

**Uniwersytet Śląski w Katowicach
Wydział Nauk Ścisłych i Technicznych
Instytut Inżynierii Biomedycznej**

Rozprawa doktorska

mgr inż. Michał Pielka

**NOWATORSKA METODA OPTYMALIZACJI
TRANSMISJI DANYCH DLA UBIERALNYCH
SYSTEMÓW AKWIZYCJI RUCHU**

Promotor: **prof. dr hab. inż. Zygmunt Wróbel**
Promotor pomocniczy: **dr Paweł Janik**

Sosnowiec 2023

Spis treści

1. CEL, STRUKTURA ORAZ TEZY ROZPRAWY	5
1.1. Struktura pracy.....	5
1.2. Tezy rozprawy	7
2. TECHNOLOGIE SPRZĘTOWE W INTERFEJSACH ANALIZY RUCHU	11
2.1. Stan wiedzy z zakresu interfejsów analizy ruchu i ich zastosowań w inżynierii biomedycznej	11
2.2. Sensory inteligentne.....	14
2.3. Architektura zredukowana.....	15
2.4. Sensory MEMS.....	19
3. ZASTOSOWANE TECHNOLOGIE I PROTOKOŁY KOMUNIKACYJNE.....	28
3.1. Standard IEEE 802.11 (WiFi).....	28
3.2. Warstwa MAC standardu IEEE 802.3 (Ethernet).....	34
3.3. Protokoły wyższych warstw modelu OSI.....	35
3.4. Algorytmy kontroli transmisji radiowej i próbkowania	38
4. METODY WYZNACZANIA I REPREZENTACJI ROTACJI W PRZESTRZENI	44
4.1. Matematyczna reprezentacja rotacji	44
4.2. Algorytmy wyznaczania położenia i kursu (AHRS)	49
5. SYSTEM REHABILITACYJNY DO MONITOROWANIA RUCHÓW TUŁOWIA....	55
5.1. Sprzęt i stanowisko pomiarowe	55
5.2. Metody i procedury pomiarowe.....	59
5.3. Analiza wyników badań	61
5.4. Podsumowanie.....	64
6. SYSTEM DO AKWIZYCJI RUCHU CIAŁA Z ADAPTACYJNYM ALGORYTMEM KONTROLI TRANSMISJI RADIOWEJ	65
6.1. Wprowadzenie	65

6.2.	Sprzęt i stanowisko pomiarowe	66
6.3.	Adaptacyjny algorytm transmisyjny	70
6.4.	Analiza wyników badań.....	73
6.5.	Podsumowanie	81
7.	SYSTEM DO AKWIZYCJI RUCHU DŁONI Z ADAPTACYJNYM ALGORYTMEM KONTROLI TRANSMISJI RADIOWEJ	82
7.1.	Wprowadzenie.....	82
7.2.	Rękawica sensorowa i stanowiska pomiarowe	83
7.3.	Algorytm adaptacyjnej transmisji danych.....	88
7.4.	Pomiary i badania sensora inteligentnego WSS.....	95
7.5.	Analiza wyników badań.....	103
7.6.	Podsumowanie	108
8.	WNIOSKI	109
	Dodatek A: Wyznaczanie zajętości pasma na podstawie obliczonej i zmierzonej długości czasu trwania ramek teletransmisyjnych WiFi	113
	Bibliografia	119
	Spis Rysunków.....	135
	Spis Tabel.....	139
	Definicje i słownik skrótów	141
	Słownik symboli	147

1. CEL, STRUKTURA ORAZ TEZY ROZPRAWY

Konieczność przetwarzania coraz większych ilości informacji dotyczy wielu dziedzin, w tym inżynierii biomedycznej. Związane jest to z poprawą jakości diagnostyki czy procesu rehabilitacji. Nowoczesne systemy dedykowane np. do monitorowania pacjentów obecnie powszechnie wykorzystują radiową transmisję danych. Z kolei w sensorowych systemach ubieralnych coraz większą rolę odgrywa zasilanie bateryjne. Zastosowanie radiowej transmisji danych w układach zasilanych bateryjnie (akumulatorowo) z technicznego punktu widzenia stanowi realny problem, ponieważ moduły radiowe wymagają relatywnie dużo energii wydatkowanej na proces transmisji. Drugim istotnym problemem technicznym w systemach tego typu jest obciążenie infrastruktury sieci radiowej podczas transmisji dużej ilości danych. Wymienione problemy dotyczą w szczególności sieci sensorowych, w tym do zastosowań w inżynierii biomedycznej. Projektowanie nowych i efektywnych sieci sensorowych wymaga zatem zarówno obniżenia poboru energii, jak również zmniejszenia obciążenia sieci teletransmisyjnej. Wymagania te stały się jednocześnie podstawą do zdefiniowania celu rozprawy - opracowania algorytmu teletransmisyjnego, który pozwala zarówno ograniczyć zapotrzebowanie energetyczne sensora radiowego, jak również zoptymalizować jego parametry teletransmisyjne. Realizacja celu rozprawy wymagała opracowania i wytworzenia autorskiej bazy sprzętowej, w której następnie zaimplementowano i zweryfikowano algorytm sterujący.

1.1. Struktura pracy

Treść pracy zredagowano w dwóch zasadniczych częściach. W pierwszej, na którą składają się rozdziały od 2 do 4, zawarty został przegląd literatury naukowej oraz stanu techniki, który stanowi jednocześnie podbudowę teoretyczną rozprawy. Pod kątem aspektów sprzętowych zaprezentowano tu przegląd systemów do akwizycji i monitorowania ruchu, zdefiniowano strukturę sensorów inteligentnych oraz koncepcję architektury zredukowanej zastosowanej w bazie sprzętowej pracy oraz przybliżono konstrukcję sensorów inercyjnych MEMS, które zostały zaimplementowane w opracowanych sensorach ubieralnych.

Kolejne aspekty poruszane w części teoretycznej rozprawy związane są z teletransmisją oraz przetwarzaniem numerycznym danych. Prezentowany w rozprawie nowy algorytm teletransmisyjny weryfikowano z wykorzystaniem standardu WiFi, w związku z tym zaprezentowano opis wybranych warstw standardu IEEE 802.11 oraz modelu sieciowego OSI. Opracowany algorytm teletransmisyjny zastosowano w sensorach do akwizycji ruchu,

dlatego też jako podbudowę teoretyczną zaprezentowano podstawy matematyczne reprezentacji rotacji i wyznaczania położenia oraz kursu obiektu w przestrzeni. Jako formę podsumowania części teoretycznej zaprezentowano przegląd publikacji z zakresu algorytmów dla transmisji radiowej, z uwzględnieniem dorobku autorskiego w tym obszarze.

Z kolei druga część rozprawy, na którą składają się rozdziały od 5 do 7 stanowi część badawczą pracy. W sposób iteracyjny zaprezentowano w niej rozwój opracowanej bazy sprzętowej oraz zaimplementowanego w niej algorytmu teletransmisyjnego. W pierwszej kolejności przedstawiono architekturę systemu z pojedynczym węzłem sieci sensorowej, do sterowania środowiskiem wirtualnym, który może być wykorzystywany do rehabilitacji ruchowej. Następnie zaprezentowano rezultaty badań efektywności energetycznej i obciążenia sieci radiowej dla opracowanego pojedynczego sensora z modułem WiFi oraz rozszerzonej struktury sieci zawierającej wiele takich sensorów do akwizycji ruchu. Systemy tego typu umożliwiają akwizycję ruchu części lub całego ciała człowieka, jednakże wymagają transmisji i przetwarzania dużej ilości danych.

W ostatnim rozdziale części badawczej został opisany autorski system do akwizycji ruchu dłoni, zawierający 16 sensorów MEMS i pojedynczy moduł radiowy WiFi. W pracy zaprezentowano rezultaty badań funkcjonalności opracowanego algorytmu pod kątem ograniczenia ruchu sieciowego bez utraty jakości odwzorowania ruchu dłoni. Algorytm zweryfikowano zarówno dla węzła sieciowego wyposażonego w pojedynczy zintegrowany sensor MEMS, jak i dla systemu do akwizycji ruchu dłoni. Otrzymane wyniki pomiarów działania algorytmu zostały następnie poddane analizie, na podstawie której wyciągnięte zostały wnioski podsumowane w rozdz. 8.

Efektywność opracowanych algorytmów zaimplementowanych w autorskiej bazie sprzętowej zweryfikowano podczas zrealizowanych testów w warunkach laboratoryjnych z udziałem wolontariuszy.

Prezentowane treści zostały uzupełnione o dodatek A, w którym zaprezentowano niepublikowane wcześniej wyniki analiz w zakresie wyznaczania zajętości pasma na podstawie obliczonej i zmierzonej długości czasu trwania ramek teletransmisyjnych WiFi. Rezultaty zaprezentowano w takiej formie, ponieważ stanowią one jedynie rozszerzenie treści prezentowanej w części badawczej.

1.2. Tezy rozprawy

W rozprawie sformułowana została teza główna, której składowymi są dwie tezy szczegółowe.

Teza główna:

- *Sterowanie transmisją radiową oparte na analizie danych uzyskanych ze zintegrowanego sensora MEMS pozwala na ograniczenie zużycia energii przez sensor inteligentny oraz optymalizację radiowego ruchu sieciowego.*

Tezy szczegółowe:

- *Agregacja bądź ograniczenie danych i sterowanie częstotliwością przesyłania ramek danych pozwala na redukcję poboru energii przez sensor inteligentny oraz redukcję ruchu sieciowego*
- *Korelacja dynamiki ruchu motorycznego z ilością przesyłanych danych z sensorów umożliwia zmniejszenie obciążenia sieci bez utraty jakości odwzorowania tego ruchu.*

Weryfikacja postawionych tez wymagała realizacji badań, w ramach których wytworzono bazę sprzętową i zaimplementowano w niej wielopoziomowe oprogramowanie (oprogramowanie wbudowane na poziomie sensora inteligentnego będącego węzłem sieci oraz oprogramowanie serwerowe). Potwierdzenie słuszności tez ma znaczenie dla rozwoju systemów do akwizycji ruchu motorycznego wykorzystujących radiową transmisję danych i zintegrowane sensory inercyjne, które z kolei mają liczne zastosowania w inżynierii biomedycznej.

**PRZEGLĄD LITERATURY
NAUKOWEJ I STANU TECHNIKI**

2. TECHNOLOGIE SPRZĘTOWE W INTERFEJSACH ANALIZY RUCHU

Niniejszy rozdział zawiera przegląd dostępnych rozwiązań z zakresu interfejsów analizy ruchu oraz stanowi wprowadzenie teoretyczne do wykorzystanych technologii i architektury sprzętowej w zaprojektowanych i zrealizowanych badaniach. Ponadto opisano w nim komponenty elektroniczne najistotniejsze pod kątem prowadzonych badań nad systemem MoCap z zaimplementowanym adaptacyjnym algorytmem sterowania transmisją radiową.

2.1. Stan wiedzy z zakresu interfejsów analizy ruchu i ich zastosowań w inżynierii biomedycznej

Rozwiązania z zakresu tzw. wysokich technologii wprowadzają nową jakość nie tylko w środowiskach laboratoryjnych, ale również w aplikacjach praktycznych. Wzrasta również społeczne zapotrzebowanie na nowe technologie informatyczne i elektroniczne. Tą tendencję można zauważyć również w zastosowaniach dla inżynierii biomedycznej. Tematyka pracy związana jest z aplikacjami złożonych systemów sensorowych do monitorowania ruchu motorycznego, projektowanych pod kątem rozwiązań ubieralnych. W tym zakresie praca dotyczy zastosowań zintegrowanych sensorów inercyjnych. Tego typu sensory zintegrowane powszechnie implementowane są w urządzeniach mobilnych czy nasobnych (np. w smartłoczach itp.), co wskazuje na dobre rokowania rozwoju tych technologii, co z kolei było istotnym kryterium wyboru bazy sprzętowej wykorzystanej do zrealizowanych badań.

Kontrolery ruchu motorycznego ze zintegrowanymi sensorami inercyjnymi i radiowym interfejsem teletransmisyjnym pozwalają na mobilną akwizycję danych. Pewnym ograniczeniem inercyjnych systemów MoCap (IMU - Inertial Measurement Unit) są rozmiary sensorów inteligentnych oraz ich zapotrzebowanie energetyczne związane z transmisją radiową. Ze względu na powszechne wykorzystanie pasma ISM (Industrial, Scientific, Medical - 2.4GHz) rozlokowane blisko siebie systemy wykorzystujące wspomniane pasmo mogą wzajemnie się zakłócać. Aby ograniczyć możliwy spadek wydajności i niezawodności transmisji, spowodowany nadmiernym ruchem sieciowym, istotne jest zredukowanie zajętości pasma radiowego, poprzez ograniczenie transmisji radiowej. Wymienione zagadnienia są istotne w aspekcie badawczym i determinowały zdefiniowanie celu pracy jakim była

weryfikacja autorskiej metody zarządzania poborem energii oraz transmisją radiową w sieci sensorowej.

Rozwój nowoczesnych technologii komunikacyjno-informacyjnych stwarza coraz większe możliwości tworzenia systemów przeznaczonych do akwizycji ruchu człowieka (Motion Capture – MoCap). W badaniach naukowych stosowane są głównie trzy typy systemów MoCap: optoelektroniczne [1], mechaniczno-elektroniczne [2] oraz inercyjne (IMU) [3].

Systemy optoelektroniczne można podzielić na zaawansowane rozwiązania wielokamerowe np. Smart DX (BTS Bioengineering) [4] oraz uproszczone np. System Microsoft Kinect [5]. Systemy wielokamerowe wykorzystują znaczniki umieszczone na powierzchni ciała osoby monitorowanej, które są śledzone przez system kamer, natomiast ich pozycja wyznaczana jest z zastosowaniem metody triangulacji. Systemy uproszczone oparte są na pojedynczym, zintegrowanym module z kamerą. Istotną cechą ograniczającą możliwości wykorzystania systemów optoelektronicznych jest konieczność zdefiniowania statycznej sceny i kalibracji systemu kamer. Systemy te są także podatne na zmiany oświetlenia oraz mogą nieprecyzyjnie interpretować położenie, gdy w polu widzenia kamer znajdują się elementy odbijające światło. Dodatkowym ograniczeniem jest także wpływ deformacji tkanek miękkich podczas ruchu ciała na pozycję markerów [6]. Innym typem systemu MoCap są rozwiązania mechaniczno-elektroniczne w postaci egzoszkieletu, tworzonego dla całego ciała albo kończyny [7], bądź mniejszego układu biomechanicznego, np. dłoni [8]. Są one jednak rzadziej wykorzystywane w badaniach.

Kolejną grupą rozwiązań do akwizycji ruchu motorycznego są inercyjne systemy MoCap, realizowane w postaci systemów noszonych (wearable). Systemy te mogą być wykorzystywane do monitorowania ruchu zarówno całego ciała [9], jak i poszczególnych kończyn [10], czy dłoni [11]. W takim rozwiązaniu moduły sensorowe tworzą, zlokalizowaną w obrębie ciała osoby monitorowanej, sieć BAN (Body Area Network) lub, w przypadku sensorów bezprzewodowych, WBAN (Wireless Body Area Network) [12]. Takie systemy pozwalają na odwzorowanie ruchu zarówno całego ciała, jak jego części. Każdy z modułów traktowany jest jako sensor inteligentny, gdyż posiada własny zintegrowany sensor inercyjny oraz mikrokontroler z zaimplementowanymi algorytmami przetwarzania danych dotyczących ruchu motorycznego.

Systemy IMU wykorzystują różnego typu technologie bezprzewodowe. Najczęściej korzystają one z technologii implementowanych w paśmie ISM 2.4GHz, takich jak WiFi czy BLE (Bluetooth Low Energy). Jednak część systemów posiada własne implementacje

protokołów komunikacji w paśmie 2.4GHz albo pracuje w innych pasmach, np. subgigahercowych [13]. Poza inteligentnymi sensorami ruchu motorycznego w literaturze można znaleźć przykłady rozwiązań noszonych przeznaczonych do monitorowania innych parametrów życiowych, takich jak: praca serca [14], poziomu tlenu we krwi [15] [16], oddech [17] [18], czy praca mięśni [19].

Systemy MoCap są szeroko wykorzystywane w badaniach naukowych dotyczących ruchu ciała człowieka. Prowadzone są badania nad mechanizmem powstawania kontuzji i metodami zapobiegania wystąpieniu kontuzji zarówno z wykorzystaniem systemów optoelektronicznych [20] jak i inercyjnych [21]. Ponadto systemy MoCap znajdują także zastosowanie w rehabilitacji. Systemy przeznaczone do wspomagania rehabilitacji mogą działać niezależnie i służyć jedynie do zbierania danych dotyczących ruchu motorycznego [22], ale także mogą być wspomagane środowiskami wirtualnymi w celu zapewnienia biofeedbacku.

Potrzeba zapewnienia biofeedbacku dotyczy zarówno systemów optoelektronicznych [23] [24] jak i inercyjnych [25] [26]. W środowisku wirtualnym pacjent może wchodzić w interakcję z obiektami umieszczonymi w wirtualnej przestrzeni [27]. W niektórych badaniach wykorzystywana jest także wirtualna rzeczywistość, w której pacjenta separuje się od świata realnego [28]. Generowany komputerowo wirtualny świat obejmuje wówczas różnego rodzaju obiekty trójwymiarowe otaczające człowieka, model odwzorowujący ludzkie ciało oraz specjalnie przygotowany dźwięk przestrzenny [29]. Szeroko omawiane są także systemy rehabilitacji wykorzystujące inercyjny MoCap wyposażone w generatory dźwięku jako biofeedback. Takie systemy mogą wspomagać trening utrzymania równowagi [30], bądź reedukację chodu dla osób z chorobą Parkinsona [31].

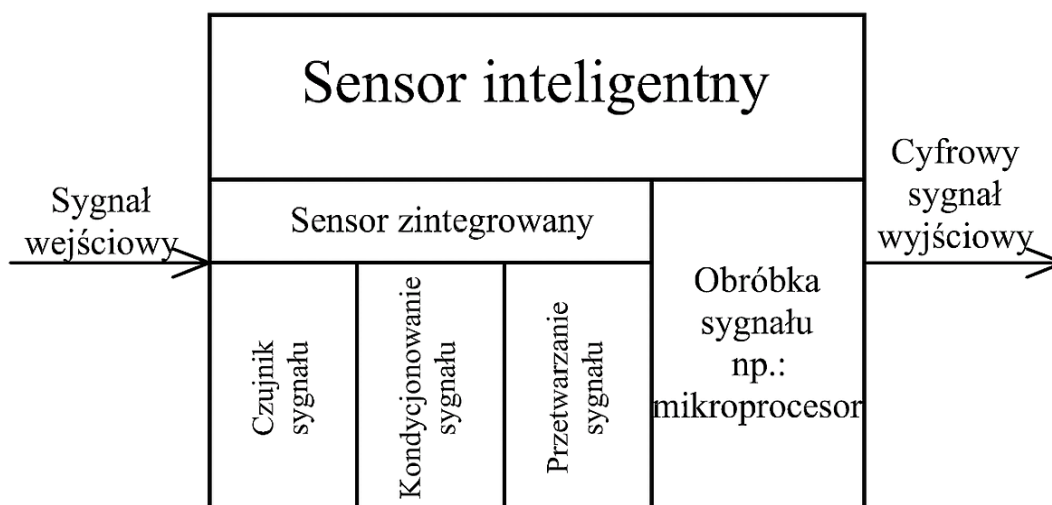
W przypadku chorób neurodegeneracyjnych systemy IMU znajdują też zastosowanie jako detektory upadku [32], a także do monitorowania postępu choroby [33]. Ponadto systemy IMU wykorzystywane są do badania osób wykonujących różnego rodzaju ćwiczenia fizyczne, np. trening oporowy [34]. Znajdują one także zastosowanie w wyznaczaniu środka ciężkości i badaniu równowagi [35], a także w analizie i ocenie ruchomości stawów [36]. Dużym obszarem zainteresowań badaczy jest również analiza chodu, do czego szeroko stosowane są systemy inercyjne [37] [38]. Systemy IMU w tym kontekście są także łączone z innymi technikami sensorowymi takimi jak np. elektromiografia (EMG) [39].

Poza monitorowaniem osób ćwiczących, czy pacjentów, prowadzone są także badania nad aspektami związanymi z bezpieczeństwem pracowników fizycznych. W tym kontekście wskazuje się na potrzebę monitorowania pozycji ciała pracownika podczas wykonywania określonych czynności oraz wyrabianie nawyków prawidłowej postawy ciała celem unikania

kontuzji [40]. Ponadto bada się również przeciążenie ciała w trakcie pracy [41]. Kolejnym aspektem jest analiza wzorców ruchu motorycznego, dzięki czemu możliwe jest rozpoznawanie gestów [42], a nawet wykorzystanie tych wzorców jako narzędzia autoryzacyjne [43]. Warto zaznaczyć, że pomimo, iż w wielu publikacjach pojawiają się propozycje własnych systemów inercyjnych, to wykorzystywane są także rozwiązania dostępne na rynku, takie jak systemy firmy Noraxon [44], czy Xsens [45].

2.2. Sensory inteligentne

W celu ujednoczenia nomenklatury, w treści pracy przyjęto, że jako sensor określa się układ przetwarzający wielkość mierzoną w elektryczny sygnał pomiarowy. Urządzenie zawierające w swojej strukturze kilka sensorów określane jest natomiast mianem sensora zintegrowanego. Jako sensor inteligentny określa się układy o dużej skali integracji zawierające co najmniej jeden sensor oraz mikrokontroler lub mikroprocesor jako element układu przetwarzającego sygnał pomiarowy na postać cyfrową. Znaczna większość toru pomiarowego, będącego drogą przebiegu sygnału od jego źródła do urządzeń wyjściowych, zintegrowana jest w sensorze inteligentnym. Fragment toru pomiarowego pomiędzy wbudowanymi sensorami, a mikrokontrolerem może dodatkowo zawierać inne elementy przetwarzające (zarówno pasywne jak i aktywne). Sensory inteligentne posiadają także zaimplementowane algorytmy samokalibracji, samodiagnostyki oraz mogą również zapisywać dane w kolejkach, zanim zostaną one przekazane dalej. Uogólniony schemat budowy sensora inteligentnego przedstawiono na Rys. 2.1 [46].

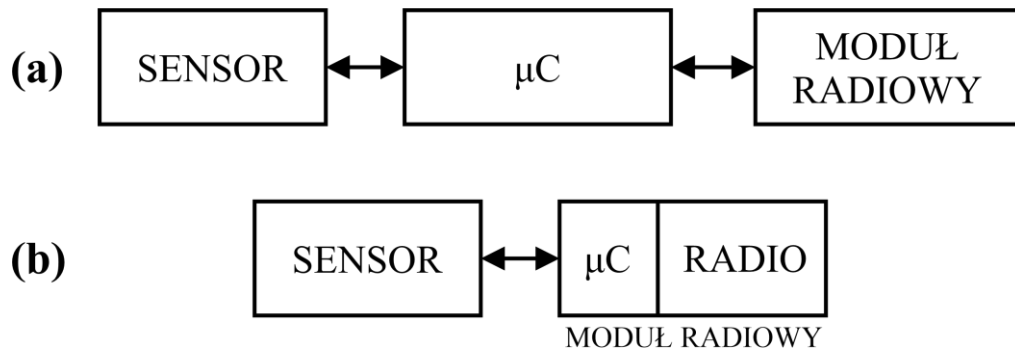


Rys. 2.1. Schemat budowy sensora inteligentnego

Dzięki zastosowaniu mikrokontrolerów, sensory inteligentne mogą również analizować otrzymane sygnały i na tej podstawie generować dodatkowe. Zastosowanie takiego rozwiązania pozwala na wykrywanie określonych, zaprogramowanych wzorców. Przykładowo sensory inteligentne zawierające akcelerometr stosuje się do wykrywania pozycji ciała, określonych wzorców ruchu ciała (chodzenie, bieganie, itp.) oraz wzorców przy wykonywaniu codziennych czynności (mycie zębów, czytanie, itp.) [47]. Rozwój elektroniki i techniki sensorowej sprawia, że dziś sensory inteligentne mogą być wytwarzane z wykorzystaniem układów o niewielkich rozmiarach (kilku milimetrów). Ze względu na cyfrowy format sygnału wyjściowego, sensory inteligentne mogą być w prosty sposób uzupełniane przez moduły transmisji bezprzewodowej, co zwiększa możliwości stosowania ubieralnych systemów IMU [48].

2.3. Architektura zredukowana

Rozwijając koncepcję integracji sensorów z systemem radiowym oraz uwzględniając proces miniaturyzacji warstwy sprzętowej należy odnieść się do opisywanej w literaturze architektury sprzętowej. Standardowym podejściem jest połączenie sensora (w przypadku IMU zintegrowanego sensora zawierającego akcelerometr, żyroskop i magnetometr), mikrokontrolera (μC) oraz modułu radiowego (Rys. 2.2a). Nowoczesne moduły radiowe, w szczególności WiFi albo BLE posiadają wbudowane, programowalne mikrokontrolery (układy System-on-Chip - SoC). Stwarza to nową możliwość miniaturyzacji. Architektura może zostać wówczas uproszczona do połączenia sensora z modułem radiowym z wbudowanym mikrokontrolerem (Rys. 2.2b), co określa się jako architekturę zredukowaną [49]. Do mikrokontrolera można podłączyć sensory różnego typu. W najprostszym wariantcie jest to zintegrowany sensor posiadający wyjście cyfrowe wykorzystujące jedną ze standardowych magistral: SPI, I²C lub UART. Wykorzystywane są także sensory z wyjściem analogowym podłączanym do przetwornika analogowo-cyfrowego mikrokontrolera. Zastosowanie architektury zredukowanej pozwala na zmniejszenie poboru energii oraz miniaturyzację całej konstrukcji modułu IMU. Oba aspekty są szczególnie ważne w kontekście bezprzewodowych systemów sensorowych zasilanych bateryjnie.



