ rad/s.}$$

The transfer coefficient has a value of 0 dB over a very wide frequency range. The phase response is 0 [rad/s] over a very wide frequency range. This shows that if we find the spectral density of acceleration at the box node, we will

also obtain the spectral density of road irregularities $S_r(\omega) = \frac{S_k(\omega)}{W(\omega)}$ via the transfer function.

These spectral densities are identical over a wide frequency range. Similarly, from the obtained spectral density of acceleration and the transfer function, the variance of road irregularities can be obtained using the expression:

$$\sigma^2 = \int_0^\infty |W(\omega)|^2 S_k(\omega) d\omega. \quad (5.9)$$

5.2. Measurement system based on MEMS inertial sensors

To determine parameters characterising the dynamics of railway vehicles, and in particular the angle of rotation of the axles or bogies, a measurement system has been designed capable of measuring acceleration, angular velocity and the magnetic induction of the Earth's magnetic field along three axes. A GPS receiver is integrated into the system to determine the vehicle's location and speed. Inertial data is acquired at a frequency of 240 Hz; location data from the

GPS, acquired at a frequency of 1 Hz, is added to this, and both are recorded together on an SD card. At the same time, the data is transmitted via a GPRS channel to the system owner. The block diagram of the device and its installation location in this specific case are shown in Figure 5.4.

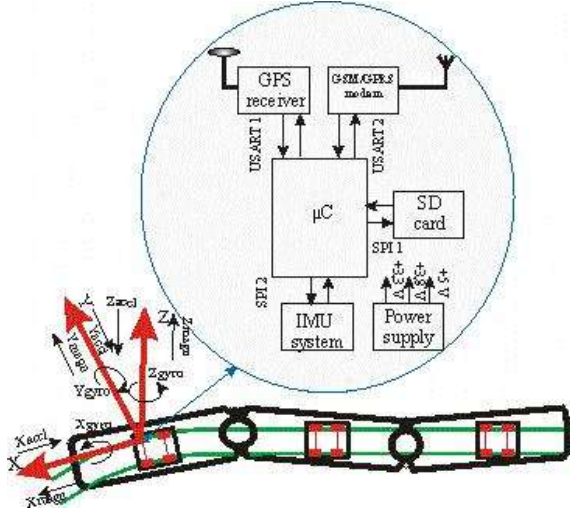


Fig. 5.4. Measurement system and its layout

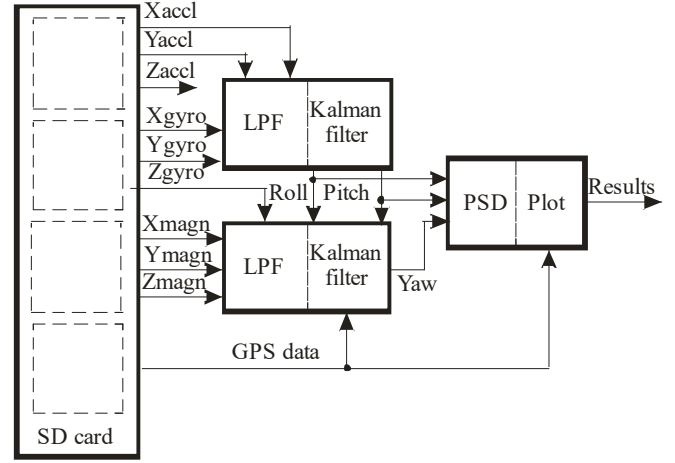


Fig. 5.5. Signal processing diagram

The desired angle of rotation of the bogie is determined after the data has been read and converted into the corresponding physical quantities, and the algorithm for their processing shown in Figure 5.5 has been applied.

The frequencies of interest in this particular study lie in the low-frequency spectrum; therefore, to eliminate uninformative high-frequency components, the data obtained from the gyroscope and magnetometer are filtered using a low-pass filter with a cutoff frequency of 20 Hz, and the data from the accelerometer with a cut-off frequency of 1 Hz. The fusion of data from the inertial sensors and GPS is performed by two Kalman filters (KF), each of which has two states. The prior estimate of the state is determined by the expression:

$$\hat{x}_k = A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1}, \quad (5.10)$$

where $\hat{x}_k$ is the state matrix, A is an $n \times n$ matrix that relates the state variables from the previous step $k-1$ to the state at step k , in the absence of both control input and noise in the process. The matrix B has dimensions $n \times 1$ and relates the control input u to the state x . A spectral analysis is performed on the signal obtained at the filter output using the periodogram method or wavelet analysis. The use of the wavelet transform is preferable due to its superior resolution in both the time and frequency domains. To verify the proposed method, an experiment was conducted with a tram that was unoccupied during the experiment. The route under investigation was traversed only once due to imposed restrictions.

The data were processed in the Matlab software environment. The corresponding critical frequency was determined based on data from the GPS receiver, the TM parameters and the track. After applying the algorithm from Figure 5.5, the angle of rotation of the TM bogie was obtained, as shown in Figure 5.8. The short-lived large values of the angle, which are observed at four points on the figure, are due to large impact forces of the wheels on the track, which have led to large values in the data from the inertial sensors. The results of the subsequent frequency analysis are presented in Figures 5.9.

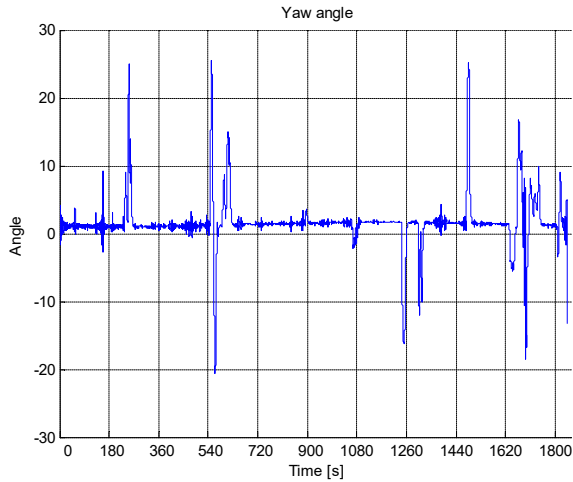


Fig. 5.8. Bogie rotation angle

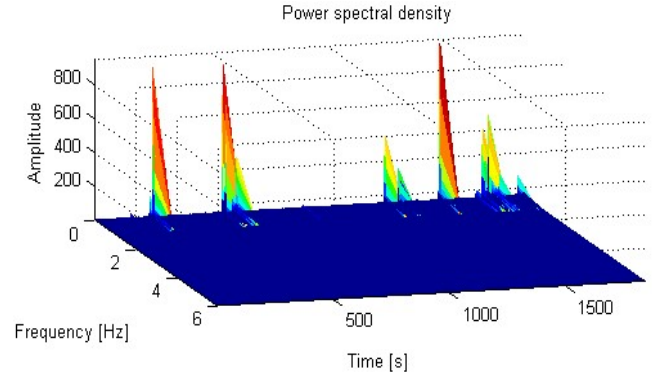


Fig. 5.9. PSD of the rotation angle (periodogram)

5.3. Algorithm for processing data from inertial sensors

Once the desired number of passes in a specific direction has been reached, the data recorded on the SD card is read and processed to obtain the information of interest. The overall process of detecting fault locations is shown in the block diagram in Figure 5.11.