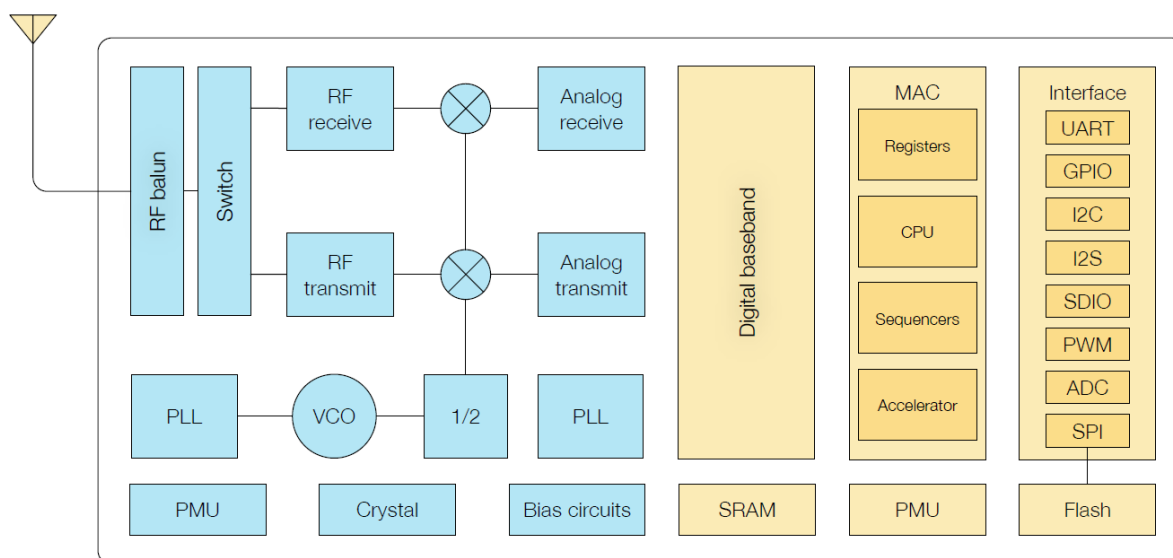
Rys. 2.2. Schemat (a) architektury standardowej oraz (b) architektury zredukowanej

Ze względu na odpowiednie parametry przepustowości sieci oraz łatwą dostępność modułów radiowych, w prezentowanej pracy wykorzystana została architektura zredukowana oparta na modułach radiowych w technologii WiFi 2.4GHz - ESP8266 oraz ESP32.

Moduł radiowy ESP8266

ESP8266 jest układem SoC o wysokiej skali integracji. Posiada on wbudowany mikrokontroler z 32-bitowym jednordzeniowym mikroprocesorem (CPU) taktowanym zegarem 80MHz albo 160MHz. Mikrokontroler współpracuje z 160kB wbudowanej pamięci RAM [50]. Układ nie posiada wbudowanej pamięci flash dostępnej dla użytkownika, jednak możliwe jest dołączenie zewnętrznej pamięci flash o maksymalnej pojemności 16MB za pośrednictwem magistrali SPI. Dodatkowo układ wyposażony jest w dwa liczniki czasu, PWM, kontroler nadajnika podczerwieni, kontrolery magistral I²C, I²S, SPI oraz UART, interfejs SDIO, a także w moduł przetwornika analogowo cyfrowego (ADC) [51]. ESP8266 posiada także blok transceivera radiowego WiFi. Układ radiowy dostosowany jest do standardu 802.11n. Blok transceivera posiada wbudowany symetryzator (RF balun), przełącznik sygnału pozwalający na wykorzystanie anteny zarówno przez nadajnik jak i odbiornik, układ wzmacniaczy i filtrów, a także moduł zarządzający zasilaniem. Schemat blokowy budowy układu przedstawiono na Rys. 2.3. ESP8266 pracuje pod kontrolą systemu czasu rzeczywistego zarządzającego jego zasobami. W razie potrzeby system automatycznie wyłącza proces aplikacji użytkownika celem obsługi modułu radiowego. System posiada zaimplementowany stos protokołów TCP/IP. Wspiera także standardy zabezpieczeń WPA/WPA2 oraz standardy szyfrowania WEP, TKIP oraz AES. Układ może występować w sieci zarówno jako punkt dostępowy, jak i urządzenie łączące się do innego punktu dostępowego. Układ ESP8266 zasilany jest napięciem z zakresu 2.5 - 3.6V (nominalnie

3.3V), średni pobór prądu wynosi około 80mA. Gdy uśpiony jest moduł radiowy, wówczas sam CPU pobiera około 15mA. Podczas transmisji radiowej pobór prądu wynosi 170mA (przy transmisji z maksymalną mocą +17dBm) [52]. Na potrzeby przeprowadzanych badań wykorzystano moduł ESP07 z zaimplementowanym układem ESP8266.

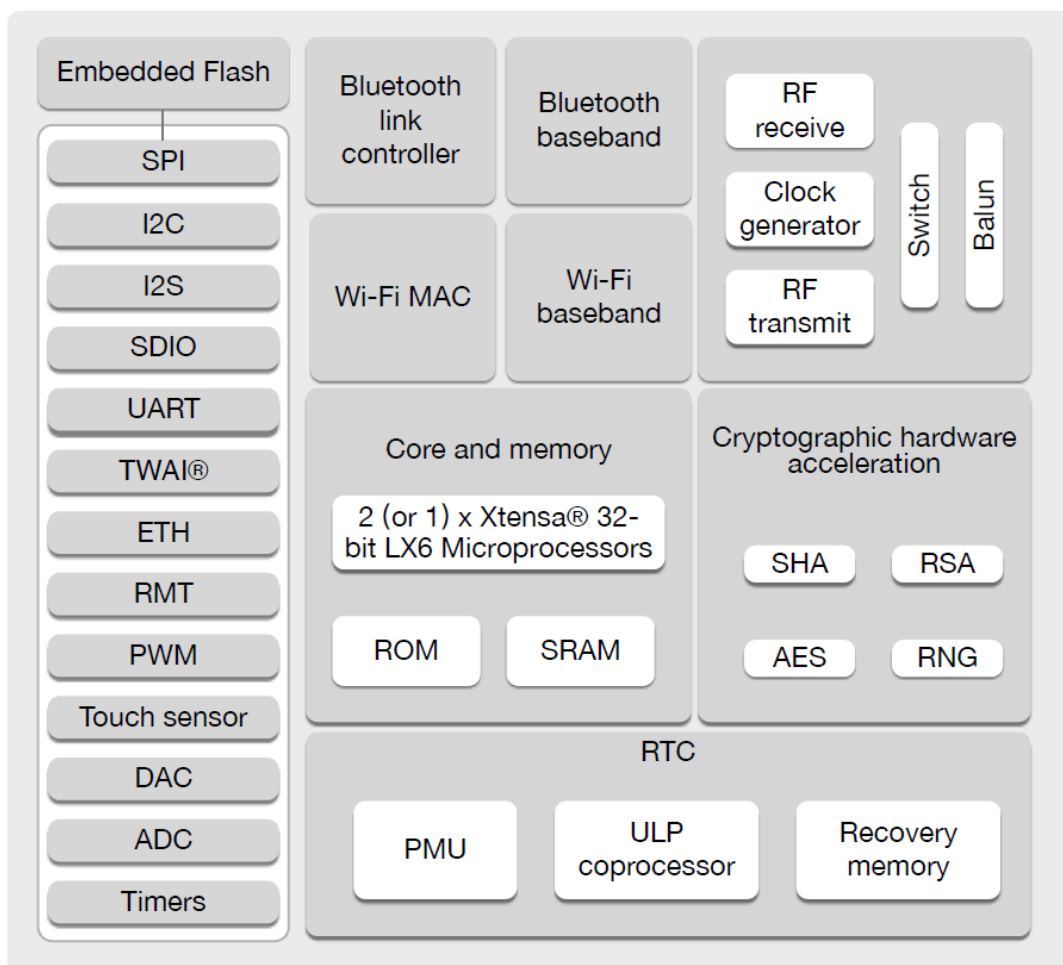


Rys. 2.3. Schemat blokowy układu ESP8266

Moduł radiowy ESP32

Podobnie jak ESP8266, moduł ESP32 jest układem SoC o wysokiej skali integracji. Jest to kolejna generacja układu ESP8266, jednak o rozbudowanej architekturze. ESP32 posiada mikrokontroler z 32-bitowym dwurdzeniowym mikroprocesorem (CPU), który może być taktowany zegarem do 240MHz. Ponadto ESP32 posiada 520kB wbudowanej pamięci RAM. Układ posiada także dodatkowe urządzenia peryferyjne, takie jak przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC), interfejs obsługi sensorów dotykowych, kontroler magistrali CAN (nazwany w układzie jako TWAI), interfejs Ethernet oraz zmultiplikowane interfejsy komunikacyjne I²C, I²S, SPI oraz UART. Ponadto ESP32 posiada układ bezpośredniego dostępu do pamięci (DMA) [53]. Podobnie jak ESP8266, pamięć flash dołączana jest do układu za pośrednictwem magistrali SPI. Moduł radiowy ESP32 został rozbudowany w sposób pozwalający na obsługę standardu Bluetooth Low Energy (BLE) w wersji 4.2. Wyposażono go również w sprzętową akcelerację szyfrowania SHA, RSA, AES oraz ECC. Schemat blokowy ESP32 przedstawiono na Rys. 2.4.

Niezależnie od wersji układu, ESP32 pracuje stabilnie w zakresie napięć 3.0 - 3.6V (nominalnie 3.3V), średni pobór prądu przez CPU przy uśpionym module radiowym wynosi do 68mA przy taktowaniu 240MHz, natomiast w trakcie transmisji radiowej WiFi z najwyższą mocą +19dBm osiąga 240mA [54]. Pobór prądu jest więc wyraźnie większy niż w układzie ESP8266, jednak zastosowanie dwurdzeniowego mikroprocesora znacznie zwiększa możliwości układu w kontekście wykorzystania go w systemach IMU wyposażonych w wiele zintegrowanych sensorów podłączonych do jednego modułu radiowego. Do badań wykorzystano moduł ESP-WROOM-32 z układem ESP32.



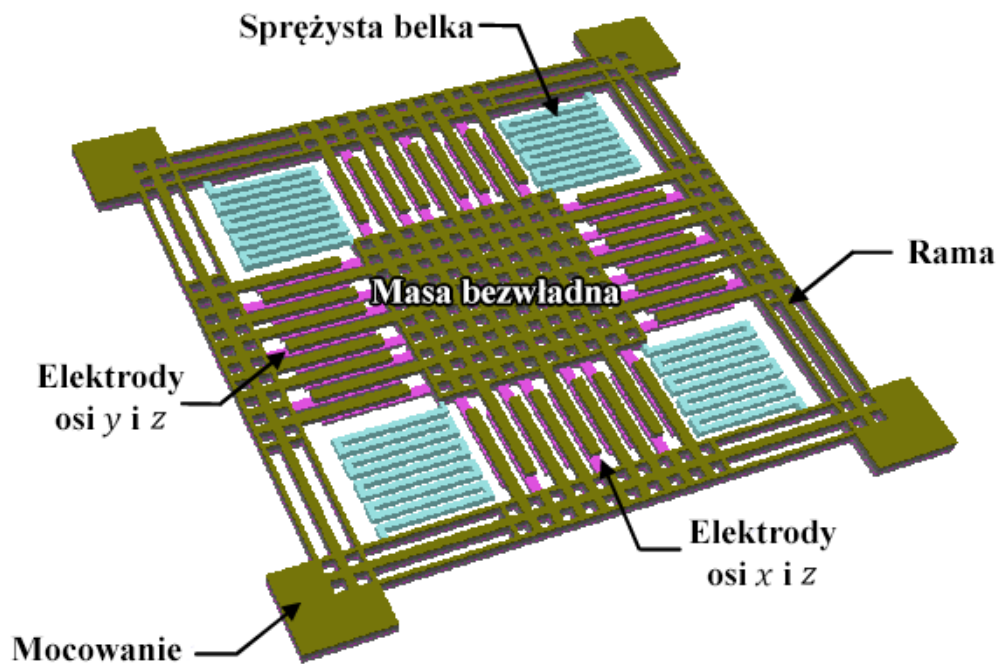
Rys. 2.4. Schemat blokowy układu ESP32

2.4. Sensory MEMS

Sensory inercyjne są obecnie wykonywane głównie w technologii mikroukładów elektromechanicznych (MEMS). Pierwsze sensory wykorzystujące technologię MEMS powstały już w latach 70 dwudziestego wieku. Obecnie termin ten odnosi się do szerokiej gamy miniaturowych urządzeń elektronicznych posiadających trójwymiarowe mikrostruktury mechaniczne, najczęściej w znacznej części wykonane z krzemu. Do wykonania mikrostruktur stosuje się, podobnie jak do wykonania innych podzespołów opartych na waflach krzemowych, technikę fotolitografii [55]. Elementom mikro mechanicznym towarzyszą elementy elektroniczne stanowiące układ sterujący i pomiarowy. Dzięki technologii MEMS możliwa jest miniaturyzacja układów sensorowych, co z kolei pozwala na tworzenie miniaturowych sensorów inteligentnych [48]. Na potrzeby systemów IMU wykorzystywane są akcelerometry, żyroskopy i magnetometry wytworzone w technologii MEMS [56] [57] [48] [58].

Akcelerometr MEMS

Akcelerometr jest urządzeniem pozwalającym na pomiar przyspieszenia wzdłuż jednej bądź kilku osi układu. Urządzenie reaguje nie tylko na przemieszczenie ale także na siłę grawitacji. Przyspieszenie mierzone jest w jednostkach: g albo m/s^2 . Akcelerometr MEMS składa się z bezwładnej masy zaczepionej do nieruchomej ramy za pomocą sprężystych belek. Na obrzeżach masy bezwładnej umieszczone są elektrody, podobnie jak na ramie wokół niej. Elektrody tworzą wzajemnie układ między palczasty. Pod wpływem działania siły, masa ulega przemieszczeniu co sprawia, że elektrody oddalają się, bądź przybliżają. Zmiana odległości pomiędzy elektrodami masy bezwładnej i ramy prowadzi do zmiany pojemności układu między palczastego. Układy elektroniczne akcelerometru mierzą zmiany pojemności i na ich podstawie obliczane jest przyspieszenie. Akcelerometr MEMS może być wykonany w sposób umożliwiający pomiar tylko w jednej osi, albo w kilku osiach jednocześnie. W systemach IMU najczęściej wykorzystywane są akcelerometry trójosiowe, pozwalające na pomiar przyspieszenia wzdłuż trzech osi kartezjańskiego układu współrzędnych (x , y , z). Osie x i y są osiami poziomymi układu, natomiast oś z pionową. Pomiar w akcelerometrze trójosiowym wykonywany jest z użyciem jednej masy bezwładnej z odpowiednio umieszczonymi elektrodami pozwalającymi na wykrycie przemieszczenia masy w każdej z trzech osi [59]. Strukturę takiego akcelerometru MEMS przedstawiono na Rys. 2.5.



Rys. 2.5. Struktura trójosiowego akcelerometru MEMS

Akcelerometr w systemach IMU wykorzystywany jest zarówno do wyznaczania przemieszczenia, jak i do korekcji wyznaczonej orientacji. Poprzez podwójne całkowanie po czasie wartości przyspieszenia, można w przybliżeniu określić przesunięcie układu w przestrzeni. Korekcja wyznaczonej orientacji polega natomiast na wyznaczeniu wektora siły grawitacji oraz jego orientacji w stosunku do układu pomiarowego. Poprzez obserwację kierunku i zwrotu wektora grawitacji względem układu można wyznaczyć w przybliżeniu orientację układu względem powierzchni Ziemi [60]. Wyznaczenie orientacji z wykorzystaniem akcelerometru jest obarczone błędem głównie spowodowanym ruchem układu podczas pomiaru, co sprawia, że poza siłą grawitacji oddziałują na niego także inne siły. Wykorzystywanie akcelerometru do korekcji pomiarów w algorytmach wyznaczających orientację w przestrzeni, zostanie dokładniej opisane w rozdziale 4.2.

Czyniąc pewne założenia, można w uproszczony sposób wyznaczyć kąty nachylenia układu względem powierzchni Ziemi korzystając tylko z pomiarów przyspieszenia układu. Załóżmy, że płaszczyznę równoległą do powierzchni Ziemi wyznaczają osie X (X_E) i Y (Y_E) kartezjańskiego układu współrzędnych, natomiast oś Z (Z_E) jest prostopadła do powierzchni Ziemi i skierowana w górę. Niech ϕ będzie kątem obrotu układu względem osi X_E , a θ kątem obrotu względem osi Y_E . Dane wyjściowe \mathbf{a} z akcelerometru mają postać wektora opisanego równaniem (1), gdzie a_x , a_y i a_z odpowiadają przyspieszeniom względem kolejno osi

x , y i z akcelerometru. Wówczas tangens kąta ϕ można obliczyć ze wzorów (2), natomiast tangens kąta θ dany jest wzorem (3) [61].

$$\mathbf{a} = [a_x, a_y, a_z] \quad (1)$$

$$\tan \phi = \frac{a_y}{a_z} \quad (2)$$

$$\tan \theta = \frac{-a_x}{\sqrt{a_y^2 + a_z^2}} \quad (3)$$

Żyroskop MEMS

Żyroskop jest urządzeniem pozwalającym na pomiar prędkości kątowej wokół jednej bądź kilku osi układu w jednostkach rad/s albo deg/s. Schemat budowy żyroskopu przedstawiono na Rys. 2.6. Element sensorowy żyroskopu zbudowany jest z masy bezwładnej zaczepionej do stacjonarnych mocowań za pomocą sprężyn w sposób umożliwiający ruch w płaszczyźnie poziomej (w dwóch osiach – 2DoF). Bezwładna masa wprawiana jest w ruch oscylacyjny za pomocą miniaturowych napędów oscylacyjnych. Oscylacje wykonywane są wzdłuż osi x (kierunek oscylacji). Równanie ruchu oscylacyjnego dane jest wzorem (4), gdzie \acute{x} oznacza wychylenie masy w danym momencie czasu t , A_x jest amplitudą drgań masy bezwładnej, natomiast f_{osc} jest częstością drgań.

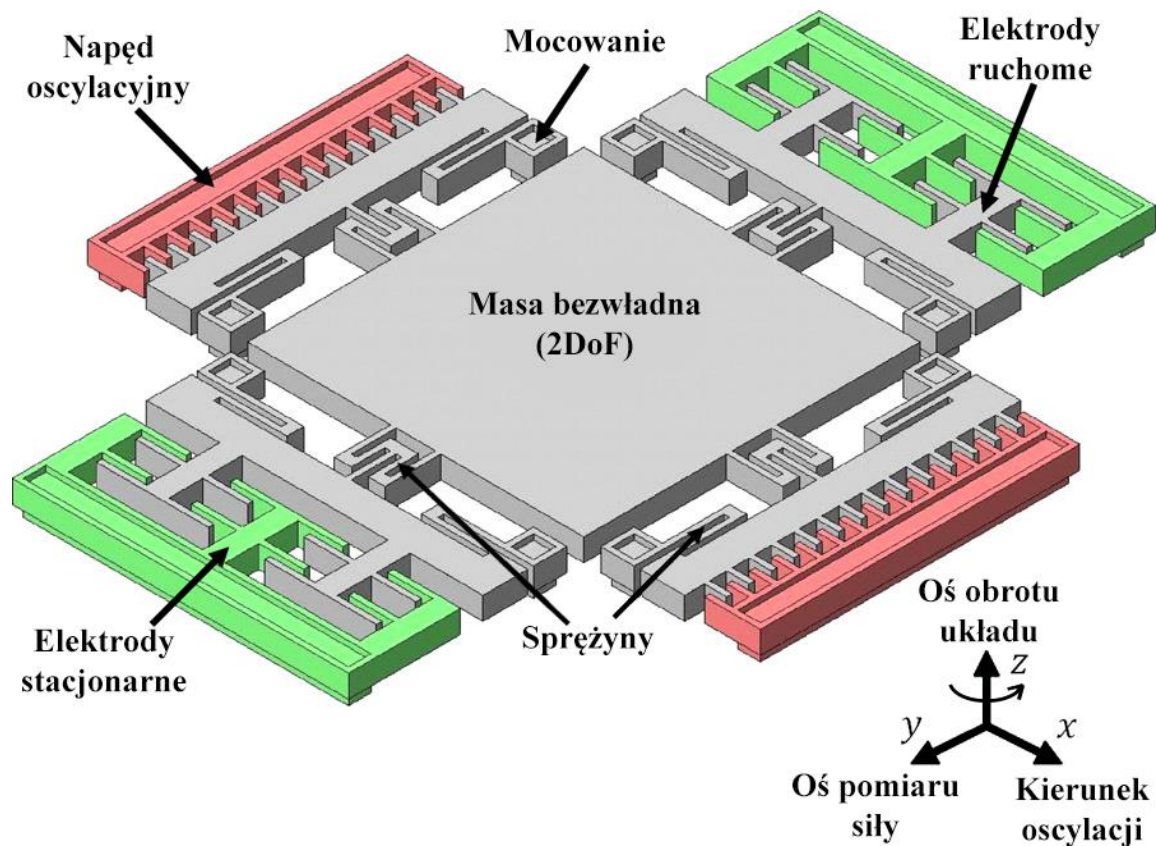
$$\acute{x} = A_x \cos(f_{osc}t) \quad (4)$$

Gdy układ zacznie obracać się względem osi z (oś obrotu układu), wówczas pod wpływem działania siły Coriolisa, masa bezwładna zacznie przemieszczać się wzdłuż osi y (oś pomiaru siły). W takim układzie siła Coriolisa (\mathbf{F}_y) jest iloczynem wektorowym, według wzoru (5), gdzie m jest masą, $\boldsymbol{\omega}$ jest prędkością kątową obrotu względem osi z natomiast \mathbf{V} jest prędkością liniową oscylującej masy bezwładnej [62].

$$\mathbf{F}_y = 2m\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{V} = -2m\boldsymbol{\omega}A_x f_{osc} \sin(f_{osc}t) \quad (5)$$

Na obrzeżach równoległych do osi x masy bezwładnej umieszczone są elektrody (elektrody ruchome), podobnie jak na ramie wokół masy bezwładnej (elektrody stacjonarne). Podobnie jak w akcelerometrach MEMS elektrody tworzą wzajemnie układ między palczasty.

W trakcie ruchu masy bezwładnej w osi y następuje przesunięcie elektrod względem siebie co powoduje zmianę pojemności układu między palczastego. Poprzez pomiar tej pojemności można określić wartość siły Coriolisa i w rezultacie wartość prędkości obrotowej wokół osi z .



Rys. 2.6. Schemat budowy żyroskopu MEMS

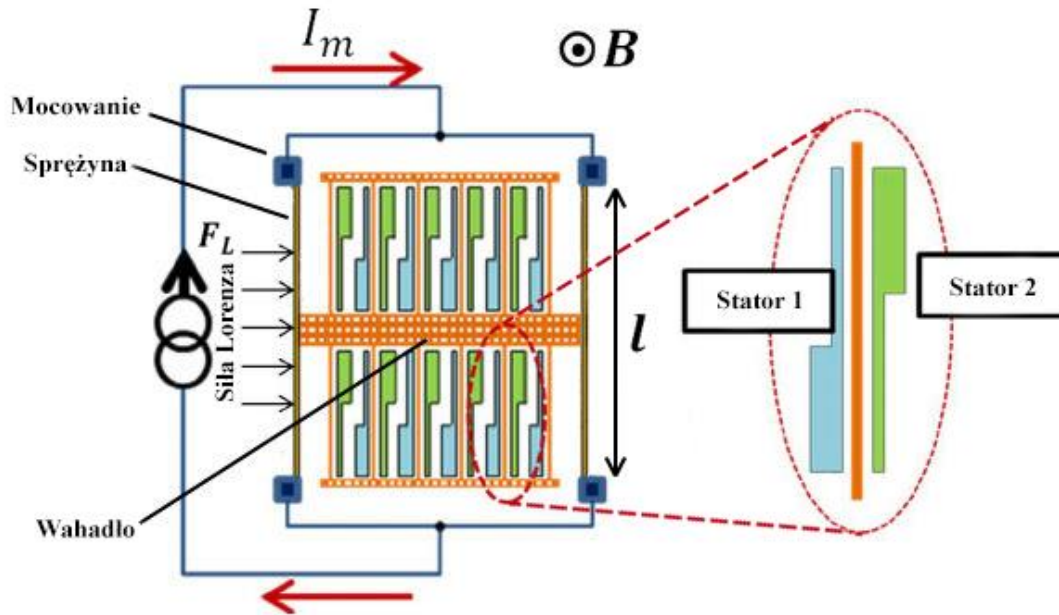
Żyroskopy wykorzystywane są do określania obrotu obiektu w przestrzeni. Należy zwrócić jednak uwagę, że na pomiar prędkości obrotowej ma również wpływ ruch obrotowy Ziemi. Oznacza to, że do dokładnego określenia orientacji układu w przestrzeni, w odniesieniu do powierzchni Ziemi, wymagana jest korekcja z wykorzystaniem innych układów pomiarowych (akcelerometru i magnetometru), co zostanie szerzej opisane w rozdziale 4.2 [59].

Magnetometr MEMS

Magnetometr pozwala na pomiar indukcji pola magnetycznego wzdłuż jednej bądź kilku osi układu w militeslach (mT) albo gaussach (G). Magnetometr wykorzystuje do pomiaru indukcji pola magnetycznego efekt związany z działaniem siły Lorentza [63]. Siła ta oddziałuje na naładowane cząstki przemieszczające się w polu magnetycznym, powodując zakrzywienie ich trajektorii. W odniesieniu do prądu przepływającego przez przewodnik elektryczny, siła Lorentza (F_L), dana jest wzorem (6), w którym Δl jest przemieszczeniem ładunku odpowiadającym długości jednostkowej przewodnika, I_m prądem płynącym przez przewodnik, natomiast B jest wektorem indukcji pola magnetycznego [64].

$$F_L = I_m(\Delta l \times B) \quad (6)$$

W magnetometrze MEMS działanie siły Lorentza powoduje zmianę położenia elementów konstrukcji mikro mechanicznej sensora. Schemat budowy elementu sensorowego magnetometru przedstawiono na Rys. 2.7. Składa się on z wahadła zaczepionego do statycznych mocowań sprężystymi belkami. Przez belki i wahadło przepływa prąd elektryczny I_m . Jeśli przyjmiemy, że wahadło znajduje się na płaszczyźnie xy kartezjańskiego układu współrzędnych, wówczas element sensorowy może mierzyć indukcję pola magnetycznego wzdłuż osi z . W wyniku oddziaływania pola magnetycznego (wektor indukcji B) na wahadło działa siła Lorentza F_L , która powoduje proporcjonalne do niej przesunięcie wahadła. Po bokach wahadła umieszczone są elektrody, które wraz z elektrodami statora (stator 1 i stator 2) tworzą układ między palczasty. W wyniku przemieszczenia ramki, elektrody zmieniają położenie względem siebie, co zmienia pojemność układu między palczastego [65]. Układ wykonuje pomiar pojemności i na podstawie jej zmiany wyznacza wartość indukcji pola elektromagnetycznego. Magnetometr podobnie jak akcelerometr i żyroskop może, zależnie od budowy, dokonywać pomiaru w jednej bądź kilku osiach układu.



Rys. 2.7. Schemat budowa magnetometru MEMS

Głównym zastosowaniem magnetometru w systemach IMU jest korekcja orientacji w osi prostopadłej do powierzchni Ziemi. Jako referencję wykorzystuje się północny biegun magnetyczny Ziemi. Załóżmy, podobnie jak w przypadku akcelerometru, że płaszczyznę równoległą do powierzchni Ziemi wyznaczają osie X_E i Y_E kartezjańskiego układu współrzędnych, natomiast oś Z_E jest prostopadła do powierzchni Ziemi i skierowana w górę. Wówczas akcelerometr pozwala na wyznaczenie obrotu jedynie względem osi X_E (kąt ϕ) i Y_E (kąt θ). Niech wektor \mathbf{m} dany wzorem (7) reprezentuje dane wyjściowe magnetometru, gdzie m_x , m_y i m_z odpowiadają indukcji pola magnetycznego względem kolejno osi x , y i z magnetometru. Wówczas znając kąty ϕ i θ , tangens kąta ψ , będący kątem obrotu układu MEMS względem osi Z_E , dany jest wzorem (8) [66]. Podane wzory nie uwzględniają wartości kalibracyjnych magnetometru. Opis metod korekcji orientacji za pomocą danych z magnetometru zostanie szerzej przedstawiony w rozdziale 4.2.

$$\mathbf{m} = [m_x, m_y, m_z] \quad (7)$$

$$\tan \psi = \frac{m_z \sin \phi - m_y \cos \phi}{m_x \cos \theta + m_y \sin \theta \sin \phi + m_z \sin \theta \cos \phi} \quad (8)$$

Procedura kalibracji sensorów MEMS

Każdy z opisywanych sensorów obarczony jest pewnymi błędami pomiarowymi, wpływającymi na dokładność wyników pomiaru. W każdym z sensorów występuje stały błąd wyjścia (bias), szum pomiarowy, oraz błędy skalowania. Zależnie od układu MEMS błędy te mają różne wartości. Ponadto w żyroskopach występuje zjawisko dryfu, które może wpływać na wynik pomiaru w sposób niedeterministyczny [67]. W przypadku magnetometru dodatkowo występują również dwa błędy związane ze zniekształceniem magnetycznym, Pierwszy z nich to błąd powodujący stałe odchylenie ze względu na obecność źródła pola magnetycznego w pobliżu sensora (hard iron error), natomiast drugi związany jest z obecnością w pobliżu sensora obiektów ferromagnetycznych (soft iron error) [68]. W prowadzonych badaniach wykonana została uproszczona procedura kalibracji. W przypadku kalibracji akcelerometru i żyroskopu, zintegrowany sensor został umieszczony nieruchomo na płaskiej powierzchni, osią z skierowaną ku górze. Następnie odczytywane były dane ze wszystkich osi akcelerometru i żyroskopu przez okres kilkunastu sekund. Uśrednione odczyty posłużyły do korekcji stałego błędu wyjścia (bias). Kalibracja magnetometru polegała na wykonywaniu ruchów zintegrowanym sensorem, kształtem przypominających lemniskatę Bernoulliego w różnych płaszczyznach. Ruch ten wykonywano przez okres kilkudziesięciu sekund jednocześnie odczytując dane ze wszystkich osi magnetometru. Na podstawie wartości maksymalnych i minimalnych uzyskanych z każdej z osi wyznaczony był błąd stały (bias - hard iron error), oraz skala każdej osi. Po wykonaniu tych przekształceń, punkty pomiarowe magnetometru powinny tworzyć sferę [69] [70].

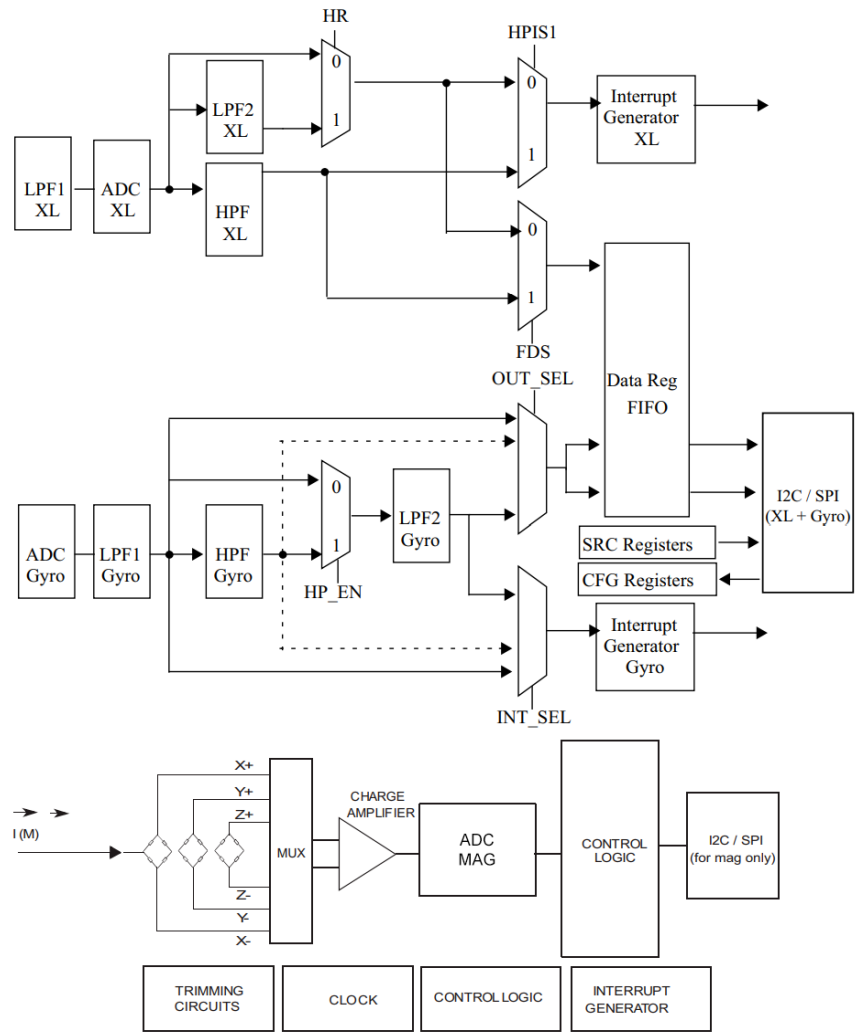
Układ MPU6050

W badaniach początkowych nad architekturą zredukowaną wykorzystany został zintegrowany sensor MPU6050, zawierający 3 osiowy akcelerometr i 3 osiowy żyroskop (6DoF). Sygnały analogowe z sensorów układu przetwarzane są do postaci binarnej z wykorzystaniem 16 bitowych układów ADC. Ponadto układ ten zawiera dedykowany procesor przetwarzający sygnały z sensorów (Digital Motion Processor - DMP). Dla tego procesora dostępne jest oryginalne oprogramowanie producenta, implementujące algorytm fuzji sensorowej. MPU6050 pracuje z napięciem 2.375V – 3.46V, pobierając maksymalnie 3.9mA prądu. Maksymalny zakres pomiarowy akcelerometru wynosi +/-16g, natomiast żyroskopu +/-2000deg/s [71].

Układ LSM9DS1

W badaniach wykorzystano także układ scalony LSM9DS1, zawierający 3 osiowy akcelerometr, 3 osiowy żyroskop i 3 osiowy magnetometr (9DoF). Układ zasilany jest napięciem z zakresu 1.9V - 3.6V, a maksymalny pobór prądu nie przekracza 5mA. Maksymalny zakres pomiarowy akcelerometru wynosi +/-16g, żyroskopu +/-2000deg/s, a magnetometru +/-16G. Sygnały analogowe z sensorów układu LSM9DS1 przetwarzane są do postaci binarnej z wykorzystaniem 16 bitowych układów ADC [72].

Na Rys. 2.8 została przedstawiona architektura wewnętrzna LSM9DS1. Sygnały analogowe z sensorów układu przetwarzane są do postaci cyfrowej przy użyciu konwerterów analogowo-cyfrowych (ADC). Ponadto, sygnały analogowe z akcelerometru są przed konwersją filtrowane filtrem dolnoprzepustowym (LPF). Przekonwertowany na postać cyfrową sygnał może zostać dodatkowo przepuszczony przez szereg filtrów dolno i górnoprzepustowych (LPF/HPF). Dane otrzymane w wyniku działania układów konwerterów i filtrów są zapisywane w kolejce FIFO. Cały proces nadzorowany jest przez układy kontrolne (CONTROL LOGIC), które konfigurowane są poprzez zmiany wartości rejestrów (REGISTERS). Zależnie od konfiguracji układ LSM9DS1 może generować sygnały przerwań zależne od stanu konwersji sygnałów lub charakteru tych sygnałów (INTERRUPT GENERATOR). Komunikacja z układem LSM9DS1 odbywa się poprzez magistralę SPI albo I²C.



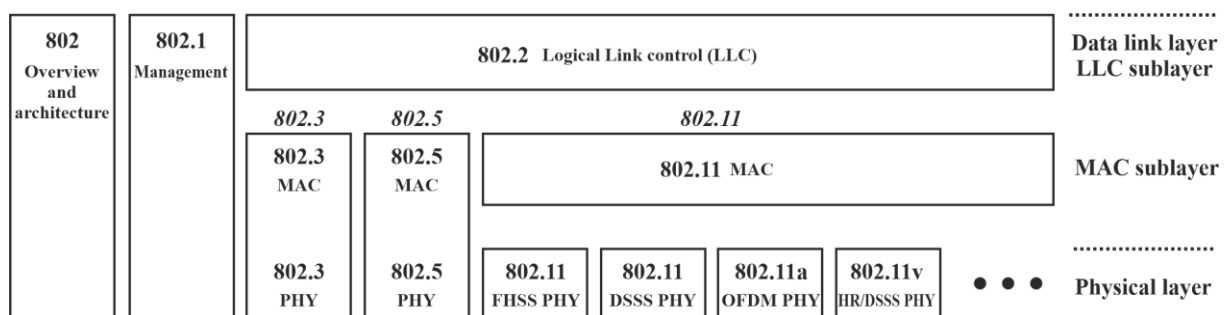
Rys. 2.8. Schemat blokowy układu LSM9DS1

3. ZASTOSOWANE TECHNOLOGIE I PROTOKOŁY KOMUNIKACYJNE

Jak zaznaczono we wcześniejszych rozdziałach, do celów badawczych, w charakterze modułów radiowych wykorzystano układy ESP8266 i ESP32. Ze względu na zastosowanie architektury zredukowanej, mikrokontrolery tych układów przetwarzają dane ze zintegrowanych sensorów MEMS, a także sterują wbudowanym interfejsem bezprzewodowym. W obu układach zaimplementowano interfejs radiowy zgodny ze standardem 802.11n [52] [54]. Układy SoC przesyłają dane bezprzewodowo do routera z access pointem, a następnie dane te są transmitowane do innych urządzeń, zarówno bezprzewodowo (802.11), jak i przewodowo z wykorzystaniem standardu Ethernet (802.3).

3.1. Standard IEEE 802.11 (WiFi)

Opisywany standard transmisji radiowej stanowi adaptację standardu Ethernet (IEEE 802.3), pozwalającą na wykorzystanie bezprzewodowego medium transmisyjnego. Specyfikacja standardów z rodziny IEEE 802 (w tym 802.11), odnosi się do dwóch najniższych warstw modelu OSI: warstwy łącza danych (Data Link Layer) złożonej z dwóch podwarstw (Logical Link Layer – LLC i Medium Access Control - MAC) i warstwy fizycznej (Physical Layer - PHY). Strukturę rodziny standardów IEEE 802 przedstawiono na Rys. 3.1.



Rys. 3.1. Struktura rodziny standardów IEEE 802

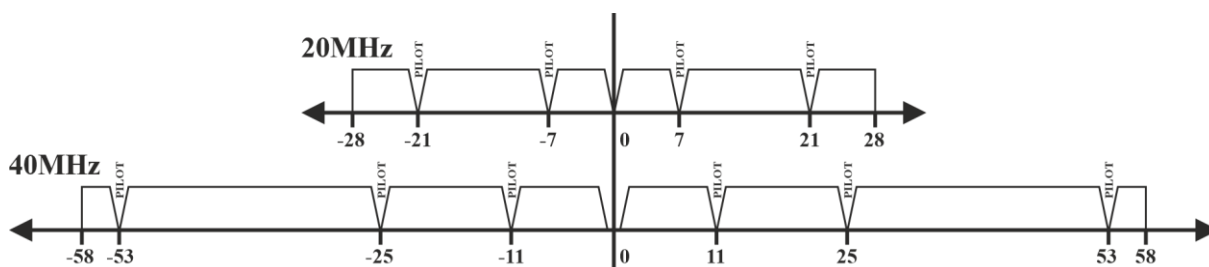
Standard 802.11, podobnie jak 802.3 zawiera opis implementacji warstw MAC i PHY. W ramach standardu 802.11 warstwa MAC jest wspólna, jednak kolejne wersje standardu wprowadzają dodatkowe implementacje warstwy PHY [73]. Najwyższym spośród standardów wykorzystywanych przez układy ESP8266 i ESP32 jest 802.11n, z tego względu to właśnie ten standard zostanie dokładnie opisany.

Warstwa PHY standardu 802.11n

Standard 802.11n może wykorzystywać pasmo 2.4GHz oraz 5GHz. Wykorzystywane w badaniach układy SoC pozwalają na transmisję jedynie w paśmie 2.4GHz, z tego względu tylko to pasmo zostanie szerzej opisane. Pasma transmisyjne 2.4GHz podzielone jest na 13 kanałów, dla których określa się częstotliwość środka kanału, według wzoru (9). f_{ch} jest częstotliwością kanału o numerze $n_{ch} \in \mathbb{N} \cap < 1, 13 >$ [74].

$$f_{ch} = 2407 + 5n_{ch} \text{ (MHz)} \quad (9)$$

Szerokość każdego z kanałów transmisyjnych może wynosić 20MHz, bądź 40MHz (kanały nachodzą na siebie). W standardzie 802.11n, zastosowano transmisję OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) uzupełnioną o technologię MIMO (Multiple Input Multiple Output) [75]. Technologia MIMO umożliwia równoległą transmisję wieloantenową z wykorzystaniem wielu strumieni radiowych, nie będzie ona jednak opisywana dokładnie, ponieważ żaden z wybranych SoC nie posiada więcej niż jednej anteny, co uniemożliwia zastosowanie tej technologii. Drugą wspomnianą technologią w standardzie 802.11n jest OFDM. Jest ona odmianą transmisji wieloczęstotliwościowej, w której strumień danych transmitowany jest z wykorzystaniem wielu częstotliwości nośnych jednocześnie [73]. Na potrzeby transmisji OFDM, każdy z kanałów dzielony jest na 56 podnośnych (52 użyteczne, 4 pilotowe) w przypadku użycia kanału o szerokości 20MHz albo 114 podnośnych (108 użytecznych, 6 pilotowych) w przypadku użycia kanału o szerokości 40MHz. Dla 20MHz podnośne mają numery z zakresu -28 do -1 i 1 do 28, natomiast dla 40MHz z zakresu -58 do -2 i 2 do 58. Podnośne oddalone są od siebie o 312.5kHz [74]. Schemat rozkładu podnośnych wraz z podnośnymi pilotowymi przedstawiono na Rys. 3.2.



Rys. 3.2. Schemat rozkładu podnośnych

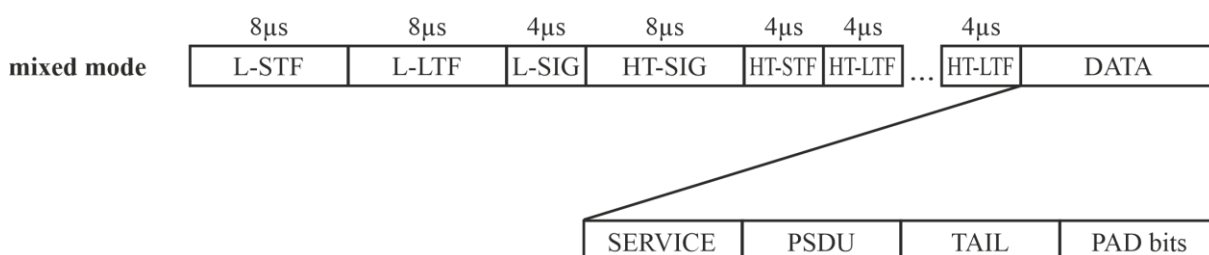
Sygnal przesyłany na każdej podnośnej jest modulowany z użyciem modulacji BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM albo 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation). W specyfikacji 802.11n modulacja określana jest przez numer MCS, który dodatkowo określa także parametry kodowania korekcyjnego FEC (Forward-Error multipath delay spread Correction). W korekcji FEC transmitowane dane uzupełniane są dodatkowo o bity redundantne, pozwalające na eliminację błędów i odtworzenia informacji po stronie odbiornika. Głównym parametrem korekcji FEC jest stosunek (R) ilości bitów danych do wszystkich transmitowanych bitów. Bity danych uzupełnione o bity korekcji FEC, podzielone na podnośne i zmodulowane tworzą symbol OFDM. Zależnie od modulacji, szerokości pasma i wartości współczynnika R zmianie ulega liczba bitów, które mogą być wysłane w ramach jednego symbolu [76].

W celu zapobiegania kolizji między kolejnymi symbolami wprowadza się interwał ochronny (guard interval - GI), w których nadajnik nie transmituje sygnału. Pozwala to uniknąć kolizji pomiędzy nowym symbolem, a poprzednim, który dotarł do odbiornika z opóźnieniem [77]. Specyfikacja 802.11n definiuje dwie wartości interwału ochronnego: długi (800ns) i krótki (400ns). Czas trwania jednego symbolu OFDM (T_S) wynosi $4\mu s$ wraz z długim interwałem oraz $3.6\mu s$ wraz z krótkim interwałem [76]. Zależność przepustowości łącza i liczby bitów danych na symbol OFDM (N_{DBPS}) od parametrów MCS, GI oraz szerokości kanału przedstawiono w Tab. 1 [74].

Tab. 1. Zależność przepustowości łącza od wybranych parametrów

MCS		N_{DBPS}	Przepustowość 802.11n (Mb/s)					
Indeks	Modulacja		Kodowanie (R)	20MHz		40MHz		
			20MHz	40MHz	800ns GI	400ns GI	800ns GI	400ns GI
0	BPSK	1/2	26	54	6.5	7.2	13.5	15.0
1	QPSK	1/2	52	108	13.0	14.4	27.0	30.0
2		3/4	78	162	19.5	21.7	40.5	45.0
3	16-QAM	1/2	104	216	26.0	28.9	54.0	60.0
4		3/4	156	324	39.0	43.3	81.0	90.0
5		2/3	208	432	52.0	57.8	108.0	120.0
6	64-QAM	3/4	234	486	58.5	65.0	121.5	135.0
7		5/6	260	540	65.0	72.2	135.0	150.0

Ramki teletransmisyjne warstwy fizycznej (PHY) standardu 802.11n tworzone są zgodnie ze zdefiniowanym protokołem PLCP (Physical Layer Convergence Protocol). W ramach PLCP w standardzie 802.11n zdefiniowano trzy tryby budowania i transmitowania ramek: kompatybilny wsteczny (non-HT mode), mieszany (HT mixed mode) i obsługiwany tylko przez standard z wyższą przepustowością (HT-Greenfield). Ze względu na potrzebę zachowania kompatybilności wstecznej w urządzeniach komercyjnych najczęściej stosuje się PLCP z trybem mieszanym. Schemat opisywanej ramki (PPDU), wraz z czasem trwania poszczególnych fragmentów przedstawiono na Rys. 3.3 [76].

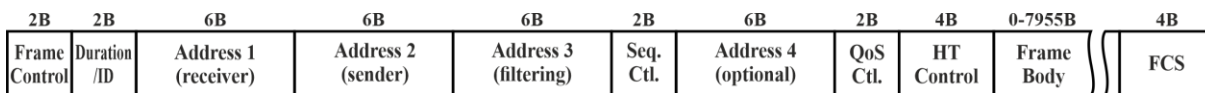


Rys. 3.3. Schemat ramki PLCP z trybem mieszanym

Fragmenty L-STF, L-LTF, L-SIG, HT-SIG, HT-STF i HT-LTF stanowią preambułę PPDU, której minimalny czas trwania wynosi 36µs. Preambuła zawiera informacje o konfiguracji transceivera, takie jak np.: MCS, szerokość kanału, czy wartość GI. Na końcu PPDU znajduje się fragment o zmiennej długości (DATA) zawierający zakodowaną ramkę danych protokołu MAC (PSDU) [74]. Ponadto fragment DATA zawiera dodatkowo, 16-bitowe pole poprzedzające (SERVICE), 6-bitowe pole kończące (TAIL) oraz, jeśli wymagane, pole PAD bits.

Warstwa MAC standardu 802.11n

Ramka transmisyjna warstwy MAC dodaje do danych z warstwy wyższej poprzedzający je nagłówek oraz sumę kontrolną na końcu ramki. W porównaniu jednak z nagłówkiem MAC standardu Ethernet, nagłówek dla standardu 802.11n jest bardziej rozbudowany. Strukturę opisywanej ramki MAC przedstawiono na Rys. 3.4.



Rys. 3.4. Schemat struktury ramki MAC w standardzie 802.11n

W prowadzonych badaniach odnoszono się do ramek danych typu QoS Data oraz ramek Null Function (przenoszące między innymi informacje o przejściu nadajnika w stan uśpienia i o jego wybudzeniu). Nagłówek ramki MAC protokołu 802.11n może zawierać maksymalnie cztery pola adresu. Najczęściej są to: adres przeznaczenia, adres źródła, adres odbiornika radiowego i adres nadajnika radiowego. W ramach standardu 802.11n dodane zostało pole QoS Ctl (występujące w ramach QoS Data) i opcjonalne pole HT Control. Bezpośrednio za nagłówkiem MAC znajduje się ramka danych protokołu wyższej warstwy, natomiast za nią znajduje się 4-bajtowa suma kontrolna (FCS) [74]. Ramka danych protokołu zawiera dane (Frame Body), które mogą być kodowane jednym z dostępnych standardów szyfrowania (WEP, WPA-TKIP, WPA2). W standardzie 802.11n używany jest WPA2, który wykorzystuje protokół CCMP do szyfrowania danych. W wyniku działania protokołu CCMP do zaszyfrowanej ramki danych warstwy wyższej dodawane jest dodatkowe 16 bajtów [78].

Podobnie jak w standardzie Ethernet, do kontroli dostępu do medium transmisyjnego wykorzystywany jest protokół CSMA (Carrier Sense Multiple Access). Jednak w standardzie 802.11 używany jest on w wersji CSMA/CA (Collision Avoidance), a nie jak w przypadku standardu Ethernet w wersji CSMA/CD (Collision Detection). Protokół CSMA/CA pozwala na unikanie kolizji, co zwiększa zdolność przepustową sieci [73]. W dokładniejszym ujęciu standard 802.11n wykorzystuje protokół DCF (Distributed Coordination Function) należący do grupy protokołów CSMA/CA.

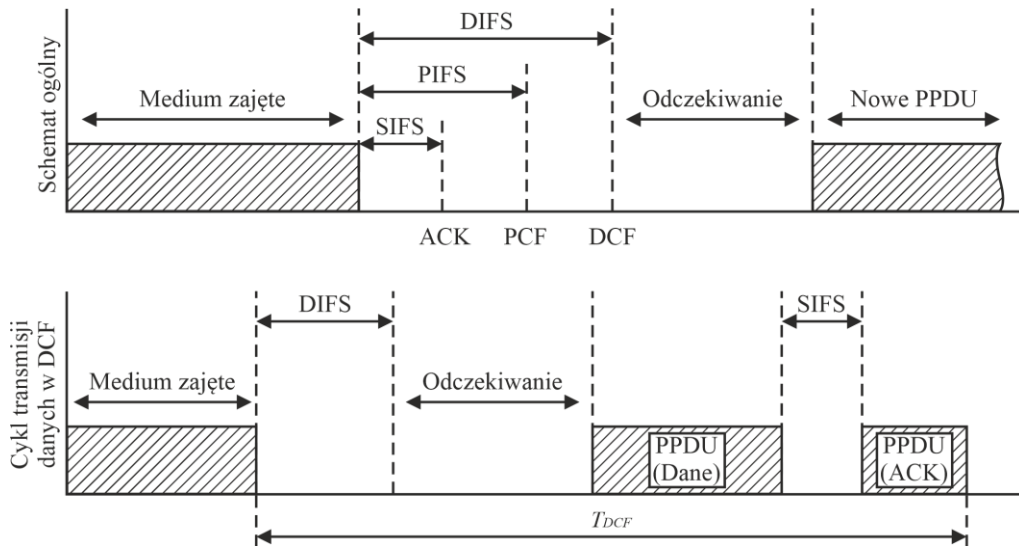
W protokole DCF wysyłane ramki transmisyjne (PPDU) oddzielone są między sobą konkretnymi interwałami czasowymi. W Tab. 2 przedstawiono dla uproszczenia najczęściej wykorzystywane interwały DCF, gdzie $aSIFSTime$ równy jest $16\mu s$, natomiast $aSlotTime$ - $9\mu s$.

Tab. 2. Interwały zdefiniowane w DCF

Interwał	Wzór	Czas trwania (μs)
SIFS	$T_{SIFS} = aSIFSTime$	16
PIFS	$T_{PIFS} = aSIFSTime + aSlotTime$	25
DIFS	$T_{DIFS} = aSIFSTime + 2 aSlotTime$	34

Dla zobrazowania działania DCF, schemat blokowy transmisji przedstawiono na Rys. 3.5. Każda ze stacji nadawczych nasłuchuje medium transmisyjnego w celu identyfikacji trwającej transmisji. Jeśli medium jest zajęte, wówczas stacja oczekuje na jego zwolnienie. Stacja uznaje, że medium jest wolne dopiero w momencie, gdy transmisja nie następuje przez czas DIFS. Wówczas stacje przechodzą w okres odczekiwania T_{BO} (backoff). Po tym okresie, jeśli pasmo jest wolne, następuje transmisja PPDU z danymi [79].

Po każdym przetransmitowanym PPDU z danymi, stacja czeka na potwierdzenie odbioru (ACK), które powinno być wysłane po upływie czasu SIFS po zakończeniu transmisji PPDU z danymi. Ponadto, punkt dostępu (access point) korzysta dodatkowo z protokołu PCF (Point Coordination Function), dzięki czemu access point jest w stanie przejąć kontrolę nad medium transmisyjnym w każdej chwili [80].



Rys. 3.5. Schemat blokowy transmisji z wykorzystaniem protokołu DCF

Całkowity czas jednego cyklu transmisji danych w DCF (T_{DCF}) dany jest wzorem (10). Na czas cyklu składa się czas DIFS (T_{DIFS}), okres odczekiwania T_{BO} , czas transmisji PPDU z danymi T_{DATA} , czas SIFS (T_{SIFS}) poprzedzający ramkę ACK oraz czas transmisji PPDU z informacją ACK (T_{ACK}) [74].

$$T_{DCF} = T_{DIFS} + T_{BO} + T_{DATA} + T_{SIFS} + T_{ACK} \quad (10)$$

W badaniach nacisk położono na czas transmisji PPDU z danymi T_{DATA} . Biorąc pod uwagę format PPDU używany w OFDM, czas transmisji T_{DATA} dany jest wzorem (11). T_{PHY}

jest czasem potrzebnym na przetransmitowanie preambuły PPDU. Jak wcześniej wskazano, czas T_{PHY} w przypadku trybu mieszanego (HT mixed mode) wynosi co najmniej 36 μ s. Przy obliczaniu czasów T_{MAC} i $T_{PAYLOAD}$ należy wziąć pod uwagę liczbę bitów danych transmitowanych w jednym symbolu N_{DBPS} oraz, że liczba symboli musi być całkowita. Ponadto należy dodać do obliczeń fragment SERVICE i TAIL. Uwzględniając powyższe zależności, T_{DATA} może być obliczony wzorem (12). L_{MAC} jest wyrażoną w bajtach długością nagłówka MAC wraz z bajtami potrzebnymi do kodowania WPA2 oraz sumą kontrolną, natomiast $L_{PAYLOAD}$ długością danych protokołu warstwy wyższej [81].