Existing track inspection systems and their corresponding standards use the root mean square (RMS) and peak-to-peak (P2P) values of the measured signal to detect deviations from the prescribed standards. The threshold values for vertical and lateral accelerations in the vehicle body are defined by the various railway administrations for their use and, in general, differ from one another. [164] provides the current standard values and the recommended new values for American railway lines. It is evident from the excerpts from the standards that no standard is provided for the vertical acceleration of the axle box assembly, from which a threshold value against which assessments can be made cannot be unambiguously determined. Such a value must be determined.

The experiment with the Siemens electric multiple unit was conducted on the Sofia–Bankya route. Over the course of a single day, the multiple unit travelled along the route several times, which was sufficient to obtain the necessary data. The two devices were mounted on the axle boxes of one of the axles on the front bogie. The orientation of the accelerometer on one of the measuring devices relative to the railcar is shown in Figure 5.12.

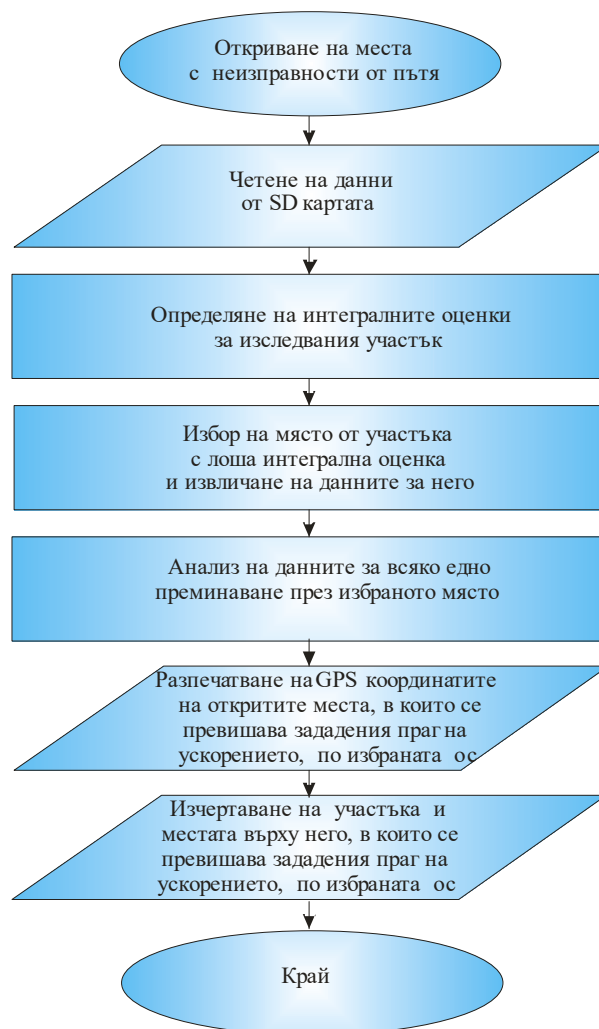


Fig. 5.12. Measuring device mounted on a axle box

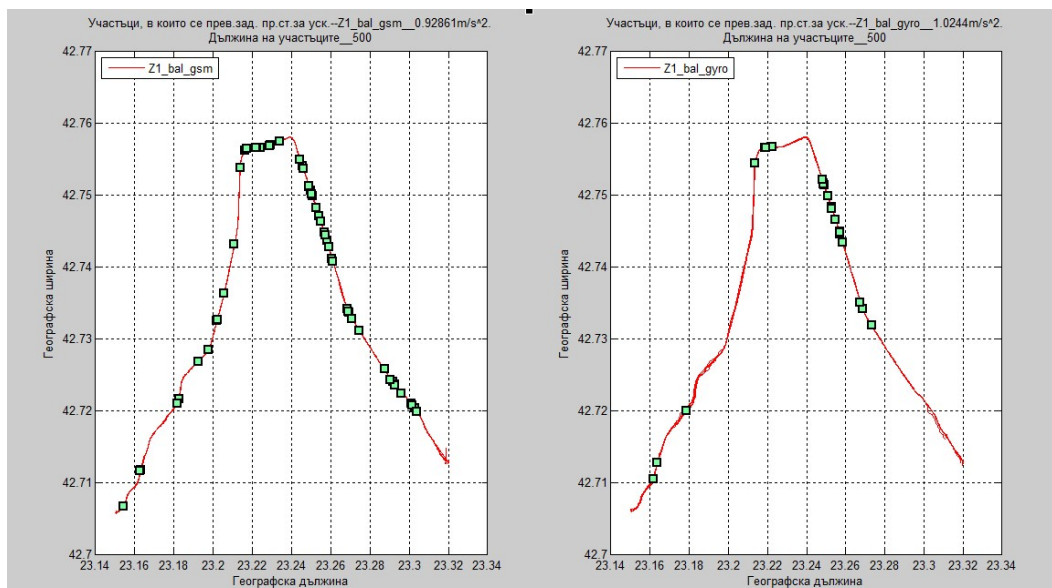


Fig. 5.15. Comparison of the sections in which the set threshold is exceeded, obtained using measuring devices 1 and 2

Figure 5.15 shows the results of processing all the data from both devices, without separating the passes in the respective direction. Sections that are repeated in both devices can be observed. For a more accurate assessment, it is necessary to separate the individual passages from the overall data and perform an integrated assessment on them. Of the sections identified where the acceleration threshold was exceeded, the one in the immediate vicinity of the Ivaniene stop was selected for detailed analysis, due to its proximity to the road and easier access to it. A total of six passages were recorded through this section, but the three passages in the direction from Bankya to Sofia were selected for analysis. The analysis of the data in the frequency domain was performed using the periodogram method and the Wavelet packages. The result obtained from the periodograms is shown in Figure 5.26.