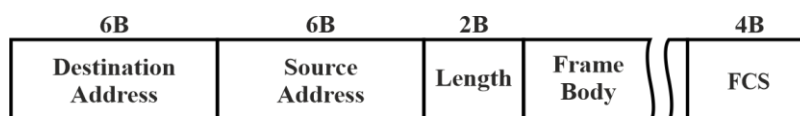
$$T_{DATA} = T_{PHY} + T_{MAC} + T_{PAYLOAD} \quad (11)$$

$$T_{DATA} = T_{PHY} + T_S \left\lceil \frac{16 + 6 + 8L_{MAC} + 8L_{PAYLOAD}}{N_{DBPS}} \right\rceil \quad (12)$$

3.2. Warstwa MAC standardu IEEE 802.3 (Ethernet)

Standard IEEE 802.3 również należy do rodziny standardów 802, który jak wcześniej opisano, odnosi się do dwóch najniższych warstw MAC i PHY. W prowadzonych badaniach analizowana była również przepustowość przewodowego łącza danych, implementującego standard 802.3, jednak w tym wypadku nacisk położono jedynie na warstwy od MAC wzwyż (nie analizując PHY).

W warstwie MAC standardu 802.3, do danych warstw wyższych dodawany jest nagłówek i suma kontrolna. Strukturę ramki warstwy MAC standardu 802.3 przedstawiono na Rys. 3.6. Nagłówek ramki zawiera 6-bajtowy adres docelowy MAC (Destination Address), 6-bajtowy adres źródłowy MAC (Source Address) oraz 2-bajtowe pole określające długość (Length) ramki danych. Na końcu ramki dodawana jest 4-bajtowa suma kontrolna (FCS) [82]. Standard 802.3 wykorzystuje protokół CSMA/CD, pozwalający na wykrywanie kolizji w sieci. Po wykryciu kolizji urządzenia przerywają transmisję i odczekują przez określony czas po czym następuje ponowienie transmisji [83].



Rys. 3.6. Schemat struktury ramki MAC w standardzie 802.3

3.3. Protokoły wyższych warstw modelu OSI.

Protokół LLC

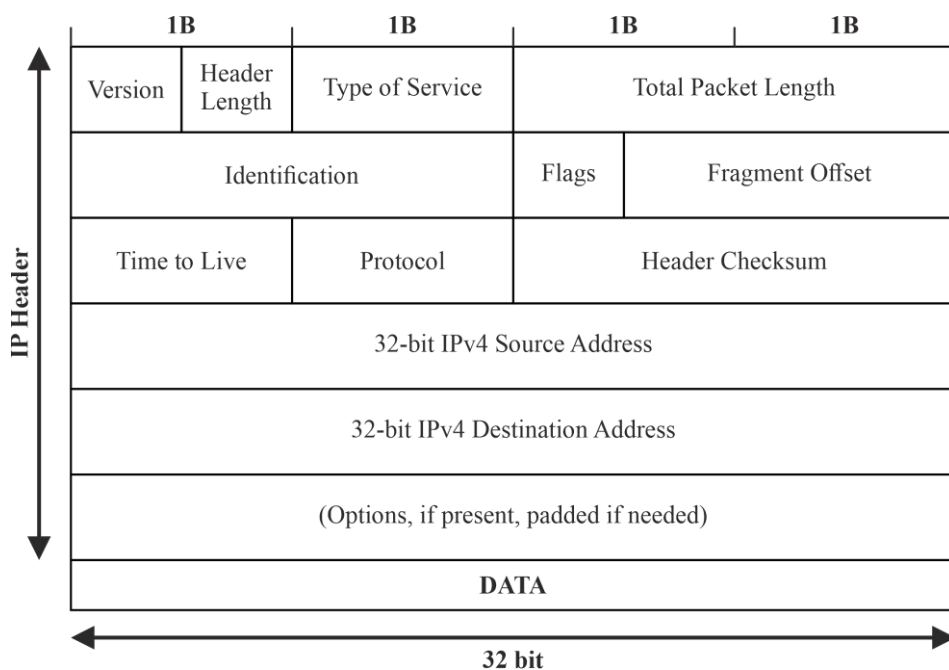
Niezależnie od stosowanego standardu określającego MAC i PHY, dane przesyłane w ramach warstwy MAC mają dodany nagłówek LLC (element LLC - 3B i SNAP - 5B). Warstwa LLC określona w standardzie 802.2 jest implementacją warstwy łącza danych modelu OSI i odpowiada za tworzenie połączenia, synchronizację, a także korekcję błędów. W warstwie LLC określono trzy typy przepływu danych: bezpołączeniowy niepotwierdzony, bezpołączeniowy potwierdzony i połączeniowy [84].

Protokół IP

Bezpośrednio nad LLC znajduje się warstwa sieciowa modelu OSI. Wszystkie warstwy począwszy od warstwy sieciowej wzwyż nie są już opisywane rodziną standardów 802. Do warstwy sieciowej należy protokół IP (Internet Protocol). Protokół ten jest w szczególności odpowiedzialny za trasowanie pakietów. Trasowanie odbywa się na podstawie zamieszczonego w nagłówku protokołu IP adresu docelowego, dzięki któremu urządzenia sieciowe mogą zdecydować jaką drogą powinien być wysłany pakiet, aby dotrzeć do celu. Adresy IP hostów mogą być 4 bajtowe (IPv4) albo 6 bajtowe (IPv6). W większości sieci, szczególnie lokalnych używa się adresowania IPv4 [85].

Podobnie jak inne opisywane protokoły, IP dodaje do pakietu danych nagłówek, którego strukturę przedstawiono na Rys. 3.7. Nagłówek rozpoczyna się od pola wersji protokołu (Version), długości nagłówka podanej jako ilość 4-bajtowych słów (Header Length) oraz pola typu usługi (Type of Service). Następnie podana jest długość pakietu danych w bajtach (Total Packet Length). Pole numeru identyfikacyjnego (Identification) zawiera 16-bitowy numer pakietu, co pozwala na późniejsze złożenie podzielonych pakietów po stronie hosta docelowego. Następnie podane są flagi nagłówka IP (Flags), oraz pole przesunięcia fragmentu (Fragment Offset), wykorzystywane przy fragmentacji pakietów. Kolejnym polem jest czas życia pakietu (Time to Live- TTL). Każdy wysłany pakiet jest przekazywany pomiędzy kolejnymi urządzeniami (np. routerami) w celu dostarczenia go do hosta docelowego. Każde urządzenie pośrednie dekrementuje wartość pola TTL, a gdy jego wartość wyniesie 0, pakiet jest porzucany (drop). Pole protokołu (Protocol) pozwala na określenie typu protokołu warstwy wyższej, natomiast pole sumy kontrolnej nagłówka (Header Checksum) służy do detekcji błędów transmisji nagłówka IP. Następnie podany jest adres źródłowy (Source

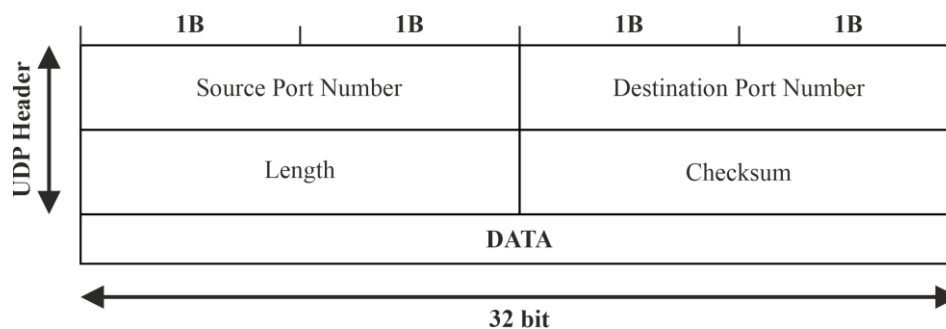
Address) i docelowy (Destination Address). Za polami adresów mogą pojawić się kolejne 4-bajtowe słowa zawierające dodatkowe opcje [86].



Rys. 3.7. Schemat struktury nagłówka protokołu IPv4

Protokół UDP

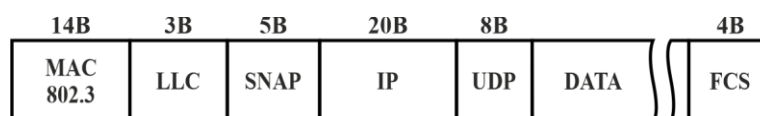
UDP jest protokołem warstwy transportowej modelu OSI. Jest to bezpołączeniowy protokół, który nie posiada funkcji korekcji i kontroli transmisji oraz nie gwarantuje dostarczenia danych. Protokół zapewnia jedynie możliwość detekcji błędu, poprzez wykorzystanie sumy kontrolnej. Jeśli istnieje taka potrzeba, wszelkie mechanizmy kontroli przepływu danych i potwierżeń dostarczenia muszą być realizowane w warstwie aplikacji. Jednostką podstawową protokołu UDP jest datagram, będący pakietem danych z nagłówkiem UDP, którego strukturę przedstawiono na Rys. 3.8. Nagłówek posiada numer portu źródłowego (Source Port Number), numer portu docelowego (Destination Port Number), długość nagłówka wraz z segmentem danych (Length) oraz sumę kontrolną (Checksum). Numery portów są abstrakcyjnymi odnośnikami do konkretnych procesów wysyłających i odbierających dane, dzięki którym host może określić aplikację docelową dla danego datagramu. W ramach pojedynczej transmisji datagram nie jest segmentowany, a wysyłany w formie w jakiej został on przekazany z warstwy aplikacji. Kontrola ewentualnej segmentacji także może zostać wykonana w warstwie aplikacji [87].



Rys. 3.8. Schemat struktury nagłówka protokołu UDP

Wykorzystanie protokołu UDP pozwala na kontrolę transmisji w wyższym stopniu niż w przypadku protokołu TCP, ponadto protokół ten nie implementuje mechanizmu potwierżeń, co zmniejsza zajętość łącza transmisyjnego. W zastosowaniach, w których kompletność i spójność transmitowanych danych nie jest krytyczna, korzystne jest z punktu widzenia zajętości łącza, bądź pasma, wykorzystanie protokołu UDP. Ponadto nagłówek UDP (8 bajtów) jest krótszy od nagłówka TCP (co najmniej 20 bajtów). W literaturze można znaleźć wiele przykładów wykorzystania protokołu UDP do transmisji danych z sensorów inteligentnych [88] [89]. Ponadto w sieciach sensorowych zapewnia on wysoką przepustowość, niewielkie opóźnienie oraz niewielkie obciążenie sieci [90].

W odniesieniu do analizy czasu transmisji PPDU w standardzie 802.11n i liczby bajtów nagłówków wszystkich dodanych warstw, należy wskazać, że w przypadku standardu Ethernet 802.3 łączna liczba danych nagłówków MAC (14B) wraz z FCS (4B), LLC (3B), SNAP (5B), IP (20B) i UDP (8B) wynosi 54B dla każdego pakietu danych. Schemat struktury opisywanego pakietu przedstawiono na Rys. 3.9.



Rys. 3.9. Struktura pakietu MAC 802.3 z uwzględnieniem nagłówków protokołów warstw wyższych

Zakładając, że z sensora inteligentnego wysyłane są dane ze wszystkich osi układu MEMS (9 liczb) oraz informacje o jego orientacji (4 liczby) w postaci 4 bajtowych liczb zmiennoprzecinkowych (float), wówczas, pojedynczy punkt pomiarowy powinien mieścić się w 54B danych. Potwierdza to zasadność stosowania metod agregacji danych w ramach i zmniejszających liczbę przesyłanych danych.

3.4. Algorytmy kontroli transmisji radiowej i próbkowania

W bezprzewodowych sensorach inteligentnych IMU istotną rolę odgrywa transmisja danych. Obecnie wiele popularnych systemów transmisji radiowej, takich jak WiFi (802.11), Bluetooth, czy ZigBee i jego pochodne (802.15.4), wykorzystuje pasmo ISM (2.4GHz). W niektórych miejscach systemy te rozlokowane są w bliskim sąsiedztwie i mogą wzajemnie się zakłócać [91]. Ponadto zastosowanie dużej liczby bezprzewodowych systemów IMU także może prowadzić do ich wzajemnej interferencji. Powoduje to spadek wydajności i niezawodności transmisji. Z tego względu istotne jest ograniczenie zajętości pasma radiowego, poprzez ograniczenie transmisji radiowej. Dodatkowo, ograniczenie wykorzystania modułu realizującego radiową transmisję bezprzewodową ogranicza pobór energii, co także jest istotne w opisywanych systemach.

Istnieje wiele różnych metod kontroli transmisji radiowej mających na celu optymalizację ruchu sieciowego lub ograniczenie zużycia energii. Ograniczenie poboru energii można osiągnąć poprzez monitorowanie sieci i sterowanie częstotliwością występowania zdarzeń połączenia (głównie w Bluetooth Low Energy), prędkością transmisji oraz mocą nadajnika [92] [93]. Jak opisano wcześniej, agregacja danych również wiąże się ze zmniejszeniem zajętości pasma. W standardzie WiFi (802.11) wprowadzony został mechanizm wysyłania bloków danych, po kilka PSDU każdy, przy czym odbiór bloku danych potwierdzany jest jednym, zbiorczym PPDU z informacją ACK. Sterowanie długością bloków danych również może zostać wykorzystane do optymalizacji ruchu sieciowego przy zachowaniu pewności transmisji (zwiększenie przepustowości i zmniejszenie liczby retransmisji) [94]. W literaturze opisane zostało także podejście oparte na podziale sieci na klastry z węzłem nadrzędnym, nadawania danym różnych priorytetów i kolejkowanie danych [95]. W przypadku współistnienia sieci z wieloma punktami dostępu wprowadzane są metody optymalizacyjne pozwalające na wybór optymalnego punktu dostępowego dla urządzenia, co stosuje się przykładowo w sieciach komórkowych [96]. Znane jest również podejście odciążania sieci poprzez równoległe wykorzystanie dwóch sieci działających na rozłącznych pasmach (przykładowo WiFi i LTE/3G) [97] [98]. Ponadto analizowane są także różne koncepcje ograniczające liczbę przesyłanych danych w celu optymalizacji transmisji. Przykładem jednej z nich może być przesyłanie zamiast konkretnych wartości jedynie różnic pomiędzy kolejnymi wartościami [99].

Związane bezpośrednio z techniką sensorową algorytmy ograniczające pobór energii i ilość transmitowanych danych związane są w znacznym stopniu ze sterowaniem

częstotliwością próbkowania sygnału. W celu zmniejszenia ilości danych i ograniczenia potrzeb energetycznych stosuje się algorytmy ograniczające próbkowanie zależnie od danych wejściowych [100] [101] [102]. Dzięki takiemu podejściu można ograniczyć liczbę przesyłanych danych, co prowadzi jednak do utraty części informacji [103]. Analizowane są również metody kontroli próbkowania poprzez stosowanie dodatkowych układów elektronicznych, wykrywających określony sygnał [104].

Kontrola transmisji radiowej, pozwalająca na ograniczenie poboru energii lub zwiększenie pewności transmisji, jest szczególnie istotna w systemach medycznych, monitorujących stan zdrowia pacjenta. W Tab. 3 przedstawiono przykładowe metody optymalizacji transmisji radiowej dla sieci WBAN i inteligentnych sensorów nasobnych. Do monitorowania czynności życiowych wykorzystać można metodę statycznego [105] oraz epizodycznego [106] sterowania interwałem bezpołączeniowej transmisji rozgłoszeniowej (advertising) dla nadajników Bluetooth Low Energy.

W ramach prowadzonych badań został zaproponowany algorytm adaptacyjnej transmisji danych w dwóch wariantach, który następnie został zweryfikowany. Algorytm sterowany jest danymi z żyroskopu MEMS, na podstawie których ustalana jest częstotliwość wysyłania danych oraz zawartość ramek transmisyjnych, co obecnie nie ma bezpośredniego odpowiednika w literaturze.

Tab. 3. Przykładowe metody optymalizacji transmisji radiowej dla sieci WBAN i inteligentnych sensorów nasobnych

Publikacja	Standard	Zakres modyfikacji	Opis	Rezultaty
[105]	802.15.1	STEROWANIE	Zaproponowano metodę statycznego oraz	Zmniejszenie poboru energii.
[106]		TRANSMISJĄ	epizodycznego sterowania interwałem bezpołączeniowej transmisji rozgłoszeniowej (advertising) zależnie od danych wejściowych.	
[107]	802.15.6	MAC	Zaproponowano własny sposób nadawania priorytetów dla krytycznych danych dot. parametrów życiowych człowieka, których wartość wykracza poza normę.	Optymalizacja przepustowości, zmniejszenie opóźnienia i poboru energii.
[108]	802.15.6	ROUTING	Wybór drogi pakietu realizowany jest na podstawie SNR (signal noise ratio), poziomu baterii węzłów oraz liczby skoków. Do wyboru drogi wykorzystano algorytm Dijkstry i logikę rozmytą.	Optymalizacja przepustowości i poboru energii. Zmniejszenie opóźnień i liczby utraconych pakietów.
[109]	-	ROUTING	Dane krytyczne (np. sygnał EKG, poziom glukozy we krwi) wysyłane są bezpośrednio do węzła docelowego, natomiast pozostałe mogą być wysyłane drogą z kilkoma przeskokami.	Optymalizacja stabilności i przepustowości sieci, oraz minimalizacja opóźnień.

[110]	802.15.4	ROUTING	Dla każdego pacjenta zdefiniowano osobną sieć WBAN. Do wyznaczania drogi wykorzystano algorytm mrowiskowe.	Zmniejszenie opóźnień i obciążenia sieci.
[111]	802.15.4	MAC	Zdefiniowano własną warstwę MAC wykorzystującą warstwę PHY ze standardu 802.15.4. Implementacja przeznaczona jest dla układów scalonych nRF24L01 i wykorzystuje protokół CSMA/CA oraz posiada mechanizm potwierdzenia odbioru.	Stworzenie protokołu WBAN wykorzystującego układy nRF24L01
[112]	802.15.4	STEROWANIE TRANSMISJĄ	Zaproponowano algorytm sterujący mocą nadajnika radiowego w zależności od cykli chodu.	Zmniejszenie poboru energii oraz liczby utraconych pakietów.
[113]	802.15.6	ROUTING	Dodano zewnętrzny kontroler sieci WBAN pacjentów wyznaczający drogę pakietów na żądanie. Trasowanie z wykorzystaniem algorytmu Dijkstry odbywa się na podstawie poziomu naładowania baterii węzłów sieci i SNR.	Optymalizacja poboru energii, przepustowości oraz zmniejszenie opóźnień
[114]	802.15.4	ROUTING	Zdefiniowano sposób wyznaczania drogi na podstawie poziomu naładowania baterii węzłów sieci i SNR. Wysyłane dane poddane są kodowaniu w celu zwiększenia bezpieczeństwa. W sieci preferowane jest przesyłanie bezpośrednie, bez przeskoków.	Zmniejszenie liczby utraconych pakietów, optymalizacja mocy nadajników radiowych.

[115]	-	UŚPIENIE	Dodano układ dołączony do obwodu anteny węzła sieci sensorowej, który w momencie odebrania odpowiednio zmodulowanego sygnału z węzła centralnego wzbudza pozostałe układy węzła sieci.	Zmniejszenie zużycia energii.
[116]	802.15.4	MAC	Stworzono protokół MAC z mechanizmem przerwania oparty na standardzie 802.15.4 (wykorzystujący transmisję z GTS – guaranteed time slot). Do standardu dodano dodatkowe sloty czasowe pozwalające na transmisję danych krytycznych poza kolejnością w razie potrzeby.	Optymalizacja zużycia energii i zarządzania slotem czasowym w standardzie 802.15.4.
[117]	802.15.6	ANTENY	Wykorzystano anteny kierunkowe oraz zmniejszono moc nadajników.	Zmniejszenie zużycia energii.
[118]	-	UŚPIENIE	Dodano układ dołączony do obwodu anteny węzła sieci sensorowej, który w momencie odebrania odpowiednio zmodulowanego sygnału wzbudza pozostałe układy węzła sieci. Zaproponowano także rozwiązanie z dedykowanym modulem radiowym (out-of-band) wykorzystywanym do wzbudzania węzła.	Zmniejszenie zużycia energii.

[119]	802.15.4	MAC	Wprowadzono dynamiczne sloty czasowe w standardzie GTS zależne od priorytetu przesyłanych danych. Zdefiniowano cztery priorytety, dla których w ramce GTS wprowadzono cztery fazy o zmiennej długości.	Optymalizacja czasu transmisji informacji, przepustowości, zużycia energii oraz współczynnika kolizji ramek transmisyjnych.
[120]	802.15.4	MAC	Wprowadzono agregację ramek MAC. Każda zbiorcza ramka MAC jest potwierdzana tylko jednym, zbiorczym sygnałem ACK.	Optymalizacja wykorzystania kanału transmisyjnego.
[121]	802.11	ROUTING	Zaproponowano protokół routingu, zakładający adaptacyjny wybór sąsiada, do którego będzie transmitowany kolejny pakiet. Wybór dokonywany jest na podstawie możliwości przetworzenia kolejnej porcji danych przez węzeł oraz dostępnej energii (np. poziomu naładowania baterii). Wykonane symulacje uwzględniały wykorzystanie standardu 802.11	Zmniejszenie agregacji, opóźnień oraz zmniejszenie poboru energii przy zachowaniu przepustowości
[122]	802.11	MAC	Zaproponowano zmodyfikowaną metodę wyboru wartości CW przez stacje.	Lepsze wykorzystanie radiowego kanału transmisyjnego.

4. METODY WYZNACZANIA I REPREZENTACJI ROTACJI W PRZESTRZENI

Kluczowym aspektem dla systemów IMU jest reprezentacja ich rotacji w przestrzeni oraz metody wyznaczania tej rotacji. Poniższy rozdział stanowi wstęp teoretyczny do stosowanych w systemach IMU reprezentacji rotacji, a także metod wyznaczania rotacji w przestrzeni na podstawie wyników pomiarów prędkości kątowych, przyspieszenia i indukcji pola magnetycznego.

4.1. Matematyczna reprezentacja rotacji

Rotacja obiektu w przestrzeni może być reprezentowana za pomocą różnych form matematycznych. Główną formą matematyczną reprezentacji rotacji jest macierz rotacji o wymiarach 3×3 . Wykorzystana reprezentacja powinna zapewniać deterministyczne odwzorowanie orientacji, a ponadto zajmować jak najmniej bajtów pamięci. Biorąc pod uwagę aspekt rozmiaru pamięci wymagany do zapisu macierzy (9 liczb zmiennoprzecinkowych) oraz istotną rolę redukcji liczby danych w celu zoptymalizowania transmisji radiowej, macierz nie jest optymalną formą reprezentacji rotacji [123].

Kąty Eulera

Kierując się jedynie aspektem zajętości pamięci, optymalną formą wydają się być kąty Eulera, będące w rzeczywistości trzema wartościami kąta obrotu względem trzech osi Kartezjańskiego układu współrzędnych (3 liczby zmiennoprzecinkowe).

Cały obrót układu można więc zdefiniować jako trzy następujące kolejno po sobie rotacje. Wypadkową rotacji jest macierz $R(\hat{n}_1, \hat{n}_2, \hat{n}_3, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ dana wzorem (13), gdzie każdy z wektorów $\hat{n}_1, \hat{n}_2, \hat{n}_3$ jest wektorem jednostkowym (o długości 1) mogącym reprezentować osie x (wektor \hat{x}), y (wektor \hat{y}) lub z (wektor \hat{z}) lokalnego układu współrzędnych. Wówczas macierze $R(\hat{x}, \alpha_1)$, $R(\hat{y}, \alpha_2)$ i $R(\hat{z}, \alpha_3)$ dane są wzorami (14), (15) i (16) [124]. Kolejność wykonywania rotacji może być różna zależnie od przyjętej sekwencji. Istnieje sześć sekwencji symetrycznych rotacji (xyx , zyz , zxz , xzx , xyy , zyz), oraz sześć sekwencji niesymetrycznych (xyz , yzx , zxy , xzy , yxz , zyx) [125].

$$R_{\hat{n}_1\hat{n}_2\hat{n}_3}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = R(\hat{n}_3, \alpha_3)R(\hat{n}_2, \alpha_2)R(\hat{n}_1, \alpha_1) \quad (13)$$

$$R(\hat{x}, \alpha_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_1 & \sin \alpha_1 \\ 0 & -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$R(\hat{y}, \alpha_2) = \begin{bmatrix} \cos \alpha_2 & 0 & -\sin \alpha_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \alpha_2 & 0 & \cos \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$R(\hat{z}, \alpha_3) = \begin{bmatrix} \cos \alpha_3 & \sin \alpha_3 & 0 \\ -\sin \alpha_3 & \cos \alpha_3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Jedną z sekwencji jest zyx w literaturze określana jako sekwencja yaw (obrót względem osi Z_E o kąt ψ), pitch (obrót względem osi Y_E o kąt θ) i roll (obrót względem osi X_E o kąt ϕ), wykorzystywana przykładowo w wyznaczaniu orientacji obiektów latających [126]. Wówczas równanie macierzy rotacji dane jest wzorem (17) [125].

$$R_{zyx}(\psi, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Pomimo, iż zapis kątów Eulera wymaga jedynie trzech liczb zmiennoprzecinkowych reprezentujących kolejne kąty, wykorzystanie ich w odwzorowaniu orientacji nie pozwala jednak na deterministyczne odwzorowanie rotacji w każdej sytuacji. Związane jest to ze zjawiskiem blokady przegubu (gimbal lock) [127].

Reprezentacja kąt-oś

Inną reprezentacją wykorzystującą kąt obrotu jest reprezentacja kąt-oś (angle-axis). Rotacja reprezentowana jest przez trójwymiarowy, jednostkowy wektor \hat{r} , wokół którego wykonywany jest obrót o kąt ξ [128]. Obrót jest więc reprezentowany przez cztery wartości (4 liczby zmiennoprzecinkowe). Teoria Leonharda Eulera z roku 1775 wskazuje, że dla każdej rotacji istnieje niezerowy, nieruchomy wektor obrotu \hat{r} i kąt ξ jednoznacznie opisujące tę rotację [129]. Załóżmy, że wykonywana jest rotacja znormalizowanego (inaczej jednostkowego) wektora \hat{v} do pozycji określonej przez wektor \hat{w} . Wówczas kąt ξ , dany jest wzorem (18), a wektor \hat{r} - wzorem (19), który po znormalizowaniu daje wektor \hat{r} . Dla wektorów równoległych, wartość kąta ξ wynosi 0, natomiast wektor \hat{r} może być dowolny [123].

$$\xi = \text{acos}(\widehat{\mathbf{v}}\widehat{\mathbf{w}}) \quad (18)$$

$$\dot{\mathbf{r}} = \widehat{\mathbf{v}} \times \widehat{\mathbf{w}} \quad (19)$$

Reprezentacja angle-axis może być obliczona na podstawie odczytów z żyroskopu MEMS. Niech ω_x , ω_y i ω_z będą prędkościami obrotu względem kolejno osi x , y oraz z żyroskopu, a Δt będzie czasem pomiaru. Wówczas całkując uzyskane prędkości obrotowe i licząc rotację wypadkową można uzyskać po przekształceniach wektor $\widehat{\mathbf{r}}$ oraz kąt ξ , według odpowiednio wzorów (20) i (21) [130] [131].

$$\widehat{\mathbf{r}} = [r_x \quad r_y \quad r_z] = \frac{1}{\sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2}} [\omega_x \quad \omega_y \quad \omega_z] \quad (20)$$

$$\xi = \Delta t \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2} \quad (21)$$

Kwaterniony

W algorytmach wyznaczania położenia i kursu (Attitude and Heading Reference System - AHRS) stosowanych w systemach opartych na sensorach MEMS do reprezentacji rotacji powszechnie stosowane są kwaterniony [132] [133] [134]. Kwaternion q jest liczbą zespoloną postaci danej wzorem (22), gdzie $q_0, q_1, q_2, q_3 \in \mathbb{R}$ oraz $i, j, k \in \mathbb{I}$ [135].

$$q = q_0 + q_1i + q_2j + q_3k \quad (22)$$

Ponieważ liczby i, j, k stanowią stałą część każdego kwaternionu, najczęściej pomijane są one w zapisie. Uogólniony zapis kwaternionu ma formę według wzoru (23). W literaturze spotykany jest również zapis według wzoru (24), w którym część $q_1i + q_2j + q_3k$ zastępowana jest wektorem $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^3$ danym wzorem (25). W takiej notacji w nazywane jest częścią skalarną, natomiast \mathbf{v} częścią wektorową kwaternionu q [123]. Każdy kwaternion jest więc reprezentowany, podobnie jak reprezentacja kąt-oś, przez cztery wartości (4 liczby zmiennoprzecinkowe).

$$q = (q_0, q_1, q_2, q_3) \quad (23)$$

$$q = (q_0, \mathbf{v}) \quad (24)$$

$$\mathbf{v} = (q_1, q_2, q_3) \quad (25)$$

W celu wykorzystania kwaternionu do wykonania rotacji wektora \mathbf{s} , wektor ten przekształcany jest na kwaternion czysty (pure), którego część skalarna równa jest 0. Wówczas kwaternion \hat{s} reprezentujący wektor \mathbf{s} dany jest wzorem (26) [136].

$$\hat{s} = (0, \mathbf{s}) \quad (26)$$

Kwaternion \hat{q} reprezentujący rotację jest kwaternionem jednostkowym, nazywanym także znormalizowanym. Normalizacja kwaternionu q wykonywana jest zgodnie ze wzorem (27), gdzie $\|q\|$ dane jest wzorem (28) [123]. Dla kwaternionu jednostkowego $\|q\| = 1$ [136].

$$\hat{q} = \frac{q}{\|q\|} \quad (27)$$

$$\|q\| = \sqrt{q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2} \quad (28)$$

Kwaterniony mogą być dodawane oraz mnożone przez skalar w taki sam sposób jak wektory, w tym przypadku należy rozpatrywać kwaternion równoważnie z wektorem czterowymiarowym. Dodawanie kwaternionów dane jest wzorem (29), natomiast mnożenie przez skalar wzorem (30), gdzie p i q są kwaternionami, natomiast $c \in \mathbb{R}$ [123].

$$\begin{aligned} p + q &= (p_0, p_1, p_2, p_3) + (q_0, q_1, q_2, q_3) \\ &= (p_0 + q_0, p_1 + q_1, p_2 + q_2, p_3 + q_3) \end{aligned} \quad (29)$$

$$cq = c(q_0, q_1, q_2, q_3) = (cq_0, cq_1, cq_2, cq_3) \quad (30)$$

Konkatenacja rotacji kwaternionów wykonywana jest poprzez mnożenie tych kwaternionów [123]. Mnożenie kwaternionów p i q dane jest wzorem (31) [137] i niech oznaczone będzie symbolem \otimes . Należy jednak wskazać, że równość ta jest prawdziwa, tylko wtedy, gdy spełniona jest zależność pomiędzy liczbami i, j, k dana wzorem (32) [138].

$$\begin{aligned}
p \otimes q &= (p_0, p_1, p_2, p_3) \otimes (q_0, q_1, q_2, q_3) \\
&= \begin{pmatrix} p_0q_0 - p_1q_1 - p_2q_2 - p_3q_3, \\ p_1q_0 + p_0q_1 + p_2q_3 - p_3q_2, \\ p_2q_0 + p_0q_2 + p_3q_1 - p_1q_3, \\ p_3q_0 + p_0q_3 + p_1q_2 - p_2q_1 \end{pmatrix} \quad (31)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i^2 &= j^2 = k^2 = -1 \\
ij &= k, \quad jk = i, \quad ki = j \\
ji &= -k, \quad kj = -i, \quad ik = -j \quad (32)
\end{aligned}$$

Ponadto kwaternion sprzężony q^{-1} dla kwaternionu q dany jest wzorem (33) [137]. Reprezentacja rotacji za pomocą kwaternionu umożliwia bezpośrednio dokonanie transformacji punktu w przestrzeni. Niech część wektorowa kwaternionu czystego \dot{v} reprezentuje położenie punktu w przestrzeni, natomiast, kwaternion q niech reprezentuje rotację, jaka ma zostać nadana temu punktowi. Wówczas część wektorowa kwaternionu czystego \dot{v}' danego wzorem (34) reprezentuje położenie punktu po wykonaniu rotacji [139].

$$q^{-1} = (q_0, -q_1, -q_2, -q_3) = (q_0, -\mathbf{v}) \quad (33)$$

$$\dot{v}' = q \otimes \dot{v} \otimes q^{-1} \quad (34)$$

Istotną właściwością, z punktu widzenia algorytmów AHRS i reprezentacji rotacji z wykorzystaniem kwaternionów, jest możliwość uaktualnienia rotacji odczytami z żyroskopu bez konieczności konwersji na inne reprezentacje. Niech wektor $\boldsymbol{\omega}$ dany wzorem (35) reprezentuje dane wyjściowe żyroskopu, gdzie ω_x , ω_y i ω_z odpowiadają prędkości obrotowej względem kolejno osi x , y , z żyroskopu. Ponadto niech $\dot{\omega}$ będzie kwaternionem czystym, reprezentujący wektor $\boldsymbol{\omega}$ oraz niech Δt będzie czasem pomiaru, a \dot{q} poprzednim kwaternionem reprezentującym rotację. Wówczas pochodna kwaternionu q_ω , określająca prędkość zmian rotacji układu w czasie Δt , dana jest wzorem (36) [140], natomiast kwaternion \dot{q}' , reprezentujący aktualną orientację, może zostać obliczony wzorem (37) [141].

$$\boldsymbol{\omega} = [\omega_x, \omega_y, \omega_z] \quad (35)$$

$$q_\omega = \frac{1}{2} \dot{q} \otimes \dot{\omega} \quad (36)$$

$$\dot{q}' = \dot{q} + q_\omega \Delta t \quad (37)$$

Odnosząc się do reprezentacji kąt-oś, niech kwaternion q , reprezentujący rotację wokół wektora \hat{r} o kąt ξ , będzie postaci według równania (24). Wówczas q_0 dane jest wzorem (38), natomiast \mathbf{v} wzorem (39) [141].

$$q_0 = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right) \quad (38)$$

$$\mathbf{v} = \sin\left(\frac{\xi}{2}\right) \hat{r} \quad (39)$$

Kwaternion q zgodny ze wzorem (23) może także zostać przeliczony do postaci kątów Eulera. W uogólnionym przypadku dla sekwencji zyx, nie uwzględniającym wyjątków, kat ϕ dany jest wzorem (40), θ wzorem (41), natomiast kąt ψ wzorem (42) [142].

$$\phi = \tan^{-1}\left(2 \frac{q_0 q_1 + q_2 q_3}{1 - 2(q_1^2 + q_2^2)}\right) \quad (40)$$

$$\theta = \sin^{-1}(2(q_0 q_2 - q_1 q_3)) \quad (41)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(2 \frac{q_0 q_3 + q_1 q_2}{1 - 2(q_2^2 + q_3^2)}\right) \quad (42)$$

4.2. Algorytmy wyznaczania położenia i kursu (AHRS)

Algorytmy AHRS zaliczane są do algorytmów fuzji sensorowej [143], które integrują pomiary wykonane za pomocą sensorów różnego typu celem uzyskania jednej, spójnej informacji [144]. W przypadku algorytmów AHRS szukaną informacją jest orientacja obiektu w przestrzeni. Algorytmy AHRS wykorzystywane są między innymi w analizie ruchu człowieka [145], rozpoznawania gestów [146] [147], a także, w technice lotniczej, do nawigacji statków powietrznych [148]. Algorytmy te są implementowane w opisywanych wcześniej systemach IMU.

W algorytmach tych żyroskop odgrywa kluczową rolę w ustalaniu orientacji w przestrzeni. Zakładając, że znana jest pozycja początkowa układu, a żyroskop jest pozbawiony błędów, jego zastosowanie byłoby wystarczające do określenia rotacji w przestrzeni. Ze względu jednak na występowanie błędów w pomiarach żyroskopowych oraz często także brak powtarzalnej pozycji początkowej, wymagana jest korekcja orientacji za pomocą akcelerometru i magnetometru [149], co zostało wskazane w rozdziale 2.4.

W komercyjnych systemach IMU dostępnych na rynku najczęściej implementowane są algorytmy oparte na filtrze Kalmana. Przykładami takich rozwiązań są między innymi systemy Xsens [56], InterSense InertiaCube4 [150] i VectorNav VN-310 [151]. Podobnie wiele pozycji literaturowych odnosi się do projektów, implementacji i użycia filtru Kalmana do przetwarzania danych z sensorów inercyjnych [140] [152] [153].

Alternatywą dla filtru Kalmana są filtry komplementarne. Filtry te łączą, wykonywane z większą częstotliwością, pomiary z żyroskopu z pomiarami z akcelerometru i magnetometru wykonywanymi z częstotliwością niższą. Klasyczny filtr komplementarny jest sumą dwóch filtrów [154]. W porównaniu do filtru Kalmana, filtry komplementarne posiadają nieznacznie mniejszą dokładność pomiarową [155] [156]. Jednak filtry te są znacznie prostsze w projektowaniu i implementacji oraz charakteryzują się mniejszą złożonością obliczeniową [157], co jest jednym z kluczowych aspektów w projektowaniu rozwiązań wbudowanych zasilanych bateryjnie. Mniejsza złożoność obliczeniowa prowadzi do skrócenia czasu obliczeń oraz co za tym idzie umożliwia zwiększenie częstotliwości próbkowania i obliczania orientacji w przestrzeni. W opisywanych badaniach istotą nie jest metoda wyznaczania orientacji, a metody kontroli transmisji, dokładność pomiarowa sensora inteligentnego ma więc charakter drugorzędny. W prowadzonych badaniach zastosowano więc filtr komplementarny zaprojektowany przez S. O. H. Madgwicka, który w jednej ze swoich publikacji udostępnił także implementację swojego algorytmu w języku C [158].

Algorytm wyznaczania położenia i kursu S. O. H. Madgwicka

Opisywany algorytm został stworzony do przetwarzania danych z macierzy sensorów MEMS. Jego głównymi założeniami jest zmniejszenie obciążenia obliczeniowego i ilości parametrów konfiguracyjnych w stosunku do filtru Kalmana. Jako reprezentację rotacji wykorzystano w nim kwaterniony, co eliminuje problemy związane ze stosowaniem kątów Eulera, co opisano wcześniej. Innowacją proponowanej przez S. O. H. Madgwicka metody jest wprowadzenie pojedynczego współczynnika konfigurującego działanie filtra, optymalizacja pod kątem zastosowania w systemach z niską częstotliwością próbkowania sensorów, a ponadto kompensacja zniekształceń magnetycznych i dryftu żyroskopu [158].

Podstawą działania filtru jest obliczanie rotacji na podstawie odczytów z żyroskopu przekształconych na kwaternion czysty $\hat{\omega}$. Niech ${}^S_E q_{\omega,t}$ będzie kwaternionem reprezentującym rotację w momencie czasu t uwzględniającym tylko odczyt z żyroskopu. Kwaternion ten dany jest wzorem (43), gdzie ${}^S_E \hat{q}_{est,t-1}$ jest estymowanym kwaternionem reprezentującym rotację

w momencie czasu $t - 1$, Δt jest różnicą między t a $t - 1$, natomiast $\overset{S}{E}\dot{q}_{\omega,t}$ dane jest wzorem (44) [159].

$$\overset{S}{E}q_{\omega,t} = \overset{S}{E}\hat{q}_{est,t-1} + \overset{S}{E}\dot{q}_{\omega,t}\Delta t \quad (43)$$

$$\overset{S}{E}\dot{q}_{\omega,t} = \overset{S}{E}\hat{q}_{est,t-1} \otimes \dot{\omega} \quad (44)$$

Kwaternion $\overset{S}{E}q_{\omega,t}$ musi dodatkowo zostać uzupełniony przez poprawki wprowadzone dzięki obserwacji odczytów z akcelerometru i magnetometru [160]. Wynikiem tej operacji jest kwaternion $\overset{S}{E}q_{est,t}$ dany wzorem (45), który jest modyfikacją wzoru (43). Kwaternion $\overset{S}{E}q_{est,t}$ jest więc wynikiem działania algorytmu i określa aktualną estymowaną orientację sensora inteligentnego w przestrzeni. Ponadto $\overset{S}{E}\dot{q}_{est,t}$ dany jest wzorem (46), natomiast $\overset{S}{E}\hat{q}_{\varepsilon,t}$, będący estymowanym błędem pomiarów z żyroskopu, dany jest wzorem (47). Współczynnik β określa wzmocnienie filtra. Wraz ze wzrostem wartości współczynnika β proporcjonalnie zwiększa się wpływ odczytów z akcelerometru i magnetometru na estymowany kwaternion. ∇f jest gradientem funkcji celu f . Dokładna forma ∇f została opisana przez autora w jego publikacjach [158] [159], natomiast nie będzie ona dyskutowana ze względu na niewielką istotność w stosunku do prowadzonych badań.

$$\overset{S}{E}q_{est,t} = \overset{S}{E}\hat{q}_{est,t-1} + \overset{S}{E}\dot{q}_{est,t}\Delta t \quad (45)$$

$$\overset{S}{E}\dot{q}_{est,t} = \overset{S}{E}\dot{q}_{\omega,t} + \beta \overset{S}{E}\hat{q}_{\varepsilon,t} \quad (46)$$

$$\overset{S}{E}\hat{q}_{\varepsilon,t} = \frac{\nabla f}{\|\nabla f\|} \quad (47)$$

CZEŚĆ BADAWCZA

5. SYSTEM REHABILITACYJNY DO MONITOROWANIA RUCHÓW TUŁOWIA

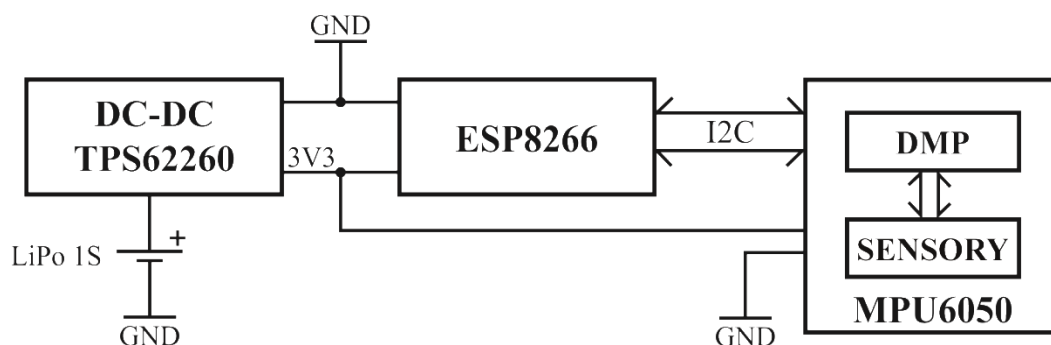
Począwszy od rozdziału 5 prezentowane będą wyniki zrealizowanych prac badawczych. W pierwszej kolejności zweryfikowano opracowaną pod kątem funkcjonalności bazę sprzętową w postaci pojedynczego sensora inteligentnego do monitorowania wychwiał tułowia (rozd. 5). Następnie w oprogramowaniu wbudowanym sensora zaimplementowano opracowany algorytm adaptacyjny i w warunkach laboratoryjnych zrealizowano badania efektywności energetycznej oraz obciążenia sieci sensorowej. Strukturę sieciową tworzyło od kilku do kilkunastu niezależnych sensorów inteligentnych (rozd. 6). Z kolei ostatni z etapów badań zrealizowano z wykorzystaniem opracowanego złożonego systemu do akwizycji ruchów dłoni. Architektura tego systemu integrowała kilkanaście sensorów zintegrowanych, z których chmura danych transmitowana była za pośrednictwem tylko jednego modułu WiFi (rozd. 7).

5.1. Sprzęt i stanowisko pomiarowe

W rozdziale zaprezentowano praktyczną implementację systemu rehabilitacyjnego do monitorowania ruchów tułowia, wykorzystującą pojedynczy inteligentny sensor IMU zrealizowany z wykorzystaniem architektury zredukowanej, umożliwiający sterowanie środowiskiem wirtualnym. Podczas prowadzonych badań inteligentny sensor IMU został zweryfikowany z wykorzystaniem optoelektronicznego systemu referencyjnego. Prowadzone badania pozwoliły na potwierdzenie jego użyteczności w praktycznym zastosowaniu. Na tym etapie badań nie implementowano adaptacyjnego algorytmu zarządzania transmisją, ponieważ celem było zweryfikowanie metrologicznych i teletransmisyjnych parametrów opracowanej architektury pomiarowej. Dane do analiz pozyskano dzięki rejestracji rozgrywki z udziałem wolontariusza, zrealizowanej w zaprojektowanym środowisku wirtualnym.

Inteligentny Sensor IMU

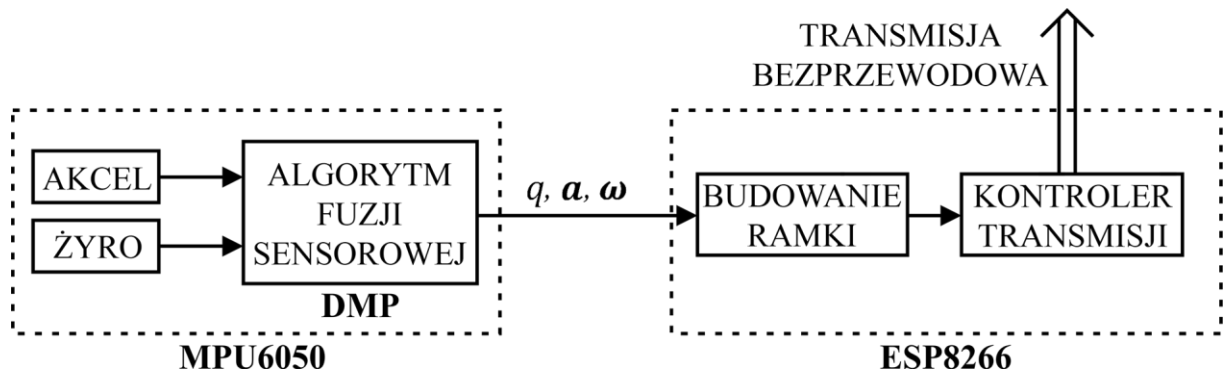
Inteligentny sensorowy IMU (SM) wykorzystany do pomiarów integruje w swojej strukturze jedynie trzy bloki (Rys. 5.1): sensor zintegrowany MEMS (MPU6050), moduł WiFi z chipsetem ESP8266 oraz przetwornicę DC-DC.



Rys. 5.1. Schemat blokowy sensora inteligentnego

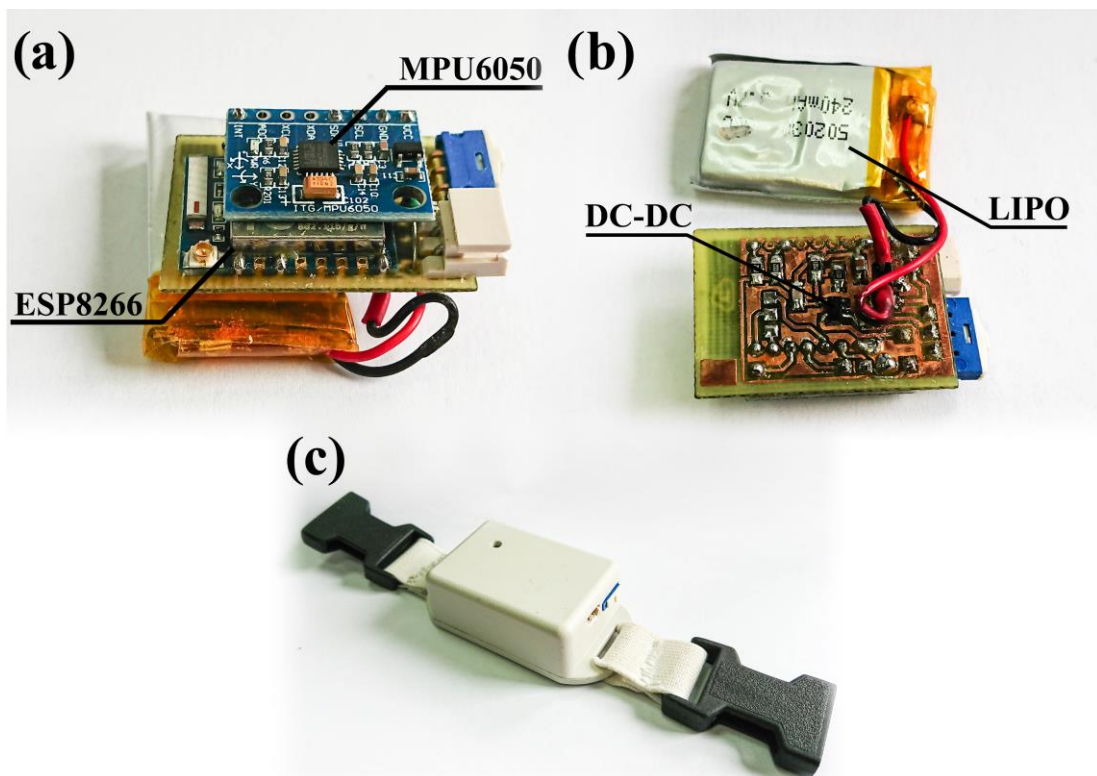
Zintegrowany sensor orientacji MPU6050 posiada wbudowany akcelerometr i żyroskop. Układ ten nie posiada magnetometru, co pozwala na uproszczenie procedury kalibracji. Minimalizacja zasobów SM związana jest również z wykorzystaniem chipsetu ESP8266, który jednocześnie obsługuje radio jak również udostępnia zasoby 32 bitowego mikrokontrolera μC .

Na Rys. 5.2 zaprezentowano schemat logiczny zbudowanego sensora inteligentnego SM. Zastosowanie układu MEMS z wbudowanym DMP pozwala na zmniejszenie obciążenia mikrokontrolera sterującego SM wbudowanego w układ ESP8266. Oprogramowanie DMP posiada zaimplementowane metody kompensacji dryftu żyroskopu, filtry oraz algorytm fuzji (ALGORYTM FUZJI SENSOROWEJ), co pozwala na efektywne przetwarzanie danych z akcelerometru i żyroskopu. W prezentowanym układzie dane wyjściowe procesora DMP odświeżane są z częstotliwością około 66Hz. Dane te transmitowane są do mikrokontrolera układu ESP8266 za pośrednictwem magistrali I²C, dla której ustawiono częstotliwość taktowania sygnału zegarowego na 100kHz. Magistrala ta jest wystarczająca do transmisji danych z układu DMP i wymaga jedynie trzech połączeń (SCL, SDA i GND). Dane wyjściowe układu DMP stanowią: kwaternion q zgodny ze wzorem (23), wektor \mathbf{a} zgodny ze wzorem (1) i wektor $\boldsymbol{\omega}$ zgodny ze wzorem (35). Wektory \mathbf{a} i $\boldsymbol{\omega}$ zawierają dane dotyczące przyspieszenia i prędkości obrotowej względem trzech osi układu MPU6050. Ponadto dane te zostały poddane filtracji przez układ DMP. Następnie budowana jest ramka danych przeznaczonych do transmisji (BUDOWANIE RAMKI). Celem zmniejszenia obciążenia systemowej sieci teletransmisyjnej w ramce umieszczono jedynie kwaternion q , który reprezentowany jest przez cztery liczby zmiennoprzecinkowe o pojedynczej precyzji (float). Tak utworzona ramka danych jest transmitowana (KONTROLER TRANSMISJI) przez ESP8266 do routera.



Rys. 5.2. Schemat logiczny działania sensora inteligentnego

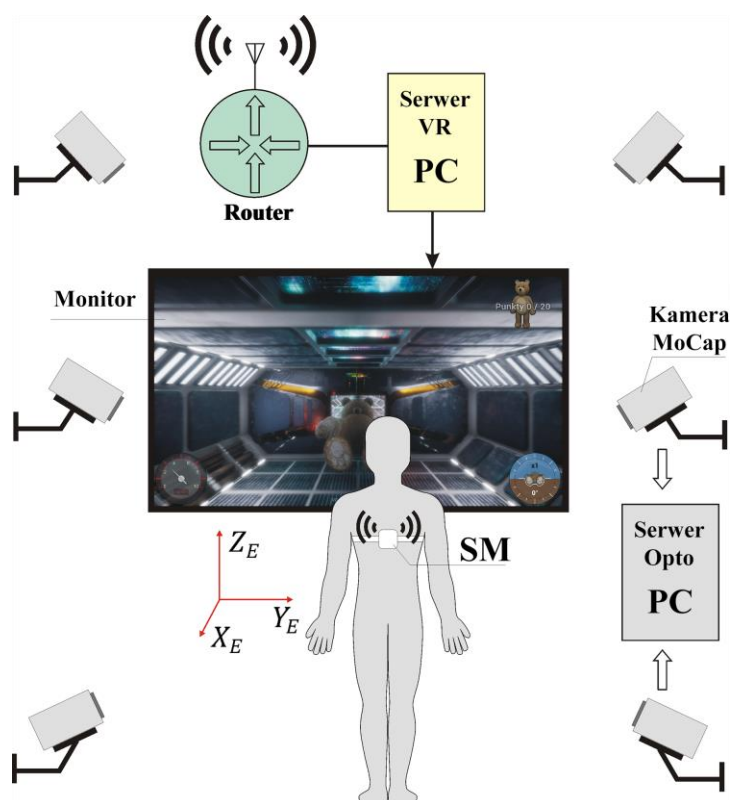
Elektronikę SM wykonano w postaci dwustronnego obwodu PCB o wymiarach ok. 30 x 20 mm (Rys. 5.3a oraz Rys. 5.3b). SM zasilano akumulatorem litowo-polimerowym o napięciu znamionowym 3.7V i pojemności 240mAh. Elektronikę umieszczono w standardowej obudowie (Rys. 5.3c) z uchwytami umożliwiającymi doszycie pasów mocujących sensor inteligentny na plecach.