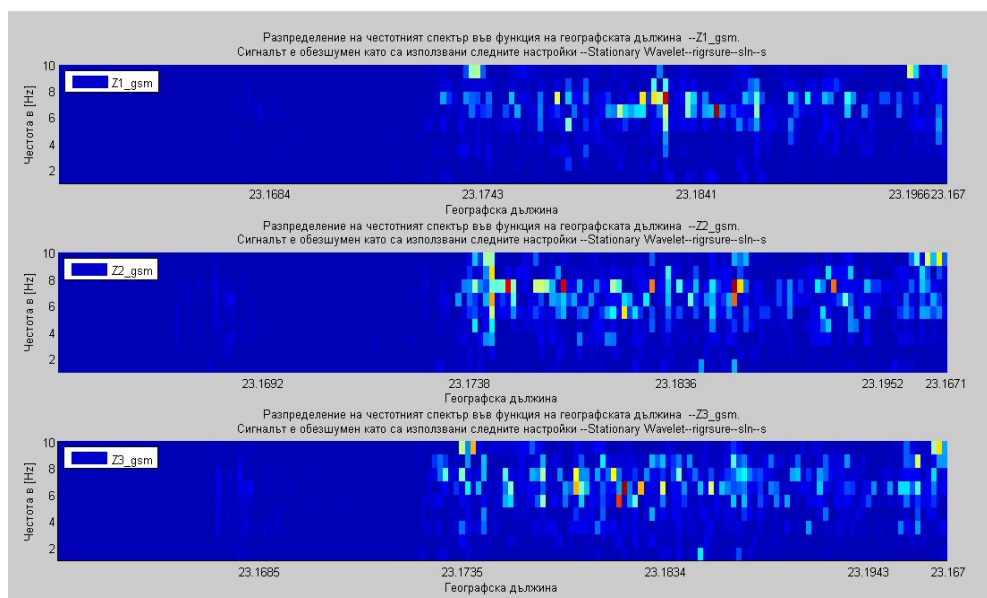


Fig. 5.26. Acceleration spectrograms for the studied section

The studies conducted show that the systems developed on the basis of MEMS inertial sensors can be used as systems for real-time analysis of motion dynamics, both for detecting compromised sections of the railway track, and for monitoring permissible accelerations during rolling stock movement to ensure the necessary passenger comfort in accordance with EU standards.

5.4. Measurement and analysis of the condition of urban rail lines based on traffic dynamics

The safe and comfortable operation of trams in urban transport is determined by the condition of the track and their dynamic interaction with it. During its use, deviations from its original design position increase. The defects that occur in its geometry can be periodic, aperiodic or random. Together with irregularities on the tram wheels, these defects lead to the excitation of vibrations in the tram and the track, and induce high-frequency forces acting on the wheel–rail contact. Measurement of the current condition of the track can be carried out using track inspection vehicles of the type discussed in [187], by means of which the track geometry can be periodically assessed directly from the measurements taken. However, these measurements require an expensive railcar to carry out track measurements on a 1009 mm gauge track, which is of relatively short length. Therefore, the assessment of the track condition is determined by manual measurements of the track geometry. This track assessment has a very weak correlation between the quantitative estimates obtained and the forces exerted by the track on the tram, whilst ride comfort is determined by the dynamic forces acting on the passenger. This is the reason for developing measurement systems to measure the dynamic responses of the tram resulting from its interaction with the track.

5.4.2. Inertial measurement and analysis systems

The measuring device is a standalone module powered by the tram's electrical system. Its internal architecture is discussed in [186], and the main elements of the system are shown in Figure 5.32.

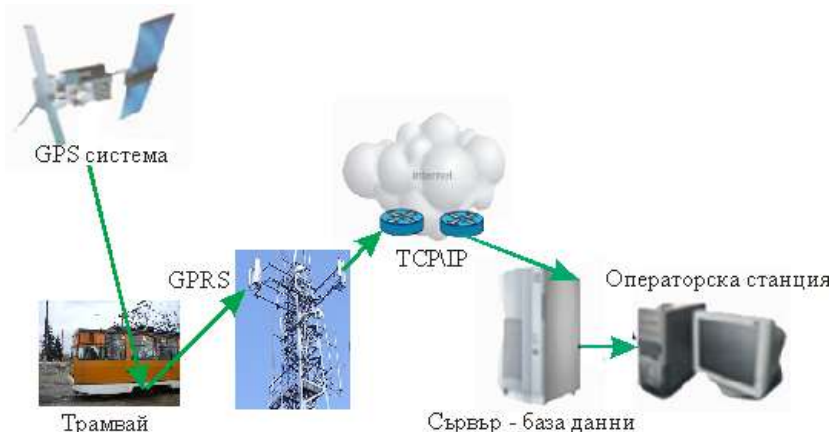


Fig. 5.32. Structure of the measurement system

The device is mounted on the tram's axle assembly, with measures taken to ensure that the contact between them is stable and that there are no intermediate elements that would alter the form of the transfer function. Only in this way are the accelerations caused by the tram's dynamics, rather than by the device's movement relative to the axle assembly. Data is transmitted via the built-in GSM modem, over a GPRS channel and the Internet, to the server

serving the system user. This allows real-time information to be obtained on the vehicle's location, speed, and accelerations along the relevant axes that exceed pre-set threshold values.

5.4.3. Algorithm for processing the received data

The algorithm used to process the data is shown in Figure 5.33. The relationship between the magnitude of the acceleration measured by the accelerometer and the frequency at which it moves is determined by the expression [188]:

$$\frac{d^2}{dt^2}x(t) \leftrightarrow (j2\pi f)^2 X(f), \quad (5.12)$$

where $x(t)$ is the displacement of the accelerometer in the time domain, and $X(f)$ is the image of $x(t)$, obtained by the Fourier transform.

The results show that high-frequency accelerations result from very small changes in speed and minor displacements, whilst low-frequency signals correspond to large changes in speed and displacement. Vertical displacement during tram movement may be caused by non-linear elements in the suspension. Measurement data show that high-frequency vibrations occur when passing over rail joints. These components in the accelerometer signal, resulting from 'floating' rail joints and non-linear impacts, are less significant than the resonance phenomena during vehicle motion. To investigate the obtained data for the presence of resonance phenomena and the predominant frequency components therein, spectrograms are used, obtained by applying the windowed Fourier transform, wavelet packages and parametric spectral analysis.

Significant displacements are observed in the 0–10 Hz range, so the obtained signal is filtered using a low-pass filter. This is implemented using the `Low_fft_filter_f` function. To obtain the magnitude of the displacement and the speed of the box joint from the resulting acceleration, digital integration is performed [189]. During integration, it is essential to remove the constant component and drift in the signal from the accelerometer [190]. For this purpose, a second-order high-pass recursive filter, implemented using the `Hi_pass_modif_f` function, was used. The measured signal is typically dominated by high-frequency noise due to the vibration structure. Using methods from the wavelet transform [191], the predominant noise components in the signal are removed.

Vertical displacement during tram movement may be caused by non-linear elements in the suspension. Measurement data indicate that high-frequency vibrations occur when passing over rail joints. These components in the accelerometer signal, arising from 'floating' rail joints and non-linear impacts, are less significant than the resonance phenomena during vehicle motion, but they have dominant amplitudes when determining the peak and root-mean-square values of the signal. To investigate the obtained data for the presence of resonance phenomena and the dominant frequency components therein, spectrograms are used, obtained by applying windowed Fourier transform, wavelet packages and parametric spectral analysis. In the algorithm, these are implemented by the functions `Fft_spgrama_f`, `WP_spgrama_f` and `ACF_fft_draw_f`, respectively.