Rys. 5.3. Widok a) elektroniki sensora inteligentnego od strony układu MEMS oraz modułu WiFi, b) od strony przetwornicy DC-DC, oraz c) widok obudowy sensora inteligentnego z uchwytami do mocowania

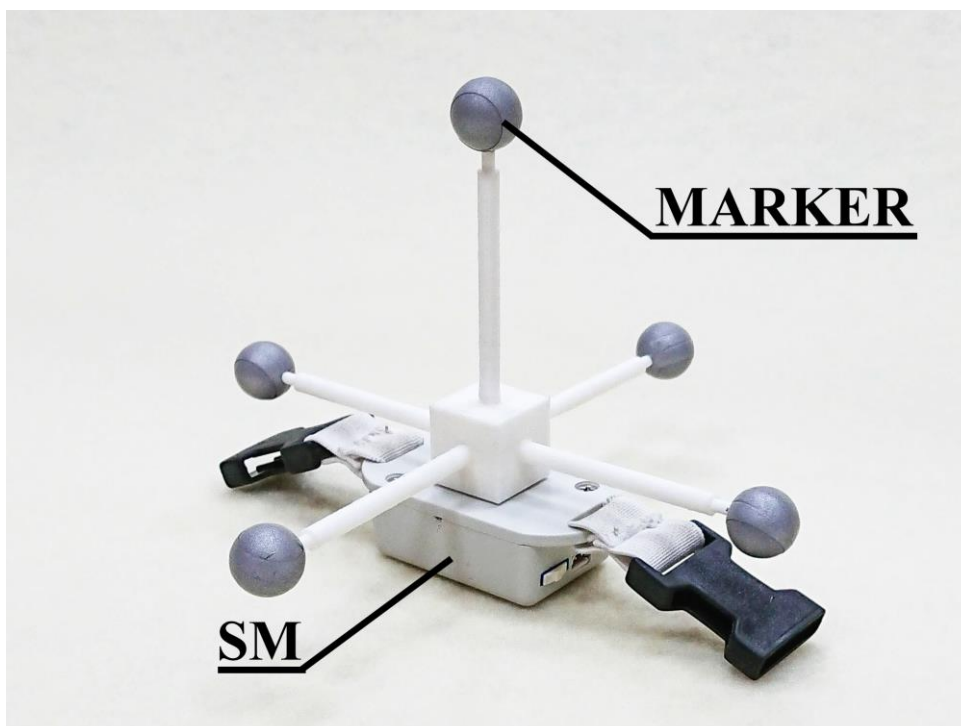
Stanowisko pomiarowe

Do weryfikacji działania sensora inteligentnego pracującego w interakcji ze środowiskiem rozszerzonym wykorzystano optoelektroniczny MoCap - Innovision (Innovision Systems, Inc.) MAX100, z sześcioma kamerami. Akwizycję obrazu realizowano za pomocą oprogramowania MaxPRO. Schemat blokowy wykorzystanego systemu pomiarowego wraz z zaznaczonymi osiami zaprezentowano na Rys. 5.4.



Rys. 5.4. Schemat blokowy systemu pomiarowego

SM pozwalał sterować grą komputerową, która w czasie rzeczywistym wyświetlana była osobie ćwiczącej. Dane o rotacji SM w postaci kwaternionów transmitowane były drogą radiową do routera (ASUS AC1200 Dual Band) a następnie do serwera systemu inercyjnego (Serwer VR), który jednocześnie odpowiadał za wyświetlanie gry. Część wizualna została zrealizowana w Unreal Engine 4. W omawianym systemie pomiarowym dane z kamer rejestrowane były równoległe na osobnym serwerze (Serwer Opto). Markery optyczne umieszczono na sensorze inteligentnym, dzięki czemu możliwe było monitorowanie jego zachowania w systemie referencyjnym podczas realizacji wychyleń tułowia. Na Rys. 5.5 zaprezentowano sposób rozmieszczenia markerów na SM.



Rys. 5.5. Sposób rozmieszczenia markerów na SM

5.2. Metody i procedury pomiarowe

Środowisko rozszerzonej rzeczywistości

W środowisku wirtualnym układ współrzędnych zorientowany jest zgodnie z kierunkami wyznaczonymi przez osie ciała. Oś X_E zgodnie z kierunkiem osi strzałkowej, Y_E z kierunkiem osi poprzecznej oraz Z zgodnie z kierunkiem osi pionowej (długiej). Istotne są rotacje wokół osi X_E (strzałkowej), oraz wokół osi Y_E (poprzecznej). SM transmituje również dane dotyczące obrotów wokół osi Z_E (długiej), jednakże zaprojektowana gra nie wymaga skręcenia ciała, dlatego tego typu informacje są, w tym przypadku, ignorowane. Zasadą gry jest odchylenie tułowia na boki (wokół osi X_E – Rys. 5.4) w taki sposób, aby avatar gracza (pluszowy miś) mógł właściwie pokonać przeszkodę, nie wchodząc z nią w kolizję. Postać avatara przemieszcza się ze stałą prędkością wzdłuż osi X_E środowiska wirtualnego. W grze zaimplementowano trzy położenia przeszkody: obróconą w lewo (przykładowo zaprezentowaną na Rys. 5.6), poziomą oraz obróconą w prawo. Kolizja avatara z przeszkodą, na skutek nieprawidłowego kąta rotacji, zatrzymuje grę. Gracz wychylając się na boki kontroluje rotację avatara realizowaną wokół osi X_E (osi strzałkowej gracza).



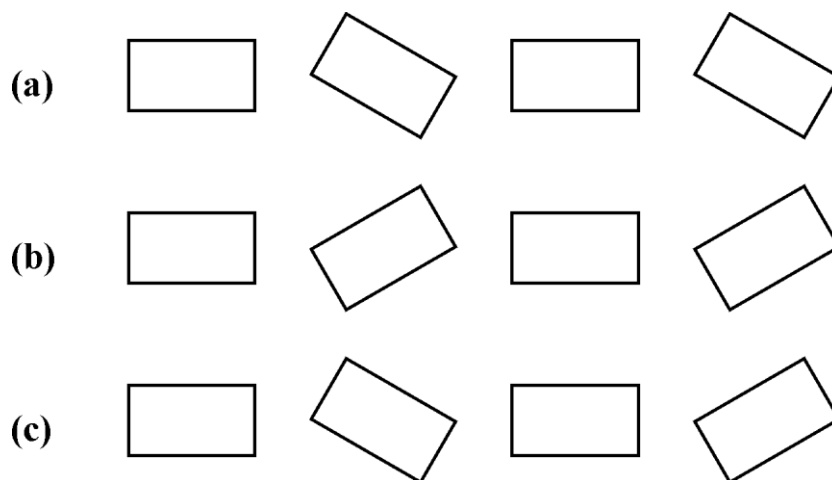
Rys. 5.6. Zrzut ekranu rozgrywki - avatar ustawiony prawidłowo w stosunku do przeszkody

Sensor inteligentny realizuje pomiary i obliczenia zmiany swojego położenia w przestrzeni zwracając dane w postaci kwaternionu q , danego wzorem (23). Elementy q_0 , q_1 , q_2 i q_3 kwaternionu q są liczbami zmiennoprzecinkowymi pojedynczej precyzji (4 bajty). Mikrokontroler SM dokonuje transmisji danych z częstotliwością około 66Hz, oznacza to, że każdy kwaternion wysyłany jest w osobnej ramce transmisyjnej, celem zapewnienia płynności ruchu modelu w środowisku rozszerzonym.

Procedura pomiarowa

Pomiary realizowane były w cyklach wyznaczanych przez uruchomioną rozgrywkę. Zaprojektowano trzy schematy wyświetlania 20 przeszkód: 10 szczelin obróconych w prawo i 10 poziomych (do pionizowania po wychyleniu) - Rys. 5.7a, 10 szczelin obróconych w lewo i 10 poziomych (do pionizowania po wychyleniu) - Rys. 5.7b oraz cykl mieszany, szczeliny wyświetlane na zmianę, obrócone w prawo (5), poziomo (10), obrócone w lewo (5) - Rys. 5.7c. Podczas rozgrywki szczeliny wyświetlane były w równych interwałach czasowych. Rejestrację danych sensorowych i optoelektronicznych realizowano równolegle na dwóch dedykowanych serwerach. Układ optoelektroniczny umożliwiał pomiar w określonym przedziale czasowym, dlatego też przy ustalonych warunkach gry możliwe było zarejestrowanie jednorazowo rozgrywki z wykorzystaniem 15 kolejnych przeszkód.

Pokonanie pozostałych 5 przeszkód rejestrowane było tylko przez system sensorowy i nie było analizowane. Do celów porównawczych obu systemów, dane z systemu optoelektronicznego zostały przeliczone na kwaternion q_{opto} reprezentujący rzeczywistą rotację sensora inteligentnego SM.

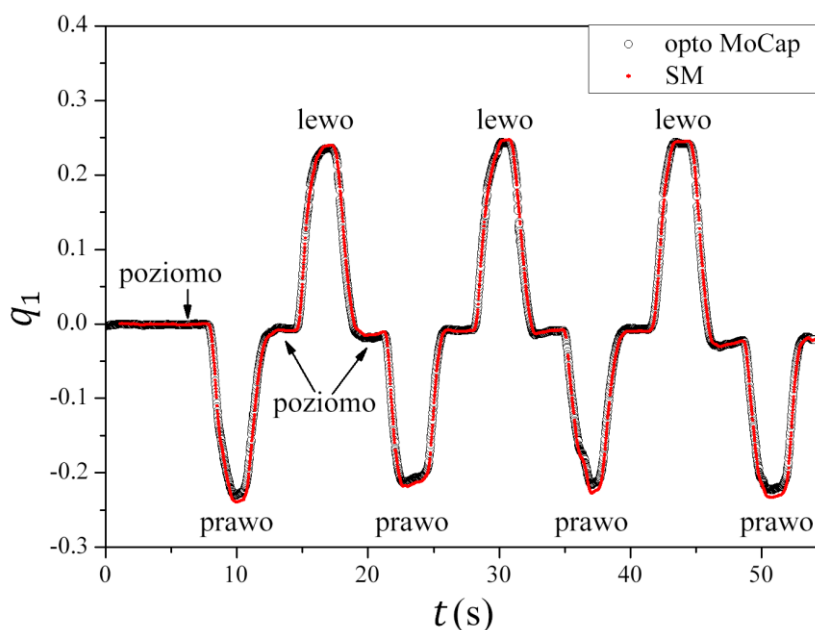


Rys. 5.7. Zaimplementowane w rozgrywce schematy wyświetlania przeszkód a) na zmianę szczeliny poziome i obrócone o 30deg w prawo, b) na zmianę szczeliny poziome i obrócone o 30deg w lewo, c) szczeliny wyświetlane poziomo, obrócone w prawo i w lewo

5.3. Analiza wyników badań

Analizę wyników ograniczono do składowej q_1 kwaternionu q i q_{opto} , ponieważ w omawianym przypadku sterowanie grą odbywa się za pomocą wychyleń w płaszczyźnie czołowej. Pozostałe składowe również są rejestrowane, jednakże ich zmiany nie wywołują konkretnej akcji w grze.

Na Rys. 5.8 zaprezentowano wyniki pomiarów q_1 z jednego z cykli pomiarowych (Rys. 5.7c), wykonanych równoległe przy pomocy optoelektronicznego systemu MoCap oraz prezentowanego sensora inteligentnego SM. Zaznaczono na nim zmiany kierunków kolejnych przeszkód. Zauważyć można wysoką zgodność obydwu sygnałów. Największe różnice występują przy maksymalnym wychyleniu ciała w prawo i lewo, czyli podczas pokonywania przez awatar przeszkody obróconej o 30deg. Granica błędu dla pokonania przeszkody ustalona została na ok. 10%. Po przekroczeniu granicy dochodzi do kolizji z przeszkodą i zatrzymania rozgrywki.



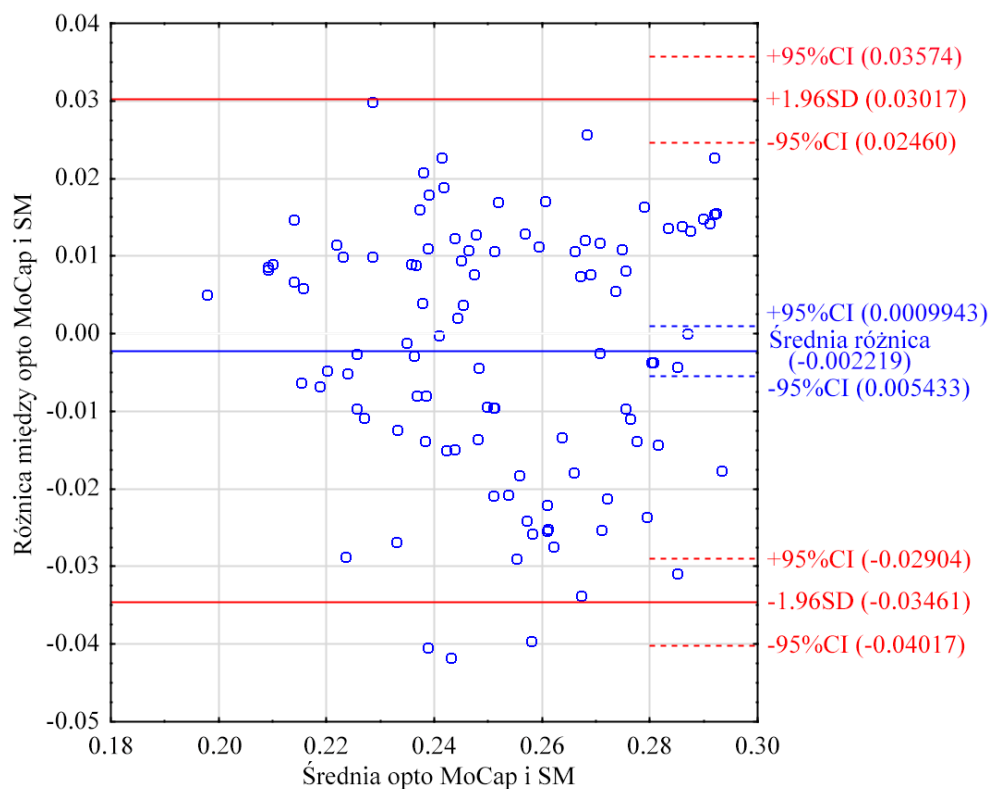
Rys. 5.8. Wyniki pomiaru składowej q_1 kwaternionu znormalizowanego podczas wykonywania rozgrywki zgodnie ze schematem zaprezentowanym na Rys. 5.7c

W Tab. 4 zaprezentowano wartości q_1 , zarejestrowane przez prezentowany sensor inteligentny (q) i referencyjny system optoelektroniczny (q_{opto}), przy maksymalnym wychyleniu w lewo i prawo oraz wartości średnie q_1 wraz z odchyleniami standardowymi (SD) obliczone na podstawie maksymalnych wychyleń we wszystkich przeprowadzonych cyklach pomiarowych.

Tab. 4. Wybrane elementy statystyki opisowej dla analizy Opto MoCap i SM

Kierunek wychylenia	System	Wartość q_1 przy maksymalnym wychyleniu	Wartość średnia $q_1 \pm SD$
Prawo	Opto MoCap	-0.321	-0.243 ± 0.026
	SM	-0.270	-0.235 ± 0.016
Lewo	Opto MoCap	0.302	0.266 ± 0.018
	SM	0.303	0.268 ± 0.020

Do oceny zgodności pomiędzy pomiarami wykonanymi przy pomocy prezentowanego modułu i referencyjnego systemu MoCap wykorzystano analizę Blanda-Altmana, a jej wyniki zaprezentowano na Rys. 5.9. Wartość kwaternionu zarejestrowana przez sensor inteligentny, w maksymalnym wychyleniu przy pokonywaniu przeszkody, różni się od zarejestrowanej przez system optoelektroniczny średnio o 0.002, co stanowi mniej niż 1% maksymalnej zanotowanej wartości wychylenia. Zatem zgodność pomiarów pomiędzy dwoma systemami jest bardzo wysoka. Na Rys. 5.9 widać, iż tylko 3 pomiary wykraczają poza 95% przedział zgodności, zatem mogą być wywołane inną przyczyną niż błąd pomiarowy. Pozostałe wartości mieszczą się w przedziale i nie widać żadnej tendencji, zatem brak jest zależności pomiędzy średnimi odczytami z obydwu systemów a różnicami pomiędzy nimi.



Rys. 5.9. Wykres Blanda-Altmana oceniający zgodność pomiędzy pomiarami wykonanymi przy użyciu sensora inteligentnego a referencyjnego systemu optoelektronicznego

5.4. Podsumowanie

Prezentowany pojedynczy sensor inteligentny, zrealizowany przy wykorzystaniu architektury zredukowanej może być skutecznie wykorzystywany do sterowania rozgrywką w środowisku wirtualnym lub rozszerzonym. Rejestrowane dane wykazują wysoką zgodność z systemem referencyjnym. Średnia różnica pomiędzy porównywanymi systemami, zarejestrowana przy maksymalnym wychyleniu ciała, stosownie do warunków rozgrywki, wynosi 0.002 (wartości odczytane z SM są na ogół wyższe, niż wartości odczytane z referencyjnego systemu MoCap). Wykres Blanda-Altmana pokazuje, że tylko 3% pomiarów wykracza poza przedział zgodności. Opracowana konstrukcja sensora inteligentnego bazuje na jednych z najtańszych i powszechnie dostępnych komponentach: ESP8266 oraz MPU6050. Dzięki niewielkim rozmiarom elektroniki sensora inteligentnego (20x30mm) możliwe jest wykorzystanie go jako rozwiązania nasobnego, które nie ogranicza ruchów osoby ćwiczącej. Opracowany system może być wykorzystywany pod kątem rehabilitacji ruchowej w szczególności u osób z dysfunkcjami układu nerwowego. Ćwiczenie, rejestrowanie i analiza wychwiał w interakcji ze środowiskiem rozszerzonym pozwala oszacować ogólną sprawność i reakcję osoby badanej na wirtualne przeszkody.

6. SYSTEM DO AKWIZYCJI RUCHU CIAŁA Z ADAPTACYJNYM ALGORYTMEM KONTROLI TRANSMISJI RADIOWEJ

6.1. Wprowadzenie

Pojedynczy zintegrowany sensor MEMS w postaci ubieralnej pozwala na monitorowanie rotacji części ciała, na której został umieszczony. Znając jego miejsce i miejsce innych sensorów w łańcuchu kinematycznym, na podstawie transmitowanych z inteligentnych sensorów danych o ich orientacji, możliwe jest odtworzenie ruchu. Systemy tego typu mogą monitorować całe ciało (z wykorzystaniem kilkunastu sensorów inteligentnych) lub poszczególne jego części (z wykorzystaniem kilku sensorów inteligentnych) - np. ruch kończyn podczas chodu i badanie jego dysfunkcji. Inercyjne systemy do akwizycji ruchu znajdują również zastosowanie nie tylko w diagnostyce, ale również w samym procesie rehabilitacji, gdzie pacjent wykonuje ćwiczenia w interakcji ze środowiskiem rozszerzonym lub wirtualnym. System taki pozwala na realizację m.in. telerehabilitacji, gdzie możliwa jest obiektywna ocena jakości wykonywanych ruchów (np. zakresu i dynamiki) oraz ich zgodność z założonymi wzorcami ruchu.

W systemach rehabilitacyjnych z wykorzystaniem wirtualnej lub rozszerzonej rzeczywistości ważne jest płynne generowanie tych środowisk w czasie rzeczywistym. Przy transmisji i przetwarzaniu dużej ilości danych jak w przypadku inercyjnych radiowych systemów MoCap może występować chwilowe wstrzymanie wyświetlania sekwencji klatek obrazu (tzw. zamrożenie obrazu). Proponowany algorytm zmniejsza możliwość wystąpienia tego problemu, dzięki ograniczeniu obciążenia sieci radiowej.

Diagnozowanie dysfunkcji ruchu może wymagać obserwacji w dłuższym okresie czasu, co można zrealizować z wykorzystaniem inercyjnych systemów MoCap. Taką funkcjonalność można porównać do rejestratorów holterowskich, przy czym w MoCap rejestrowane są parametry opisujące wykonywane ruchy. Kluczowym zagadnieniem technicznym w długotrwałym monitorowaniu ruchu jest oszczędne zarządzanie energią akumulatora zasilającego pojedynczy sensor. Opracowany algorytm adaptacyjny pozwala również na wydłużenie czasu pracy pojedynczego modułu sensorowego.

W rozdziale opisano opracowany i przebadany adaptacyjny algorytm kontroli transmisji danych. Tworzony algorytm pozwala na kontrolowanie częstotliwości wysyłania danych ze zintegrowanego sensora oraz agregację danych w ramach zbiorczych. Pozwala to zredukować zużycie energii wydatkowanej na proces transmisji oraz zmniejszyć ilość

przesyłanych danych, co za tym idzie zmniejszył obciążenie sieci. Dla projektowanego algorytmu zostało określonych kilka kluczowych wymagań, których realizacja pozwoli na udowodnienie tez rozprawy doktorskiej:

- Dostosowanie parametrów transmisji danych realizowane jest na podstawie analizy danych pochodzących z pojedynczego zintegrowanego sensora MEMS
- Sensor inteligentny nie wymienia dodatkowych danych związanych z procesem sterowania parametrami transmisji z urządzeniami zewnętrznymi (serwer PC)
- Algorytm steruje częstotliwością wysyłania ramek transmisyjnych i długością tych ramek
- Przesyłane dane są agregowane w ramach teletransmisyjnych co zapewnia możliwość przesłania kompletnych danych pomiarowych ze zintegrowanego sensora MEMS

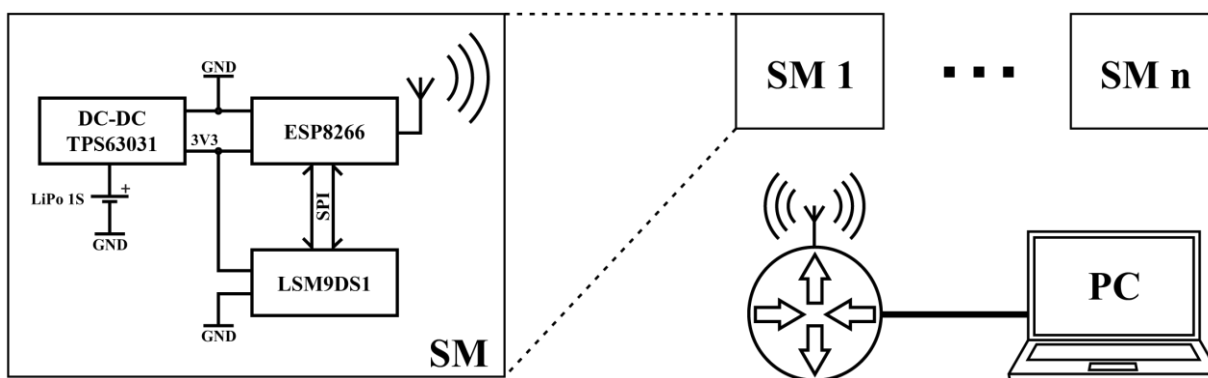
6.2. Sprzęt i stanowisko pomiarowe

Inteligentny sensor IMU

W rozdziale zaprezentowano interfejs zaprojektowany do akwizycji ruchu motorycznego o zintegrowanej strukturze, pracujący w standardzie WiFi i pasmie 2.4GHz, stanowiący rozwinięcie interfejsu opisanego w rozdziale 5. Również w tym przypadku system został zrealizowany z wykorzystaniem koncepcji architektury zredukowanej. Wykorzystanie mikrokontrolera zaimplementowanego w module radiowym do przetwarzania danych pozwoliło na zredukowanie poboru energii oraz wymiarów pojedynczego sensora inteligentnego (SM). Dzięki tej koncepcji powstał znacznie mniejszy od rynkowych sensor inteligentny do pracy w systemach czasu rzeczywistego. SM zarządzany jest adaptacyjnym algorytmem, który pozwala na bezstratną transmisję danych i ograniczenie energii wydatkowanej na interfejs radiowy. Algorytm umożliwia próbkowanie zmienności trajektorii z wysoką częstotliwością, jednakże w zależności od aktywności ruchowej sensora inteligentnego reguluje częstotliwość wysyłania ramek i ich rozmiar. Takie podejście nie powoduje utraty jakości monitorowania ruchu motorycznego i nie ogranicza płynności odtwarzania obrazu w czasie rzeczywistym. Podczas wolnych ruchów ciała lub spoczynku interfejs radiowy ogranicza transmisję ramek, jednakże poszczególne ramki zawierają większe porcje danych. Dzięki temu przy powolnych zmianach odświeżanie danych

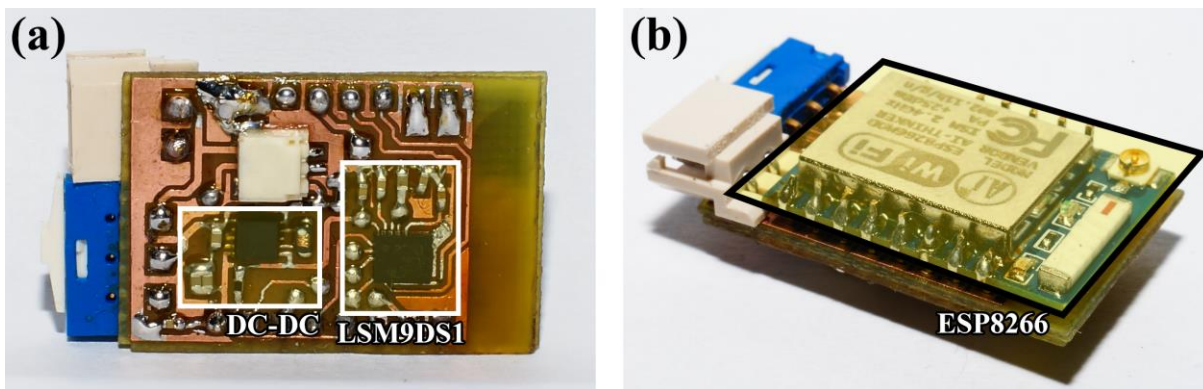
z mniejszą częstotliwością nie zmniejszy płynności odtwarzanego ruchu motorycznego w środowisku wirtualnym.

Do budowy sieci sensorowej wykorzystano tanie i powszechnie dostępne na rynku komponenty. Uproszczenie konstrukcji modułu jest jednym z warunków obniżenia kosztów produkcji. Z tego względu zaprojektowano i poddano testom układ, w którym wykorzystano moduł ESP07 oraz zintegrowany sensor LSM9DS1. Moduł ESP07 bazuje na pojedynczym chipie ESP8266, który jednocześnie obsługuje interfejs radiowy jak również udostępnia zasoby 32 bitowego mikrokontrolera. Do komunikacji mikrokontrolera ze zintegrowanym sensorem wykorzystano magistralę SPI (co pozwala na znaczne skrócenie czasu potrzebnego na transmisję danych pomiędzy zintegrowanym sensorem a mikrokontrolerem w stosunku do magistrali I2C). Taka struktura pozwoliła wyeliminować mikrokontroler, który służy jedynie do przetwarzania danych ze zintegrowanego sensora. Strukturę funkcjonalną pojedynczego sensora inteligentnego (SM) oraz całego systemu akwizycji ruchu motorycznego zaprezentowano na Rys. 6.1. Zespół sensorów inteligentnych za pośrednictwem routera transmituje dane do serwera (PC), który z kolei wizualizuje te dane np. w środowisku wirtualnym lub rozszerzonym.



Rys. 6.1. Schemat blokowy pojedynczego sensora inteligentnego (SM) oraz całego systemu do akwizycji ruchu motorycznego

Elektronikę SM wykonano w postaci dwustronnego obwodu PCB o wymiarach ok. 26 x 16mm (Rys. 6.2a oraz Rys. 6.2b). SM zasilano akumulatorem litowo-polimerowym o napięciu 3.7V i pojemności 175mAh. Takie wymiary powodują, że prezentowany moduł (SM) jest obecnie jednym z najmniejszych niezależnych węzłów sieci sensorowej do akwizycji ruchu motorycznego z wykorzystaniem technologii WiFi.



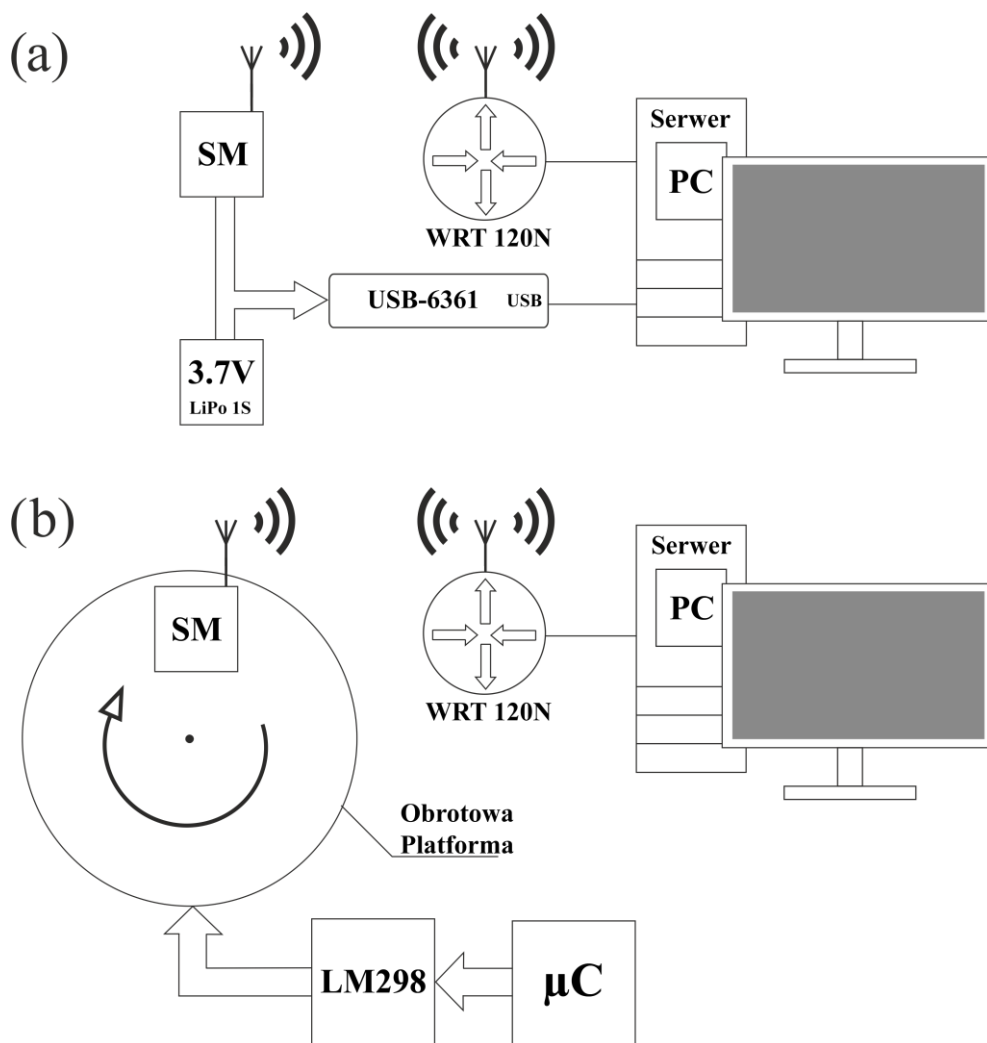
Rys. 6.2. Widok sensora inteligentnego (a) od strony układu MEMS, (b) od strony modułu WiFi

Stanowisko pomiarowe

W celu prezentacji procesu transmisji ramek WiFi realizowano rejestrację prądu pobieranego przez moduł (SM) z chipem ESP8266. Transmisja ramek związana jest z impulsowym wzrostem poboru prądu, natomiast szerokość impulsu związana jest z ilością zawartych w ramce danych. Wartość prądu pobieranego przez SM była mierzona metodą nie wprost i ustalana na podstawie spadku napięcia na rezystorze pomiarowym włączonym szeregowo w obwód zasilania. Jako rejestrator wykorzystano kartę pomiarową National Instruments USB-6361 obsługiwaną przez środowisko LabView. Moduł komunikował się z serwerem PC za pośrednictwem routera Linksys WRT 120N. W trakcie monitorowania pobór prądu oraz procesu rozładowania baterii sensor inteligentny pozostawał w bezruchu. Pełne stanowisko pomiarowe zostało zaprezentowane w postaci schematu blokowego na Rys. 6.3a. W trakcie pomiarów poboru prądu sensor inteligentny nadawał predefiniowane ramki o zmiennej długości i z różną częstotliwością.

W celu przebadania adaptacyjnego algorytmu transmisyjnego wykorzystano stanowisko pomiarowe przedstawione na Rys. 6.3b. Zmiana częstotliwości transmitowanych przez sensor inteligentny ramek związana jest z tempem jego rotacji. Na platformie obrotowej umieszczono sensor inteligentny, co pozwoliło na rejestrację zmiany częstotliwości nadawania ramek transmisyjnych w zależności od prędkości obrotowej. Platforma była sterowana przez silnik krokowy, którego prędkość obrotowa była sterowana przez 8-bitowy mikrokontroler. Jako sterownik silnika wykorzystano układ LM298. W trakcie pomiarów oprogramowanie zaimplementowane na serwerze PC pozwoliło na pomiar interwałów z jakimi ramki były odbierane.

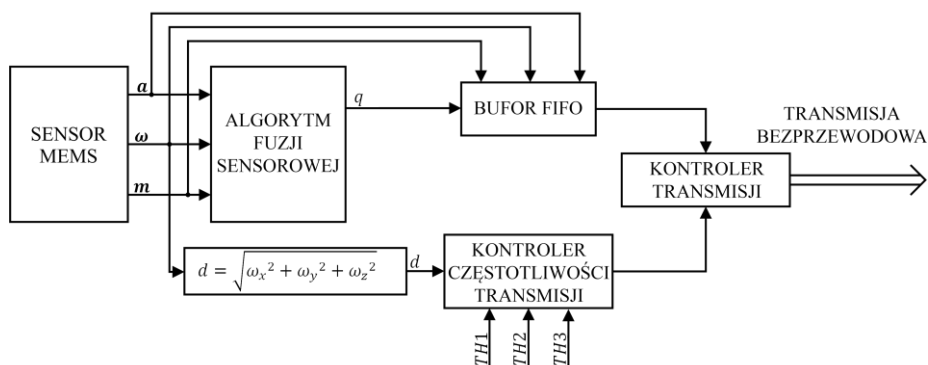
Ponadto, w celu określenia obciążenia sieci i wykorzystania zasobów routera stworzone sieć sensorową, w której za pośrednictwem routera ASUS AC1200 Dual Band, 10 modułów z układem ESP8266 transmitowało dane do serwera PC. Stanowisko to jest zgodne z modelem przedstawionym wcześniej na Rys. 6.1. Taka konfiguracja pozwoliła na symulowanie zmiany obciążenia sieci dla systemu akwizycji ruchu motorycznego wyposażonego w 10 sensorów inteligentnych (SM).



Rys. 6.3. Schemat blokowy systemu (a) do pomiaru poboru prądu podczas transmisji, (b) do analizy zależności częstotliwości transmisji ramek od prędkości kątowej

6.3. Adaptacyjny algorytm transmisyjny

W trakcie działania programu sensor inteligentny z układu LSM9DS1 (SENSOR MEMS) (Rys. 6.4) w sposób ciągły pobiera dane z częstotliwością próbkowania żyroskopu i akcelerometru (238Hz). Dane pobierane są ze wszystkich sensorów tj. akcelerometru, żyroskopu i magnetometru i reprezentowane są odpowiednio przez wektory \mathbf{a} , $\boldsymbol{\omega}$ i \mathbf{m} opisane kolejno równaniami (1), (35) i (7). Współrzędne wektorów są dwubajtowymi liczbami całkowitymi ze znakiem. Wszystkie te dane zapisywane są w kolejce FIFO – (BUFOR FIFO) (Rys. 6.4). Ponadto \mathbf{a} , $\boldsymbol{\omega}$ i \mathbf{m} stanowią także wektory wejściowe algorytmu fuzji sensorów. W testowanym układzie wykorzystano opisany wcześniej algorytm S. O. H. Madgwicka (ALGORYTM FUZJI SENSOROWEJ). Wektor wyjściowy algorytmu fuzji stanowi kwaternion q opisany wzorem (23), gdzie elementy q_0, q_1, q_2, q_3 kwaternionu są liczbami zmiennoprzecinkowymi pojedynczej precyzji (4 bajty), które również są umieszczane w kolejce FIFO bufora ramki.



Rys. 6.4. Schemat logiczny działania sensora inteligentnego SM z zaimplementowanym adaptacyjnym algorytmem transmisyjnym

Wszystkie współrzędne wektorów \mathbf{a} , $\boldsymbol{\omega}$ i \mathbf{m} i elementy kwaternionu q związane z tym samym zdarzeniem pobrania danych z układu LSM9DS1 stanowią nierozłączny blok, o długości 34 bajtów. Pobrany ze zintegrowanego sensora wektor danych $\boldsymbol{\omega}$ wykorzystywany jest do sterowania częstotliwością transmisji. Na jego podstawie określana jest orientacja obiektu w przestrzeni, natomiast wektory \mathbf{a} i \mathbf{m} , zawierające dane z akcelerometru i magnetometru, wykorzystywane są jedynie do korekcji błędów żyroskopu w algorytmie fuzji sensorów. Na podstawie wektora $\boldsymbol{\omega}$ obliczany jest parametr d zgodnie z równaniem (48), które stanowi przekształcenie równania (21) poprzez pominięcie całkowania, parametr d stanowi więc wypadkową rotację ze wszystkich trzech osi żyroskopu układu LSM9DS1.

$$d = \sqrt{\omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2} \quad (48)$$

Wykorzystanie parametru d do wyznaczenia częstotliwości z jaką transmitowane są ramki danych umożliwia uwzględnienie prędkości obrotowej sensora inteligentnego wokół wszystkich trzech osi. Adaptacyjny algorytm transmisyjny pozwala na sterowanie częstotliwością nadawania ramek w zależności od prędkości obrotowej monitorowanego obiektu. Sterowanie transmisją odbywa się w taki sposób, aby wizualizacja obrotu w czasie rzeczywistym była płynna (np. w środowisku wirtualnym). Przy wolniejszej zmianie orientacji częstotliwość nadawania ramek może zostać zmniejszona, co pozwala na oszczędzanie energii. Jednocześnie wraz ze zmniejszeniem częstotliwości nadawania wydłużona zostaje długość ramki teletransmisyjnej, do której wprowadzane są bloki danych umieszczone w kolejce FIFO. Jeżeli ilość danych w kolejce FIFO jest większa niż pojemność jednej ramki, wówczas nadawane są dwie lub więcej ramek bezpośrednio po sobie (KONTROLER TRANSMISJI). Po nadaniu ramki bufor FIFO zostaje opróżniony. W algorytmie, do celów testowych, wyznaczono cztery przykładowe częstotliwości transmisji. Częstotliwości te są wartościami przybliżonymi i wynikają z dzielenia częstotliwości próbkowania sensora (238Hz) odpowiednio przez liczby 60, 24, 8 oraz 4 i wynoszą kolejno: 3.97Hz, 9.92Hz, 29.75Hz i 59.5Hz. Jednakże dla uproszczenia w dalszej części pracy zaokrąglono je do liczb całkowitych i przyjęto następujące wartości: 4Hz – (częstotliwość bazowa), 10Hz, 30Hz i 60Hz. 4Hz jest najniższą przyjętą częstotliwością nadawania, natomiast zwiększenie częstotliwości związane jest ze zwiększeniem wartości parametru d . Ponadto danymi wejściowymi algorytmu są także trzy wartości progowe $TH1$, $TH2$, $TH3$ (liczby całkowite dodatnie).

Analiza wartości parametru d oraz ustalanie częstotliwości wysyłania ramek odbywa się w bloku KONTROLER CZĘSTOTLIWOŚCI TRANSMISJI. Po przekroczeniu przez parametr d wartości $TH1$ następuje zwiększenie częstotliwości transmisji do 10Hz, po przekroczeniu wartości $TH2$ do 30Hz oraz po przekroczeniu wartości $TH3$ do 60Hz. Przy częstotliwości próbkowania zintegrowanego sensora wynoszącej 238Hz, ramki wysyłane z częstotliwościami 4Hz, 10Hz, 30Hz i 60Hz będą zawierały kolejno dwa razy po 30 (dwie ramki zawierające po 30 bloków), jeden raz po 24, jeden raz po 8 i jeden raz po 4 bloków danych. Dodatkowo każda ramka transmisyjna zawiera czterobajtowy numer ramki i bajt definiujący ilość bloków danych. W procesie sterowania transmisją wykorzystano również

mechanizmy Modem Sleep udostępnione przez producenta chipsetu ESP8266. Dzięki temu mechanizmowi nadajnik/odbiornik WiFi chipsetu ESP8266 jest wyłączony, gdy dane nie są transmitowane. Sterowanie opisanym mechanizmem realizowane jest przez oprogramowanie producenta chipsetu. Parametr Beacon Interval routera ustawiono na wartość 100 ms, natomiast DTIM (mnożnik ramki beacon) ustawiono na wartość 1, co oznacza, że nadajnik SM musi wzbudzić się co 100ms aby odebrać informację DTIM. Działanie algorytmu może zostać opisane poniższym pseudokodem.

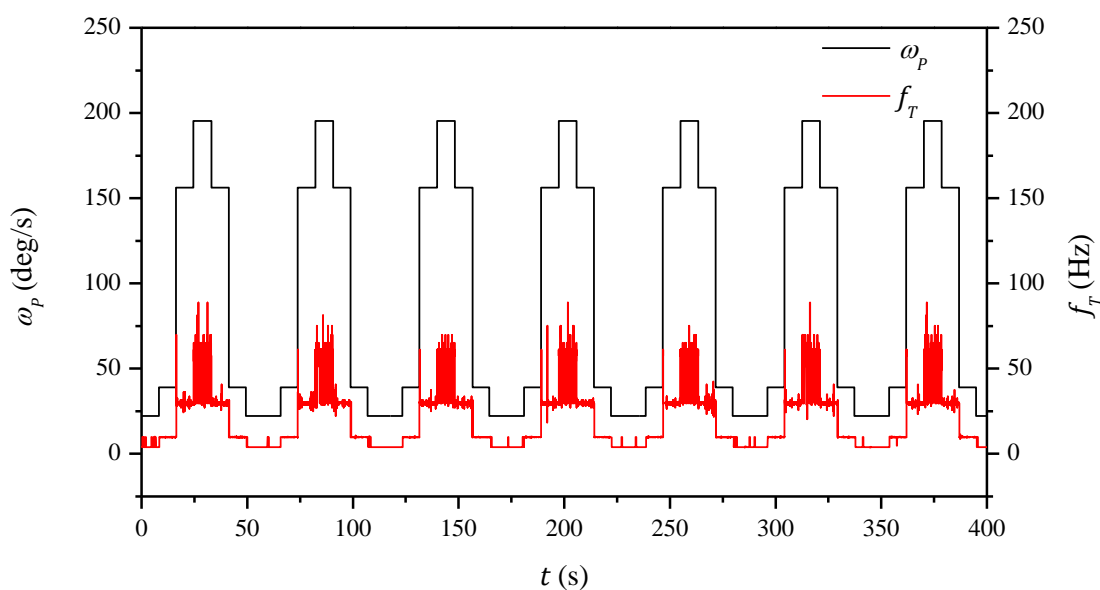
Dane wejściowe: Dane ze zintegrowanego sensora, które stanowią kolejno wartości z akcelerometru (a_x , a_y , a_z), żyroskopu (ω_x , ω_y , ω_z) oraz magnetometru (m_x , m_y , m_z), a także kwaternion (q_0 , q_1 , q_2 , q_3). Wartości progowe dla algorytmu (TH1, TH2, TH3). Licznik zliczający liczbę cykli odczytu danych z sensorów (counter).

```
ADD_DATA_TO_FIFO( $a_x$ ,  $a_y$ ,  $a_z$ ,
                  $\omega_x$ ,  $\omega_y$ ,  $\omega_z$ ,
                  $m_x$ ,  $m_y$ ,  $m_z$ ,
                  $q_0$ ,  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$ )
d = SQRT( $\omega_x * \omega_x + \omega_y * \omega_y + \omega_z * \omega_z$ )
```

counter = (counter + 1) % 60	4Hz
IF counter == 4 AND d > TH3 THEN counter = 0	60Hz
ELSE IF counter == 8 AND d > TH2 THEN counter = 0	30Hz
ELSE IF counter == 24 AND d > TH1 THEN counter = 0	10Hz
END	
IF counter == 0 THEN SEND_FIFO_DATA() END	

6.4. Analiza wyników badań

Algorytm adaptacyjny pozwala na zmniejszenie zapotrzebowania energetycznego modułu radiowego dzięki kontroli częstotliwości transmisji ramek i wykorzystaniu mechanizmu Modem Sleep. Na Rys. 6.5 zaprezentowano wyniki współbieżnych pomiarów - zmiany prędkości kątowej ω_p platformy obrotowej, od której zależna jest częstotliwość nadawania ramek f_T . Wraz ze wzrostem prędkości kątowej następuje wzrost częstotliwości nadawania ramek o zmiennej długości.

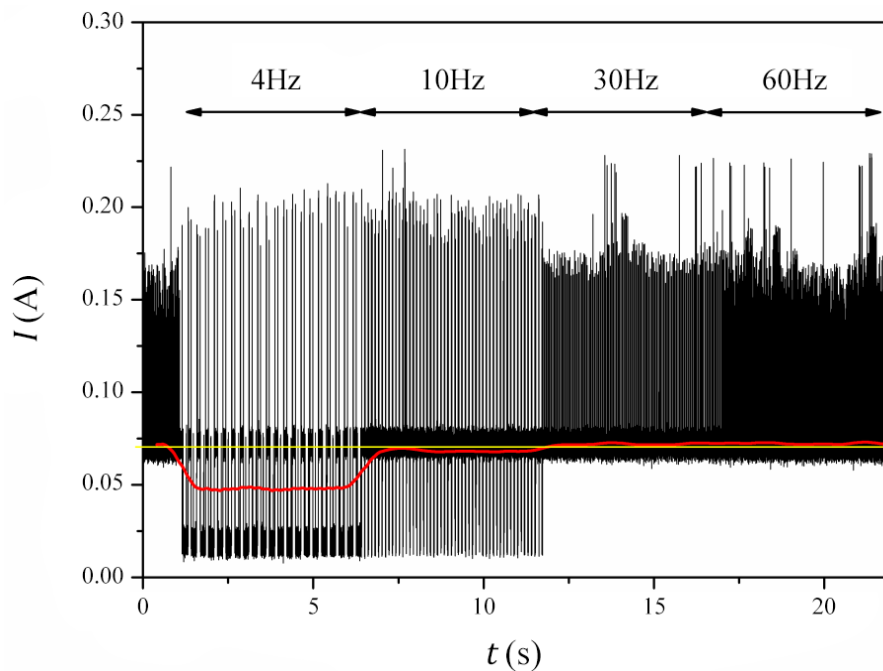


Rys. 6.5. Zależność częstotliwości transmisji ramek od prędkości obrotowej sensora inteligentnego

Zapotrzebowanie energetyczne modułu radiowego

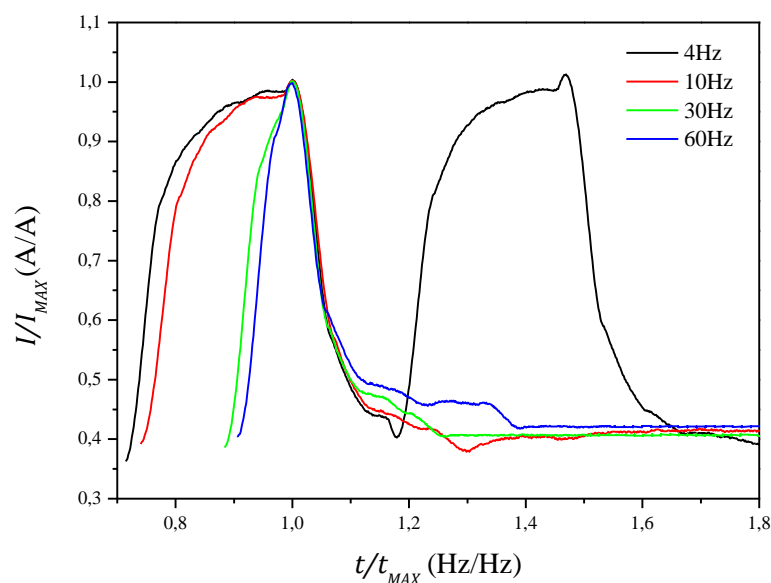
Zapotrzebowanie energetyczne modułu radiowego z chipsetem ESP8266 oszacowane zostanie na podstawie charakterystyki poboru prądu, które wyznaczone zostały za pomocą pomiaru napięcia na rezystorze bocznikowym. Moduł standardowo pobiera ok. 70mA, co żółtą linią zaznaczono na Rys. 6.6 jako składową stałą sygnału. Z kolei proces transmisji danych związany jest z impulsowym wzrostem poboru prądu przez moduł radiowy. Na Rys. 6.6 strzałkami oznaczono cztery obszary o interwale 5s, które związane są z częstotliwościami zdefiniowanymi w prezentowanym algorytmie adaptacyjnym. Sensor inteligentny transmitował ramki o różnej długości z czterema wybranymi częstotliwościami. Czerwoną linią zaznaczono krzywą RMS prezentującą pobór prądu przez sensor inteligentny w zależności od częstotliwości nadawania ramek. W obszarach 4Hz oraz 10Hz zauważyć

można zmniejszony pobór prądu (poniżej składowej stałej), co jest związane m.in. z funkcjonowaniem mechanizmu Modem Sleep. Natomiast w obszarach 30Hz i 60Hz pobór prądu podczas transmisji jest na zbliżonym poziomie, porównywalnym ze składową stałą. Nadawanie ramek transmisyjnych z takimi częstotliwościami ma uzasadnienie, gdy wymagane jest szybsze odświeżanie położenia – np. w szybkich ruchach ciała o charakterze sportowym. Przy tych częstotliwościach transmisji ramek mechanizm Modem Sleep nie pozwala na istotne zmniejszenie poboru prądu poniżej składowej stałej dla modułu.



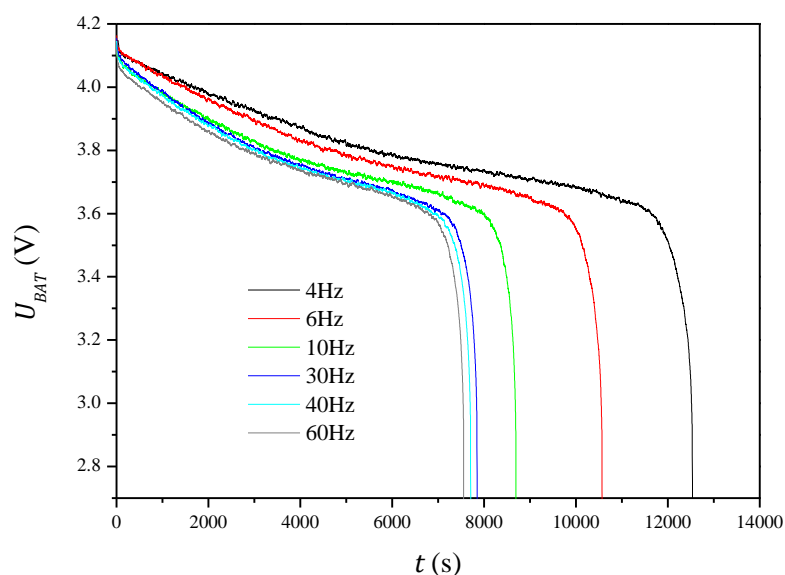
Rys. 6.6. Charakterystyka poboru prądu przez sensor inteligentny przy różnych częstotliwościach transmisji ramek

Na impulsowy charakter poboru prądu (składowa zmienna rejestrowanego sygnału) wpływ ma również długość transmitowanych ramek. Na Rys. 6.7 zaprezentowano porównanie kształtu czterech pików reprezentujących transmisję ramek zawierających dwa razy po 30, jeden raz po 24, jeden raz po 8 i jeden raz po 4 bloków danych. Krzywe zostały przeskalowane względem ich maksimum tak, żeby graficznie przedstawić różnice w ich szerokościach połówkowych (4Hz - 0.355 i 0.365; 10Hz - 0.334; 30Hz - 0.195; 60Hz - 0.190).



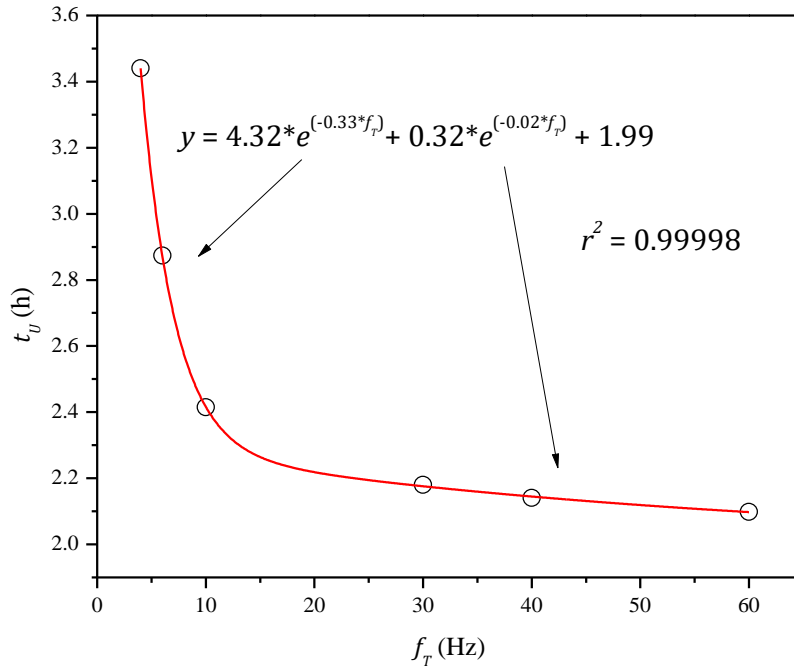
Rys. 6.7. Przeskalowane krzywe impulsów prądowych reprezentujących transmisję ramek z różną częstotliwością f_T

Wykorzystanie prezentowanego algorytmu transmisyjnego pozwala na wydłużenie czasu pracy sensora inteligentnego na zasilaniu bateryjnym nawet o 64% (czas rozładowania przy 4Hz w relacji do czasu rozładowania przy 60Hz). Wyniki pomiarów rozładowania akumulatora zaprezentowano na Rys. 6.8. Akumulator rozładowywano aż do odcięcia zasilania przez obwód zabezpieczeń akumulatora.