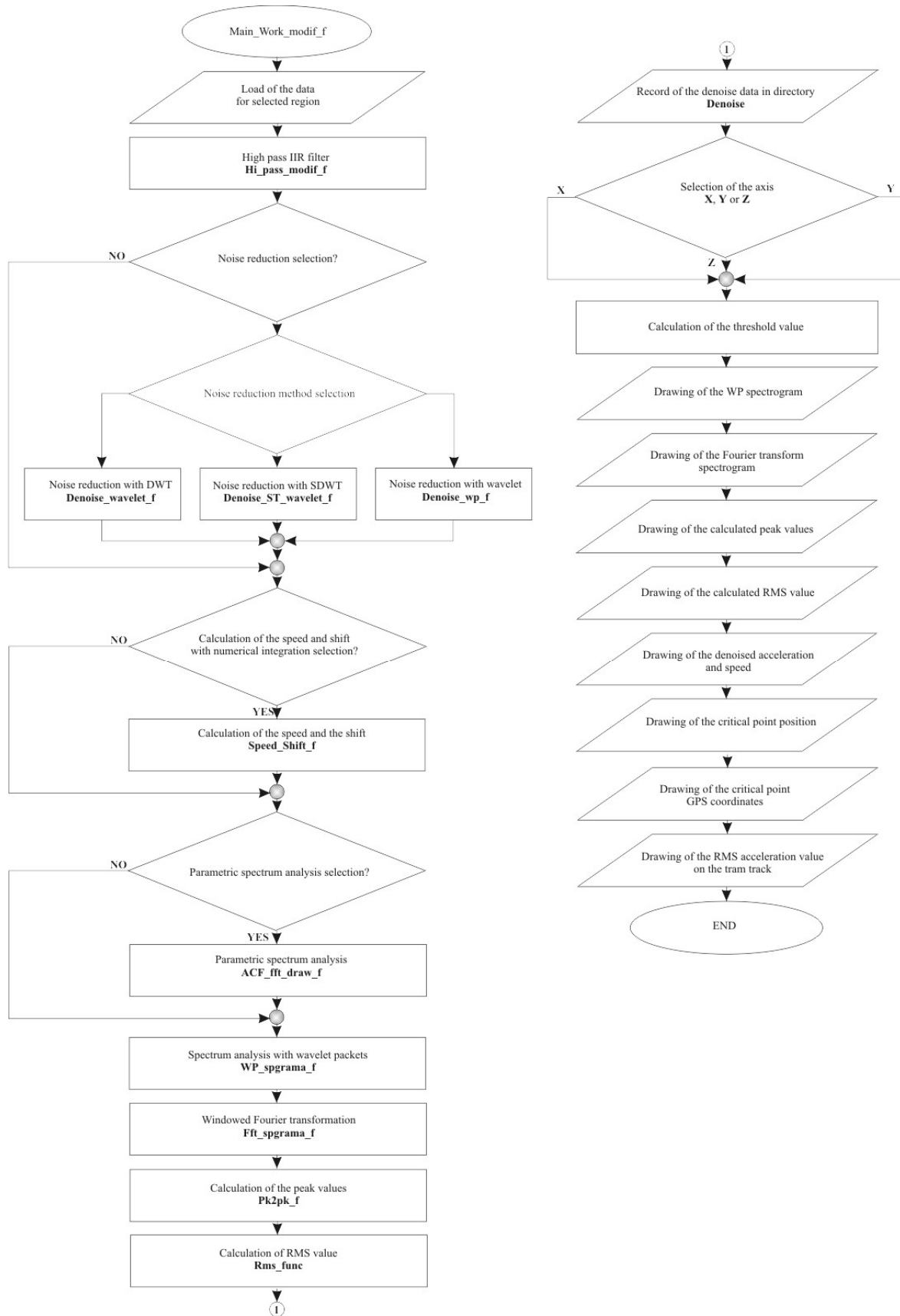


Fig. 5.33. Data processing algorithm

The proposed algorithm was tested on a 6-axle T6M 400 tram. The distribution of locations along the section where the calculated threshold for the given measurement is exceeded is shown in Figure 5.35.

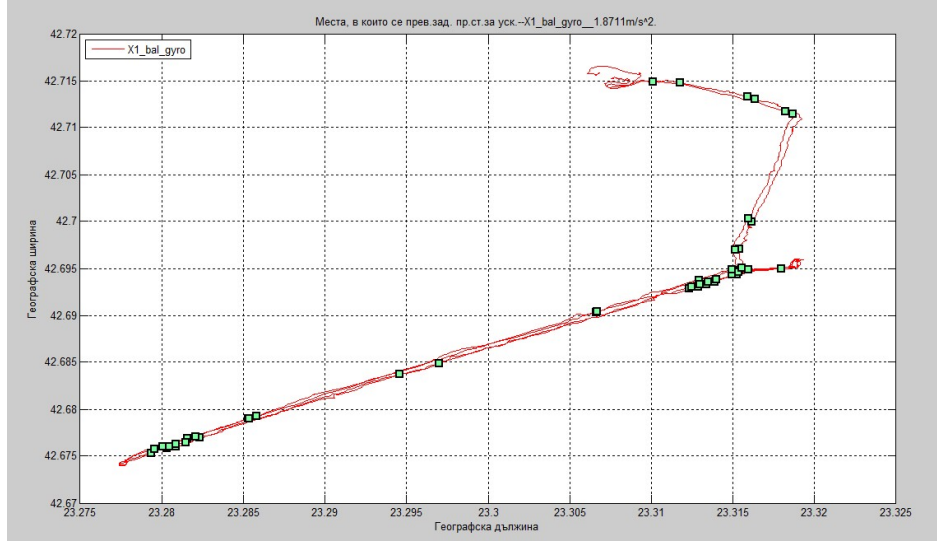


Fig. 5.35. Integral assessment of accelerations along the route

5.5. Investigation and assessment of vibrations in a tram

Rail transport offers a more comfortable journey compared to other modes of transport. Many factors influence journey comfort, such as temperature, noise, seat comfort and others, but vibrations have the greatest influence. Their main parameters are amplitude and frequency, and they depend on the vehicle's design, its technical condition, the state of the road network, the driver's skill, and so on.

The aim of the study is to determine the level of vibrations on the floor of a tram carriage and to assess the comfort of standing passengers. To measure vibrations along the three axes, a measurement system has been implemented, consisting of an EK3LV02DL development kit from STMicroelectronics [197] and a personal computer. The system utilises a LIS3LV02D accelerometer based on MEMS technology. Its sensitivity is 1 mg. The EK3LV02DL development system is mounted on the floor in the centre above the drive axle of the tramcar, and its axes are oriented in accordance with ISO 2631-1:1997 for a standing passenger (Figure 5.41). The data obtained for the accelerations along the respective axes are processed using the algorithm shown in Figure 5.42.

The main parameter used to assess ride comfort is the effective value of the weighted acceleration. Its value is determined for each axle separately using the expression:

$$a_{wj} rms = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (a_{wj}(n))^2},$$

where N is the number of readings, j the acceleration along the respective axis

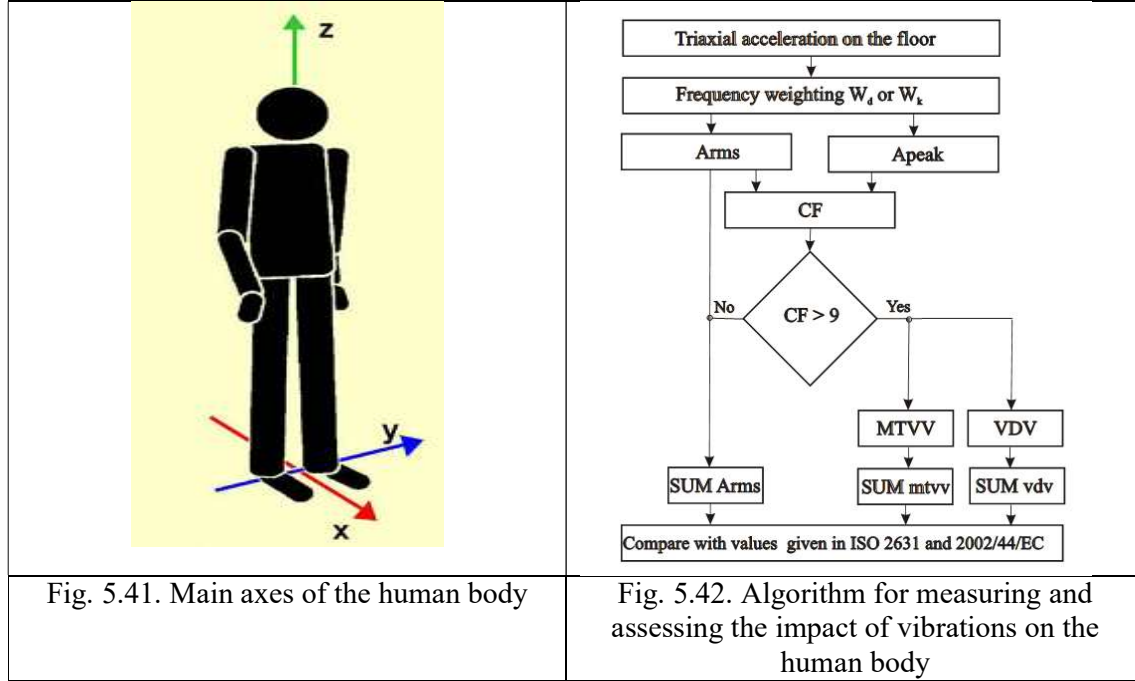
In cases where there are sudden impacts, the crest factor is used (crest factor), to assess whether additional characteristics should be used to evaluate comfort:

$$CF = \frac{\max(a_w)}{a_{wj} rms} \quad (5.14)$$

To take into account instantaneous vibrations and shocks, short-time integration is used. In standard [192] it is recommended that this be 1 sand is determined by the expression:

$$MTVV_j = \max \left(\sqrt{\frac{1}{fs} \sum_{n=n_0}^{n_0+fs} (a_{wj}(n))^2} \right) \quad (5.15)$$

where fs is the sampling frequency of the signal, $n_0=0,1,2,\dots,N-fs-1$.



The second characteristic is the vibration dose value VDV(vibration dosevalue). This characteristic is more sensitive to peak values in the signal than MTVV. The unit of measurement is $m/s^{1.75}$. It is defined by the expression:

$$VTV_j = \sqrt[4]{\frac{1}{fs} \sum_{n=0}^N (a_{wj}(n))^4} \quad (5.16)$$

Additional characteristics are taken into account in the final assessment of the impact of vibrations on humans when the following conditions are met:

$$\frac{MTVV_j}{a_{wj}rms} = 1.5 \quad (5.17) \quad \text{and} \quad \frac{VDV_j}{a_{wj}rms T^{1/4}} = 1.75 \quad (5.18)$$

The effective values obtained for the individual axes are combined to obtain the overall effective value using the expression:

$$a_v = \sqrt{(k_x^2 a_{wx}rms)^2 + (k_y^2 a_{wy}rms)^2 + (k_z^2 a_{wz}rms)^2} \quad (5.19)$$

where k_x, k_y, k_z are coefficients whose values depend on the position of the person and the direction of the vibration. For the case where the person is in an upright position, their values are 1. To assess travel comfort, the obtained values are used and compared with the reference values specified in the standard.

To assess the impact of vibrations on the human body, experimental studies were conducted, with data obtained from two tram journeys along the same route. The duration of the two

recordings was chosen to be sufficiently long to be statistically representative and to ensure that the measured vibrations are typical of the assessed dose, and is 25 minutes. The algorithm shown in Figure 5.42, implemented in MATLAB, was used to process the data.

The weighted value of the acceleration along the Z-axis during the second revolution, the corresponding maximum value of the instantaneous vibrations (MTVV) and the value of the vibration dose (VDV) are shown in Figure 5.44.

The values obtained for the peak coefficient are greater than 9 along all three axes (Figure 5.46). Furthermore, the conditions $\frac{MTVV_j}{a_{wj}rms} > 1.5$ and $\frac{VDV_j}{a_{wj}rmsT^{1/4}} > 1.75$ are satisfied. This necessitates the determination of additional characteristics for the assessment of comfort.

The results obtained for the effective values of the weighted acceleration, the maximum values of the instantaneous vibrations and the values of the vibration doses along each axis and their total values are shown in Figure 5.47. The values obtained do not exceed the maximum permissible values, which provides grounds for assessing the comfort as ‘uncomfortable’ and the vibration values as posing no risk to passenger health.

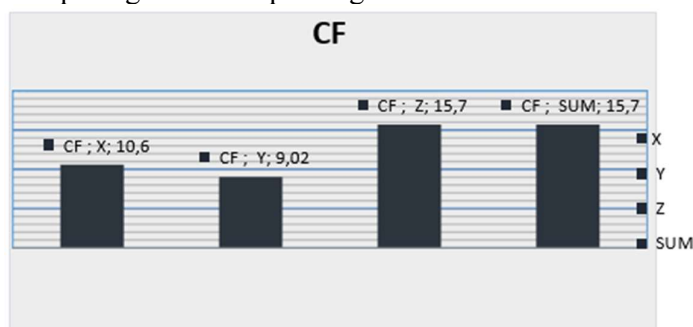


Fig. 5.46. Calculated values for Crest factor

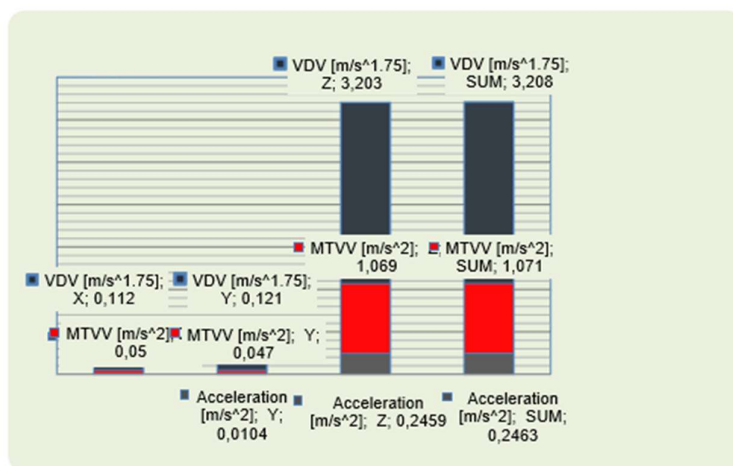


Fig. 5.47. Determined values for $A_{wj}rms$, MTVV and VDV

Based on ISO 2631-1:1997 and European Directive 2002/44/EC, a method has been developed for assessing the comfort of a standing passenger during travel. Various characteristics used in the assessment of travel comfort are presented, and the use of these same characteristics to assess the risk of adverse effects of vibrations on human health is examined. This method can also be used when processing data from passenger seat vibration measurements. The results obtained show that the vibrations on the floor of a tram carriage are not uncomfortable for a standing passenger and do not pose a risk to their health.

List of publications related to the thesis

- A1. Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Dynamic compensation of the gyroscope bias offset, 48th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST'2013, 26–29 June 2013, Ohrid, Macedonia, pp. 117–120
- A2. Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Dynamic Compensation of the Gyro Bias by E-compass, 49th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, *ICEST 2014*, Niš, Serbia, 25–27 June 2014, pp. 271–273
- A3. Iontchev, E., R. Miletiev, V. Bashev, R. Yordanov, Analysis of the noise parameters of quad structure of MEMS linear accelerometers, In Proc. of the 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2016), Ohrid, Macedonia, 28–30 June 2016, pp. 427–429, ISBN-10 9989-786-78-X, ISBN-13 978-9989-786-78-5
- A4. Miletiev, R., E. Iontchev, V. Bashev, R. Yordanov, Analysis of the noise parameters of the quad structure of MEMS angular rate sensors, In Proceedings of the 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2016), Ohrid, Macedonia, 28–30 June 2016, pp. 431–433, ISBN-10 9989-786-78-X, ISBN-13 978-9989-786-78-5
- A5. Lachezar Hristov, Emil Yonchev, Rosen Miletiev - A MODEL OF ERRORS IN THE ADIS 16405 SENSOR, *Mechanics, Transport, Communications*, vol. 16, no. 3/2, 2018, ISSN 1312-3823, article no. 1738
- A6. [Scopus] Rosen Miletiev, Peter Z. Petkov and Rumen Yordanov - A Study of a GNSS/IMU System for Object Localisation and Spatial Position Estimation, *Sensors* 2025, 25, 6968, <https://doi.org/10.3390/s25226968>
- A7. [Scopus] Rosen Miletiev, Radostin Kenov, Ivaylo Simeonov, Rumen Yordanov - Improvement of the noise characteristics of the MEMS inertial systems based on the quad sensor structure and signal processing, 39th Conference "Application of Mathematics in Engineering and Economics" (AMEE'13), 8–13 June 2013, *AIP Conf. Proc.* 1570, 80–86 (2013), <https://doi.org/10.1063/1.4854745>
- A8. [Scopus] Emil Iontchev, Radostin Kenov, Rossen Miletiev, Ivaylo Simeonov - Hardware implementation of quad microelectromechanical sensor structure for inertial systems, Proceedings of the 2014 37th International Spring Seminar on Electronics Technology, 7–11 May 2014, Dresden, Germany, DOI: 10.1109/ISSE.2014.6887636
- A9. Rumen Yordanov, Rossen Miletiev, Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov – Study of asynchronous mode of quad sensor structure, *ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS*, 2014, ISSN 1314-0078, vol. 8, pp. 174–176, 2014, Bulgaria
- A10. Rossen Miletiev, Emil Iontchev, Emil Mihaylov, Rumen Yordanov – Measurement of the natural frequency of a tram bogie frame using a four-sensor inertial system, XXIV National Symposium 'Metrology and Metrological Assurance 2014', 7–11 September 2014, Sozopol, pp. 228–232
- A11. Lachezar Hristov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev and Petar Kapanakov, Wavelet algorithm for denoising MEMS sensor data, ICEST'2019, Ohrid, North Macedonia, 27–29 June 2019, pp. 369–372
- A12. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Lachezar Hristov – Complementary filter for sensor data fusion, *Mechanics, Transport, Communications*, vol. 18, no. 3/2, 2020, ISSN 1312-3823, article no. 2051
- A13. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Petar Kapanakov, Lachezar Hristov – Sensor data fusion for determining object position, ICEST'2019, Ohrid, North Macedonia, 27–29 June 2019, pp. 364–368
- A14. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Lachezar Hristov - Complementary filter for sensor data fusion, *Mechanics, Transport, Communications*, vol. 17, no. 3, 2019, ISSN 1312-3823, article no. 1886
- A15. [Scopus] Emil Iontchev; Rosen Miletiev; Rumen Iordanov – Landslide monitoring based on inertial measurement units and Zigbee network, 29th International Conference on Systems, Signals, and Image Processing (IWSSIP), 1–3 June 2022, Sofia, Bulgaria, DOI: 10.1109/IWSSIP55020.2022.9854454

- A16. Emil Yonchev, Rosen Miletiev, Todor Todorov, Lachezar Hristov Emil Mihaylov – Determining the orientation of an object using an inertial module and a Kalman filter, *Mechanics, Transport, Communications*, vol. 20, no. 3/2, 2022, ISSN 1312-3823, article 2290
- A17. Emil Yonchev, Rosen Miletiev, Todor Todorov, Rashko Vladimirov, Lachezar Hristov – Determination of an object's orientation using a differential phase method, *Mechanics, Transport, Communications*, vol. 21, no. 3/3, 2023, ISSN 1312-3823, article 2438
- A18. [Scopus] Iontchev E. Miletiev R. – The Object Spatial Orientation Calculation based on 3D Inertial Module and Kalman filter *Proceedings of the 58th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST) Niš, Serbia, 29 June–1 July 2023*, 10.1109/ICEST58410.2023.10187393
- A19. Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov, Rosen Miletiev - Analysis of the inertial MEMS sensor parameters for navigation applications, *Proceedings of the XLVI International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST 2011, Niš, Serbia, 29 June – 1 July 2011*
- A20. Rosen Miletiev, Vladimir Bashev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Analysis of the dynamic response of the car suspension based on inertial MEMS sensors, *6th WSEAS International Conference on Sensors and Signals, Limassol, Cyprus, 21–23 March 2013*, pp. 196–199
- A21. Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Vladimir Bashev, Ivaylo Simeonov – Study of the dynamic response and status of vehicle suspension elements, *International Journal of New Computer Architectures and their Applications (IJNCAA)* 2013, 3(1): 45–51, ISSN 2220-9085
- A22. Rosen Miletiev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev, Rumen Yordanov - Time and frequency analysis of vehicle suspension dynamics, *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Issue 5, Volume 7, 2013, pp.287–294
- A23. Rumen Yordanov, Rosen Miletiev, Ivaylo Simeonov, Emil Iontchev - Spectrum analysis of the suspension dynamics measured by MEMS inertial system, *International Journal of New Computer Architectures and their Applications (IJNCAA)*, Vol. 3, Issue 4, 2013, pp. 94–99
- A24. Nikolay Pavlov, Evgeni Sokolov, Emil Iontchev, Rossen Miletiev, Mihail Peychev - Transmission of lateral vibrations to children during car travel and possibilities for their reduction, *MATEC Web of Conferences* 287, 03007, *Power Transmissions 2019*, <https://doi.org/10.1051/mateconf/201928703007>
- A25. [Scopus] R. Miletiev, R. Yordanov and I. Damyanov - Design of a data acquisition system for vehicle PM pollution analysis in relation to driving scenarios, *Proc. XXXIV International Scientific Conference Electronics - ET2025*, 16–18 September 2025, Sozopol, Bulgaria
- A26. [Scopus] Iliyan Damyanov, Georgi Mladenov, Durhan Saliev, Rosen Miletiev, Kalin Dimitrov, Vladimir Hristov - Infrared Thermal Monitoring of Intersection Elements of Urban Road Infrastructure and Road Traffic Via Drone, *Civil Engineering Journal (Iran)*, Vol. 11, No. 05, May, 2025, ISSN: 2676-6957, <http://dx.doi.org/10.28991/CEJ-2025-011-05-02>
- A27. [Scopus] Rosen Miletiev, Peter Z. Petkov, Rumen Yordanov and Tihomir Brusev – Study of Global Navigation Satellite System Receivers' Accuracy for Unmanned Vehicles, *Sensors* 2024, 24, 5909. <https://doi.org/10.3390/s24185909>
- A28. [Scopus] I. Damyanov, G.D. Mladenov, D.N. Saliev, R. Miletiev – Assessing the limitations of motorisation rate as a proxy for local climate-related variables: Evidence from Bulgaria and Sofia, *Transportation Research Interdisciplinary Perspectives*, 2026, 37, 101949
- A29. [Scopus] Iliyan Damyanov, Durhan Saliev, Evgeni Dimitrov, Georgi Mladenov, Milena Savova-Mratsenkova, Hristo Konakchiev, Vladimir Hristov, Iliyana Naydenova, Kalin Dimitrov, Rosen Miletiev, Lyubomir Laskov, Tsvetan Valkovski, Ivaylo Nachev, Dimitar Asenov - Multi-Sensor Experimental Investigation of Thermal Runaway and Emissions in a High-Mileage Petrol Engine Operating at Idle Without Forced Cooling, *Energies* 2026, 19, 1137, <https://doi.org/10.3390/en19051137>
- A30. [Scopus] Iliyan Damyanov, Durhan Saliev, Evgeni Dimitrov, Georgi Mladenov, Milena Savova-Mratsenkova, Hristo Konakchiev, Vladimir Hristov, Iliyana Naydenova, Kalin Dimitrov, Rosen Miletiev, Lyubomir Laskov, Tsvetan Valkovski, Ivaylo Nachev, Dimitar Asenov - Multi-Sensor Experimental Investigation of Thermal Runaway and Emissions in a High-Mileage -Petrol Engine Operating at Idle Without Forced Cooling, *Energies* 2026, 19, 1137, <https://doi.org/10.3390/en19051137>

- A31. Ionchev E, Miletiev R. Arnaudov R. - Algorithm for signal processing from an accelerometer measuring dynamics of interaction vehicle-railway track, Machines, technologies, materials, International virtual journal, ISSN 1313-0226, ISSUE 8-9/ 2010, pp. 25-28
- A32. Emil Iontchev, Ivaylo Simeonov, Rosen Miletiev – GPS/GSM/INS system for urban railway monitoring based on MEMS inertial sensors,^{22nd} Micromechanics and Micro systems Europe Workshop MME'2011, 19–22 June 2011, Tønsberg, Norway, MME2011 Electronic Proceedings, ISBN 978-82-7860-224-9
- A33. Yonchev E. M., Miletiev R. M., Simeonov I. V. – Method for detecting faults on railway tracks, Scientific Bulletin of the Scientific and Technical Union of Mechanical Engineering, ISSN 1310-3946, Vol. XIX, No. 5(125), 2011, pp. 22–26
- A34. Iontchev, E., R. Miletiev, V. Bashev, I. Mryankov, Analysis and evaluation of tram vibrations on the human body, In Proc. of the 50th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2015), Sofia, Bulgaria, 24–26 June 2015, pp. 349–352, ISBN 978-619-167-182-3.
- A35. Miletiev, R., R. Yordanov, V. Bashev, E. Iontchev, Time and frequency analysis of bogie-railway dynamics, In Proc. of the 50th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2015), Sofia, Bulgaria, 24–26 June 2015, pp. 357–360, ISBN 978-619-167-182-3.
- A36. Rumen Yordanov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Valeri Mladenov – GPS/GPRS/INS system for real-time monitoring of the urban railway, International Journal of Transportation Systems, Volume 1, 2016, ISSN: 2534-8876, pp. 48–52
- A37. Emil Mihaylov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Boris Petkov – Assessing the impact of lateral swinging of the tram on its electrical current collector, XIX Scientific – Expert Conference on Railways RAILCON'2020, Niš, Serbia, pp.33–36
- A38. Emil Mihaylov, Emil Iontchev, Rosen Miletiev, Metodi Atanasov, Rashko Vladimirov – Comparative analysis of the effect of lateral swinging of the tram body on different types of electrical current collectors, XI International Conference “Heavy Machinery – HM 2023”, Vrnjacka Banja, 21–24 June 2023, pp. 95–100

List of projects related to the doctoral thesis

1. NIS TU – Sofia – Contract No. 918NI-7/2007 – “Mobile System for Measuring and Evaluating the Dynamic Parameters of Electromechanical Systems”, Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Rumen Arnaudov
2. Scientific Research Fund – Contract No. DTK02/2-2009 - Development and investigation of an automated information and communication system based on inertial micromechanical sensors for real-time monitoring and control of dynamic objects, Project Leader: Assoc. Prof. Dr. Eng. Rosen Miletiev
3. NIS TU – Sofia – Contract No. 141PR0008-03 / 2014 – “Experimental and simulation study of a four-sensor structure comprising MEMS inertial SENSORS”, Project Leader: Senior Assistant Prof. Dr. Eng. Rumen Yordanov
4. Electrotransport AD – Contract No. 2852-7/2014 – Measurement of linear accelerations along three axes using a system based on MEMS inertial sensors mounted on a trolley frame, Project Leader: Assoc. Prof. Dr. Eng. Rosen Miletiev
5. NIS TU – Sofia – Contract No. BG-RRP-2.004-0005/2024 “Improving the research capacity and quality of TU – Sofia to enhance its international recognition and sustainability”, Project Leader: Assoc. Prof. Dr. Eng. Petar Petkov

Contributions in the doctoral thesis

The scientific contributions relate to the creation of new methods (approaches), whilst the applied scientific contributions relate to the development of algorithms, methodologies, hardware and software for inertial systems based on the developed methods, as follows:

Chapter 1

Scientific contributions

1. Methods are proposed for compensating for the zero-offset of inertial sensors by using additional sensors, such as magnetometers (Fig. 1.41), as well as an algorithm for determining the zero-offset error (Fig. 1.42), or by estimating the total acceleration of the object (Fig. 1.47); a comparative analysis shows that the proposed methods for dynamic compensation allow a reduction in deviation values from 10^1 to 10^4 times compared to static compensation.

Scientific and applied contributions

2. An algorithm (Fig. 1.48) is proposed for applying the method by estimating the total acceleration of the object to compensate for zero-offset
3. Noise characteristics are determined through statistical analysis and Allan variance of MEMS inertial sensors from different classes and generations (Section 1.3), and the non-zero offset and its instability are analysed.

Chapter 2

Scientific contributions

4. A method is proposed for improving the characteristics of inertial sensors based on the application of a four-sensor structure comprising such sensors with appropriate orientation of their axes (Fig. 2.1), with theoretical relationships for the variance and standard deviation of the resultant accelerations derived in expressions (2.5), which have been confirmed by simulation (Section 2.1.2 – Table 2.1) and experimentally (Section 2.1.3 – Fig. 2.12 and Fig. 2.13).
5. Specific operating modes of the four-sensor structure are proposed (Fig. 2.8), namely synchronous and asynchronous operating modes, which lead to an improvement in performance parameters compared to a single inertial sensor, such as:
 - 5.1. a reduction in noise characteristics in synchronous mode
 - 5.2. a fourfold increase in the sampling rate in asynchronous mode with uniform sampling
 - 5.3. the possibility of frequency analysis above the Nyquist frequency in asynchronous mode with non-uniform sampling
6. A method (Section 2.2) is proposed for improving sensor performance through signal processing based on wavelet transformation, covering the selection of the decomposition level (2.2.1.1), the choice of method for calculating the threshold value (2.2.1.2) and the choice of method for applying the calculated threshold value (2.2.1.3).

Scientific and applied contributions

7. An algorithm (Fig. 2.24) is proposed to improve sensor performance by processing signals using wavelet transformation based on the proposed method (Section 2.2).
8. A measurement system has been developed based on a four-sensor structure of inertial sensors for the experimental investigation of the structure's parameters (section 2.1.3), with the capability to investigate the structure's operating modes (synchronous and asynchronous).

9. A comparative analysis of the results from a single sensor and a four-sensor structure of inertial sensors (section 2.1.4) has been carried out with regard to noise parameters based on frequency analysis and Allan variance analysis.

Chapter 3

Scientific contributions

10. A Kalman filter model has been developed to determine the spatial location of objects (Section 3.3), with the model being experimentally verified on a specialised setup (Fig. 3.11) and compared with similar models of widely used sensors (BNO055 and ADIS16405). The research conducted demonstrates that the model is correct, applicable and operates successfully using both Euler angles and quaternions.
11. A structure (Fig. 3.25) of a complementary filter for determining the spatial location of objects is proposed, which allows for more accurate modelling of physical processes compared to a structure that determines spatial position solely on the basis of data from a linear acceleration sensor.

Scientific and applied contributions

12. A system has been developed for the experimental investigation of the operation of the developed Kalman filter algorithm under static and dynamic conditions (section 3.3), with expressions (p. 141) defined that characterise the two states.

Chapter 4

Scientific contributions

13. A structure for a multi-protocol network of inertial sensors with serial (Fig. 4.1) or parallel (Fig. 4.2) sensor connections has been proposed, with expressions derived for the maximum number of connected sensors n (4.3), as well as for the maximum data transmission rate over the network B (4.5), with the dependence $B(n)$ presented in tabular form (Table 4.1). The inverse dependence $n(B)$ is also derived in expression (4.12).
14. A method and methodology are proposed for the diagnosis of vehicle suspension based on forced vibrations (Section 4.2), including an assessment of the damping time, the damping rate of the vibrations, the main dominant frequencies and their amplitudes, the dependence of the determined frequencies and amplitudes on the condition of the object under investigation, determination of the velocity and displacement of the elements, and an integrated assessment of the system's condition based on Short Time Fourier Transform (STFT) analysis and time-frequency distribution using wavelet packages, with expressions derived for the damping coefficient of the vibrations (4.30) and, respectively, for its reciprocal value, which determines the rate of change of the vibration frequency.

Scientific and applied contributions

15. A system for analysing dynamics using the vibration test bench method with MEMS sensors (Section 4.2.3) has been developed, which allows the relative displacement between individual components to be determined in the sub-millimetre range; when comparing the theoretically measured clearance and the comparative analysis of the system's results within the range 0.6–1.0 mm, the error in determining the clearance is within ± 0.1 mm.
16. Inertial systems for engine monitoring and control (section 4.3) have been developed to determine their condition based on time and frequency analysis of vibrations, caused by unbalanced inertial forces, with the resulting assessment based on a comparison of recorded vibration diagrams of a sound and a faulty engine.
17. Hardware and software for inertial systems for vehicle motion control and guidance (section 4.4) have been developed, based on a Kalman filter, to determine spatial position with applications in passive and active stability control systems.

18. Hardware and software for inertial systems to assess the environmental impact of road transport (item 4.5), which allow the integration of additional sensors, such as a fine particulate matter (FPM) sensor or electrochemical sensors for monitoring emitted toxic gases, enabling a correlation to be established between the vehicle's accelerations and the emitted FPM and/or toxic gases.
19. Hardware and software for an inertial module for a multi-protocol network (Section 4.1.2) and an algorithm for the operation of the master sensor (Fig. 4.7) have been developed.

Chapter 5

Scientific contributions

20. A method (Section 5.1) has been proposed for measuring and assessing track deviation, which enables real-time analysis of movement dynamics and the detection of compromised sections of track.

Scientific and applied contributions

21. An algorithm (Fig. 5.11) is proposed for measuring and assessing track superelevation, which enables real-time analysis of motion dynamics and the detection of compromised sections of the track based on the proposed method (Section 5.1).
22. An inertial system has been developed to investigate the track-vehicle interaction and to measure and assess track superelevation (Section 5.2), which enables real-time analysis of motion dynamics, detection of compromised sections of the railway track, and monitoring of permissible accelerations during rolling stock movement to achieve the necessary comfort for passenger transport in accordance with EU standards (with Utility Model Certificate No. 5143 issued on 27 October 2020).
23. An inertial system has been developed for measuring and analysing the condition of urban railway lines based on motion dynamics (section 5.2), as well as a data processing algorithm (Fig. 5.33), on the basis of which the vibration level of the tram floor can be determined and an assessment made of the comfort of standing passengers based on existing EU standards.