Rys. 6.8. Krzywe rozładowania akumulatora zasilającego sensor inteligentny przy różnych częstotliwościach transmisji ramek

Na Rys. 6.9 zaprezentowano zależność czasu t_U rozładowania akumulatora sensora inteligentnego od częstotliwości f_T transmitowanych przez niego ramek.



Rys. 6.9. Zależność czasu rozładowania akumulatora t_U od częstotliwości transmisji ramek f_T

Dane empiryczne dopasowano funkcją eksponencjalną uzyskując współczynnik determinacji $r^2 = 0.99998$, co wskazuje, iż zmienność czasu rozładowania akumulatora jest praktycznie całkowicie wyjaśniana przez zmianę częstotliwości wysyłania ramek. Charakter zmian opisać można równaniem (49), gdzie f_T oznacza częstotliwość transmisji ramek.

$$y = 4.32 \cdot e^{(-0.33 \cdot f_T)} + 0.32 \cdot e^{(-0.02 \cdot f_T)} + 1.99 \quad (49)$$

Pierwszy człon równania (49) związany jest z obszarem niższych częstotliwości (poniżej 15Hz), drugi - wyższych częstotliwości (powyżej 15Hz). Zauważyć można, iż największe zmiany w czasie rozładowania akumulatora zachodzą poniżej 15Hz. Współczynnik kierunkowy (-0.33) w tym obszarze jest 18-krotnie większy niż w obszarze powyżej 15Hz (-0.02). Zatem oszczędność energii związana jest ze zmniejszaniem częstotliwości wysyłania ramek i efektywnością mechanizmu Modem Sleep w obszarze niskich częstotliwości transmisyjnych.

Obciążenie sieci

Kolejnym istotnym aspektem jest obciążenie sieci generowane przez system akwizycji ruchu motorycznego. W opisywanym rozwiązaniu podczas transmisji dane przesyłane są z wykorzystaniem protokołu UDP, którego nagłówek ma długość 8 bajtów. Następnie dodawany jest nagłówek IPv4 o długości 20 bajtów. W kolejnym kroku, zależnie od medium transmisyjnego, do danych dodawany jest nagłówek MAC Ethernet albo nagłówek MAC WiFi. Dla dalszej analizy przyjęto, że do pakietu IPv4 dodawany jest nagłówek MAC Ethernet długości 14 bajtów. Na etapie badań empirycznych pomięte zostały elementy nagłówka takie jak: LLC (3B), SNAP (5B) oraz FCS (4B), ponieważ nie możliwe było ustalenie, które z wymienionych nagłówków wliczane są przez router do uśrednionej wartości transferu. W Tab. 5 zaprezentowano zestawienie parametrów pełnych ramek transmisyjnych dla wybranych w algorytmie adaptacyjnym częstotliwości transmisyjnych.

Tab. 5. Rozmiar danych oraz ramki w zależności od częstotliwości transmisji ramek

Liczba ramek	Częstotliwość transmisji (Hz)	Rozmiar danych (B)	Rozmiar ramki (B)	
			MAC, IP, UDP	MAC, LLC, SNAP, IP, UDP, FCS
2	4Hz	1025	1067	1079
1	10Hz	821	863	875
1	30Hz	277	319	331
1	60Hz	141	183	195

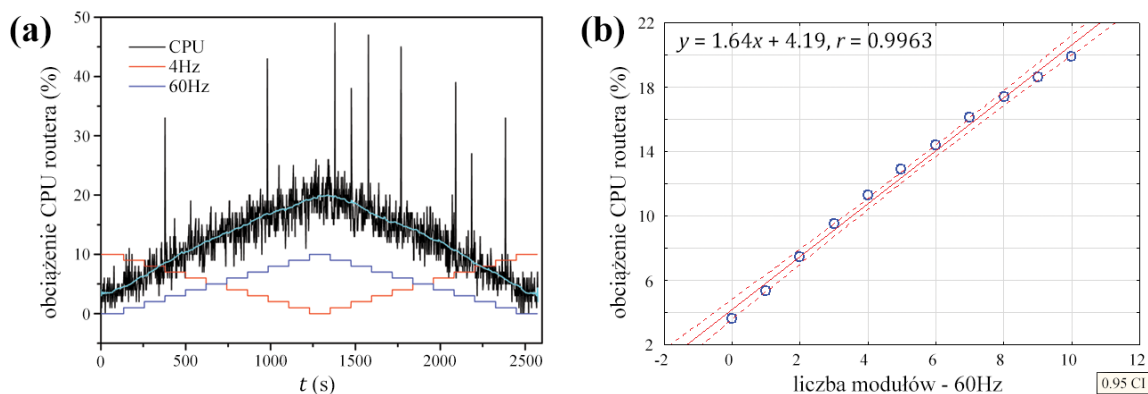
Zakładając, że w sieci jest jeden sensor inteligentny i komputer (serwer) oraz nie występuje w niej żaden inny ruch sieciowy prócz transmisji danych przez sensor inteligentny, wówczas prędkości przesyłania danych przy częstotliwościach transmisji ramek wynoszą odpowiednio: 4Hz - 8.34kB/s, 10Hz - 8.43kB/s, 30Hz - 9.35kB/s, 60Hz - 10.72kB/s. Uwzględniając ponadto nagłówki LLC, SNAP i sumę kontrolną FCS prędkości te wynoszą odpowiednio: 4Hz - 8.43kB/s, 10Hz - 8.54kB/s, 30Hz - 9.70kB/s, 60Hz - 11.43kB/s. Zauważyć można, że wraz ze wzrostem częstotliwości nadawania rośnie ilość transmitowanych bajtów. Wzrost ten związany jest z tym, że każda pojedyncza ramka transmisyjna posiada swój nagłówek o sumarycznej długości 42 bajtów (MAC, IP, UDP). Jeżeli w obliczeniach uwzględniano by LLC, SNAP i FCS, wówczas sumaryczna długość

nagłówków i sumy kontrolnej wynosiłaby 54 bajty. Dodatkowo ramka danych posiada czterobajtowy numer i bajt określający ilość bloków danych w ramce.

Zaletą proponowanego algorytmu jest fakt, że pomimo zmiany ilości transmitowanych bajtów ilość bloków danych, jaka dociera do serwera w czasie 1s, pozostaje stała bez względu na częstotliwość nadawania. Dzięki temu, pomimo zmniejszenia częstotliwości transmisji, nie następuje zmniejszenie precyzji pomiarowej. Zmniejszenie częstotliwości nadawania ramek wpływa jedynie na odświeżanie informacji o ruchu motorycznym w czasie rzeczywistym po stronie komputera odbierającego te dane.

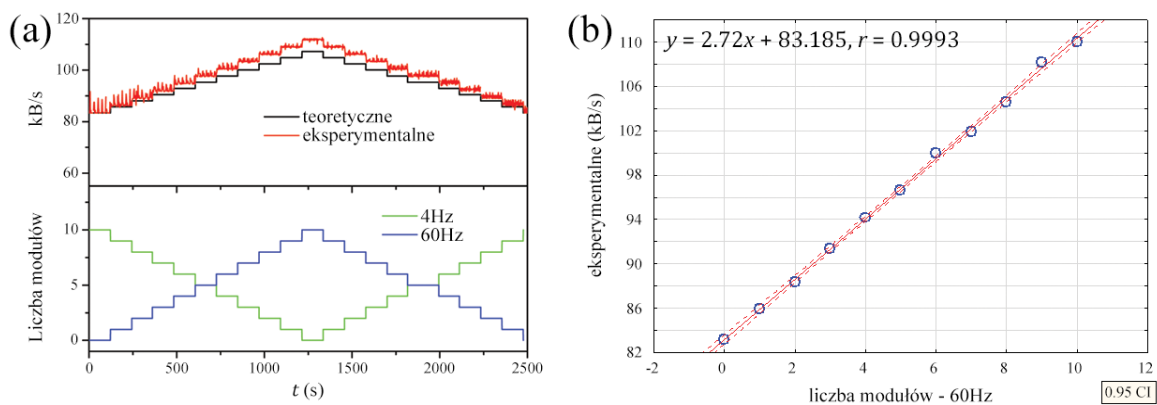
Przeprowadzono eksperyment, w którym badano obciążenie sieci sensorowej. W tym celu wykorzystano 10 transceiverów, które transmitowały ramki z dwoma częstotliwościami - niską 4Hz i wysoką 60Hz. W trakcie eksperymentu zmianie ulegała proporcja ilości nadajników pracujących z wymienionymi częstotliwościami. Z podobną sytuacją mamy do czynienia w praktyce, ponieważ algorytm adaptacyjny dąży do zmniejszenia częstotliwości nadawania ramek w poszczególnych sensorach inteligentnych. W przypadku, gdy dany sensor inteligentny monitoruje szybkie zmiany wówczas zostaje zwiększone odświeżanie danych dotyczących jego rotacji. Przy wolnych zmianach odświeżanie (częstotliwość nadawania ramek) zostaje proporcjonalnie zmniejszone. Ta procedura pozwala na ograniczenie zasobów systemowych wymaganych przez sieć sensorową.

Na Rys. 6.10 zaprezentowano charakterystykę obciążenia CPU routera w zależności od proporcji pomiędzy ilością nadajników przesyłających dane z częstotliwością 4Hz i 60Hz, rozpoczynając od proporcji 10:0 z krokiem co 1. Proporcje zmieniano co 120s. Na Rys. 6.10a zauważyć można stały wzrost obciążenia CPU routera, aż do maksimum, które osiąga, gdy w sieci sensorowej dane transmitowane są jedynie z częstotliwością 60Hz (proporcje 0:10). Gdy w sieci sensorowej dane nadawane są tylko z częstotliwością 4Hz obciążenie CPU routera kształtuje się na poziomie ok. 3.6%, natomiast przy częstotliwości 60Hz wzrasta do ok. 19.9%, czyli ok. 5.5 razy. Na Rys. 6.10b zaprezentowano wyniki analizy regresji i korelacji. Wzrost obciążenia ma charakter prostoliniowy ze współczynnikiem kierunkowym 1.64. Przy 18 modułach pracujących z częstotliwością 4Hz obciążenie wynosić będzie ok. 6.5% (przy 10 transceiverach minimalne obciążenie wyniosło ok. 3.6%, więc każdy kolejny moduł zwiększa je średnio o ok. 0.36%). Zakładając, że charakter ten utrzyma się wraz z dodawaniem kolejnych modułów, dla 18 modułów, nadających ramki danych z częstotliwością 60Hz, użycie CPU wyniosłoby ok. 36% (przy zwiększeniu liczby modułów punkt przecięcia wzrośnie z ok. 4 do ok. 7).



Rys. 6.10. (a) charakterystyka obciążenia CPU routera w zależności od proporcji pomiędzy ilością nadajników przesyłających dane z częstotliwością 4Hz i 60Hz, (b) wyniki analizy regresji i korelacji danych uzyskanych na podstawie Rys. 6.10a

Z kolei na Rys. 6.11 zaprezentowano charakterystykę transferu danych w sieci sensorowej w zależności od wcześniej opisanej proporcji pomiędzy nadajnikami pracującymi z częstotliwościami 4Hz i 60Hz. Przeprowadzone badania wykazały wzrost transferu w sieci od wartości ok. 83kB/s (dla wszystkich sensorów inteligentnych nadających z częstotliwością 4Hz) do ok. 112kB/s (dla wszystkich sensorów inteligentnych nadających z częstotliwością 60Hz), co stanowi wzrost o niemal 35%. Na Rys. 6.11a zauważyć można również, że w praktyce transmisja danych realizowana jest z nieznacznie większą wartością transferu, niż wynika to z rozważań teoretycznych, czyli z uwzględnieniem jedynie długości samej ramki z nagłówkami MAC, IP i UDP. Jednakże korelacja pomiędzy danymi teoretycznymi i eksperymentalnymi jest bardzo wysoka ($r = 0.9993$). Współczynnik kierunkowy uzyskanej prostej regresji wynosi 1.14, zatem teoretyczny wzrost transferu o 1kB/s, w praktyce powoduje wzrost średnio o 1.14kB/s.



Rys. 6.11. (a) charakterystyka transferu danych w sieci sensorowej w zależności od proporcji w ilości pomiędzy nadajnikami pracującymi z częstotliwościami 4Hz i 60Hz, (b) wyniki analizy regresji i korelacji danych uzyskanych na podstawie Rys. 6.11a

Prezentowany algorytm w przypadku 10 badanych transceiverów pozwala na ograniczenie ruchu sieciowego o kilkadziesiąt procent, natomiast w praktyce systemy MoCap wykorzystywać mogą np. 18 niezależnych sensorów inteligentnych. Zaprezentowana na Rys. 6.11b zależność transferu od proporcji nisko do wysoko częstotliwościowych nadajników ma charakter prostoliniowy. Z uzyskanego równania regresji można stwierdzić, że przełączenie każdego kolejnego modułu z częstotliwości nadawania z 4Hz do 60Hz powoduje wzrost transferu średnio o 2.72kB/s. Przy 10 modułach ustawionych na 4Hz sumaryczny transfer wyniósł ok. 83.2kB/s, co daje 8.32kB/s na 1 moduł. Zatem przy 18 tak pracujących modułach transfer ten wynosił będzie ok. 150kB/s. Jeżeli założymy, że charakter liniowy zostanie zachowany przy zwiększaniu liczby modułów powyżej 10-ciu, to przy 18 sensorach inteligentnych, transmitujących ramki danych z częstotliwością 60Hz, transfer osiągnąłby wartość ok. 199 kB/s (punkt przecięcia wzrośnie z ok. 83 do ok. 150). Oznacza to wzrost, aż o ok. 30% w stosunku do obciążenia sieci generowanego przez te same sensory inteligentne, wszystkie transmitujące ramki z częstotliwością 4Hz.

6.5. Podsumowanie

Prezentowany algorytm, dzięki zmniejszeniu częstotliwości wysyłania ramek oraz wykorzystaniu mechanizmu Modem Sleep pozwala na znaczną oszczędność energii (do 64%). Wraz ze zmniejszaniem częstotliwości maleje zapotrzebowanie energetyczne sensora inteligentnego, co jest szczególnie widoczne w obszarze niższych częstotliwości. Zredukowanie częstotliwości z 6Hz do 4Hz pozwala na wydłużenie czasu pracy akumulatora o ok. 30min, podczas gdy zmniejszenie częstotliwości z 60Hz do 40Hz pozwala na wydłużenie tego czasu tylko o 2.5min.

Ponadto wykorzystując adaptacyjny algorytm transmisyjny stwierdzono, iż obciążenie CPU routera zależy od zmieniających się proporcji pomiędzy ilością transceiverów nadających z dwoma skrajnymi częstotliwościami 4Hz i 60Hz. Najmniejsze uzyskane obciążenie wyniosło ok. 3.6%, przy wszystkich 10-ciu użytych transceiverach pracujących z częstotliwością 4Hz i wzrosło ok. 6-krotnie, w sytuacji, gdy wszystkie transceivery ustawione były na 60Hz. Opisana zmiana proporcji wpływa również na transfer danych, który zmienia się z ok. 83kB/s do ok. 112kB/s odpowiednio przy 4Hz i 60Hz.

Z kolei zredukowana architektura pozwala na zmniejszenie wymiarów modułu, co ma szczególne znaczenie w przypadku aplikacji przeznaczonych dla dzieci np. do rehabilitacji lub diagnostyki. Dzięki wykorzystaniu chipsetu SoC (ESP8266) uzyskano elektronikę sensora inteligentnego o wymiarach 26mm x 16mm. Jest to obecnie jeden z najmniejszych modułów MoCap z interfejsem WiFi.

Zaproponowany algorytm dla sensora inteligentnego może być szczególnie przydatny np. w systemach rehabilitacyjnych z wizualizacją danych w czasie rzeczywistym, gdzie monitoruje się powolne ruchy pacjentów. Zmniejszenie częstotliwości odświeżania zmiany rotacji pojedynczego inteligentnego sensora MoCap np. do kilku Hz, realizowane jest równocześnie ze zmianą długości transmitowanych ramek. Dzięki temu prezentowany algorytm pozwala na oszczędność energii bez utraty precyzji pomiarowej. Z kolei w przypadku konieczności monitorowania dynamicznych ruchów np. sportowych algorytm dostosuje częstotliwość odświeżania położenia do wymagań użytkownika (w celu uzyskania płynności odwzorowania w czasie rzeczywistym), kosztem oszczędności energii.

7. SYSTEM DO AKWIZYCJI RUCHU DŁONI Z ADAPTACYJNYM ALGORYTMEM KONTROLI TRANSMISJI RADIOWEJ

7.1. Wprowadzenie

Opisany w poprzednim rozdziale system do akwizycji ruchu całego lub części ciała wykorzystywał niezależne sensory inteligentne, z których każdy wyposażony jest we własny moduł radiowy WiFi. Akwizycja ruchu dłoni z wykorzystaniem sensorów inercyjnych wymaga zastosowania wielu miniaturowych zintegrowanych sensorów monitorujących położenie paliczków czy dłoni. Sensory te z uwagi na ich rozlokowanie na relatywnie małej przestrzeni (w obrębie dłoni) są podłączone do jednego wspólnego modułu radiowego WiFi. Opracowana i zaprezentowana w niniejszym rozdziale architektura systemu do akwizycji ruchu dłoni może być wykorzystywana zarówno do celów diagnostycznych jak i rehabilitacyjnych. Możliwości pomiarowe prezentowanego systemu umożliwiają monitorowanie kontrolowanych ruchów dłoni jak również drżenia, które może być objawem chorób neurodegeneracyjnych - np. choroby Parkinsona. Część ubieralna systemu została tak zaprojektowana aby możliwe było standardowe manipulowanie dłonią - w ten sposób powstała „sensorowa rękawica”. Pozwala ona na monitorowanie zarówno ruchów osób o podwyższonej sprawności dłoni (np. muzyków) jak również osób z istotnymi dysfunkcjami ruchowymi. W aspekcie diagnostycznym możliwy jest zapis a następnie analiza drżenia dłoni w różnych jej położeniach, jak również podczas wykonywania testów diagnostycznych zleconych przez specjalistę - np. rysowania charakterystycznych kształtów. Precyzyjny pomiar ruchów wolnozmiennych (o dużej amplitudzie) i szybkozmiennych (drżenia) pozwala na oszacowanie postępu rehabilitacji czy rozwoju choroby neurodegeneracyjnej. „Rękawica sensorowa” pozwala również wykonywać ćwiczenia rehabilitacyjne poprawiające sprawność dłoni, natomiast sam proces poszczególnych cykli rehabilitacyjnych może być rejestrowany, co pozwala na późniejszą obiektywną ocenę jakości wykonywanych ćwiczeń i ich zgodność z zakładanym wzorcem.

W rozdziale opisano opracowaną i przebadaną modyfikację wcześniej zaproponowanego algorytmu kontroli transmisji danych. Główną jego cechą pozostaje kontrola częstotliwości wysyłania danych ze zintegrowanych sensorów MEMS. W tej wersji algorytmu dane, ze względu na ich stosunkowo dużą ilość, nie są agregowane. Dla części danych wysyłana jest wartość jedynie aktualna, natomiast pozostałe dane pomiarowe są uśredniane. Tworzony algorytm pozwala na kontrolowanie częstotliwości wysyłania danych ze zintegrowanych

sensorów oraz umieszczanie danych w ramach zbiorczych. Zastosowanie algorytmu pozwala na znaczną redukcję ilość przesyłanych danych (nawet o 91.6%) oraz ograniczenie poboru energii (maksymalnie o 19.9%). W stosunku do algorytmu dla pojedynczego zintegrowanego sensora MEMS zmodyfikowane zostało jedno z kluczowych wymagań odnoszące się do agregacji danych, otrzymując brzmienie: *Przesyłane są aktualne wartości elementów kwaternionów i uśrednione dane z wartości surowych odczytanych ze zintegrowanych sensorów MEMS, przy czym wprowadzona metoda ograniczenia ilości wysyłanych danych nie wpływa w sposób znaczący na jakość odwzorowania ruchu motorycznego.*

Testy systemu realizowane były z wykorzystaniem trzech wolontariuszy.

7.2. Rękawica sensorowa i stanowiska pomiarowe

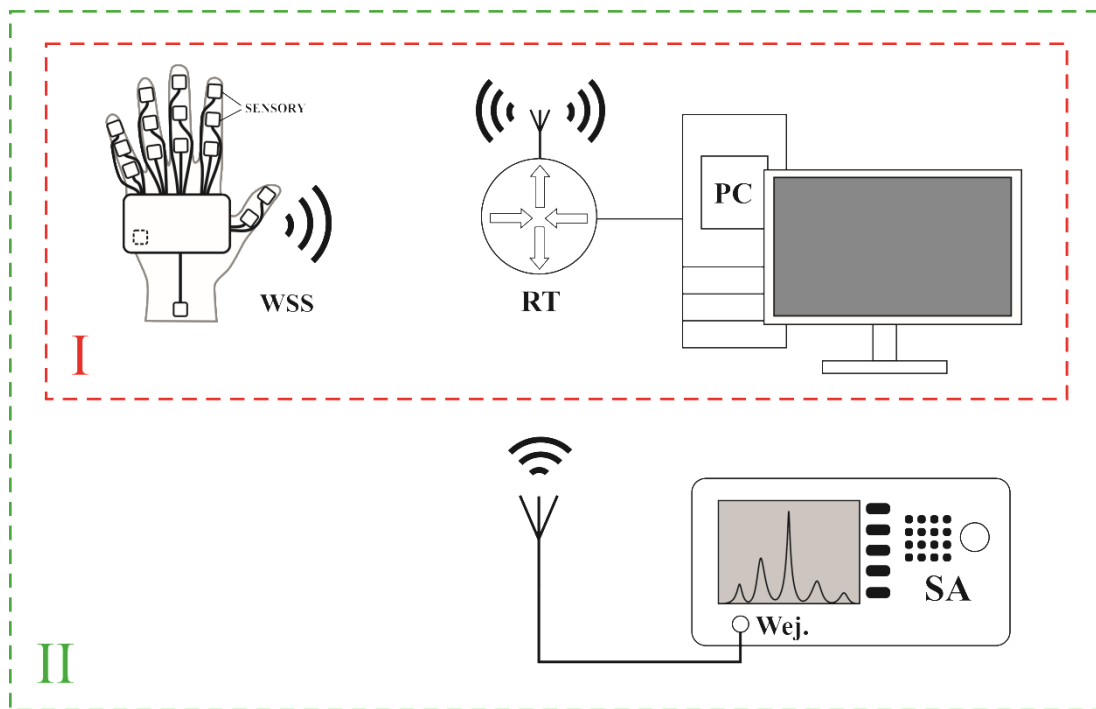
Stanowiska pomiarowe

Do testów algorytmu adaptacyjnej transmisji danych dla sensora inteligentnego z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS (WSS) – „rękawicy sensorowej”, zaprojektowano trzy stanowiska pomiarowe. Na Rys. 7.1 zaprezentowano strukturę dwóch stanowisk pomiarowych. Pierwsze stanowisko oznaczono rzymską cyfrą I. Zawiera ono ubieralny system WSS (szczegółowo opisany w dalszej części rozdziału), radiowy router sieciowy RT RT-N10U oraz serwer PC. WSS transmituje radiowo dane z sensorów w standardzie WiFi 2.4GHz. Transmitowane przez WSS ramki wypełnione były danymi z sensorów, przy czym symulowano wartość parametru sterującego filtrem transmisyjnym, co opisane zostanie w kolejnych rozdziałach. Z kolei router RT odbiera ramki WiFi zawierające dane transmitowane przez WSS, a następnie RT drogą przewodową (kabel z wtykiem RJ45) przesyła ramki Ethernet wykorzystując protokół UDP do serwera PC, gdzie dane są archiwizowane.

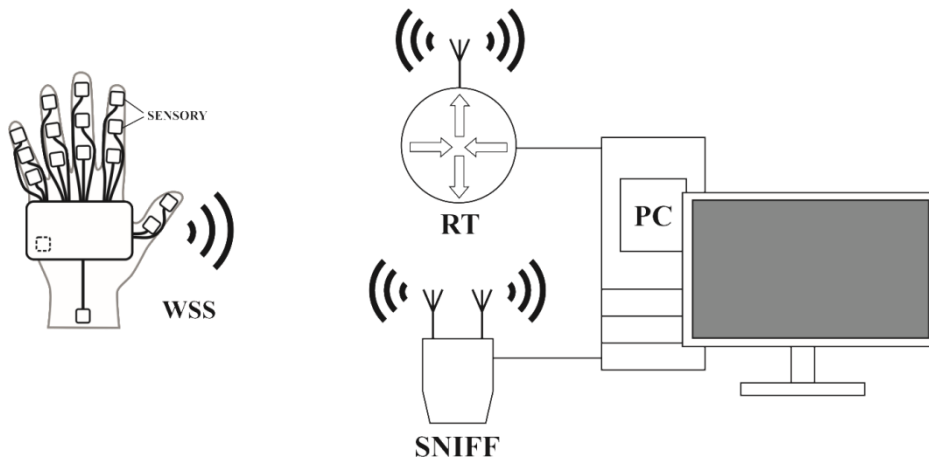
Stanowisko oznaczone cyfrą II (Rys. 7.1) zaprojektowano pod kątem badania obciążenia sieciowego w kontekście zajętości pasma radiowego. Stanowisko II jest rozszerzoną wersją opisanego wcześniej stanowiska I. Stanowisko II zawiera dodatkowo SA - analizator widma RSA5065-TG, który pozwala na rejestrację spektrogramu (dokładniej Density Spectrogram). Do RSA5065-TG dołączona była antena - AARONIA HyperLOG 7060.

Na Rys. 7.2 zaprezentowano stanowisko do analizy ruchu sieciowego generowanego przez WSS. Analogicznie jak w stanowisku I oraz II, router RT umożliwia rejestrację jedynie ramek z danymi (Ethernet), natomiast w szerszym zakresie ruch sieciowy monitorowany jest za pośrednictwem sniffiera - ALFA AWUS036ACH AC1200. Sniffer dołączony do serwera PC za pośrednictwem portu USB, wykorzystany został do odbioru ramek QoS. Stanowisko

pomiarowe umożliwia monitorowanie symulowanego obciążenia sieci radiowej przy różnej ilości transmitowanych danych, co zostanie szerzej opisane w rozdziale 7.4.



Rys. 7.1. Stanowisko do pomiaru zajętości pasma sieciowego

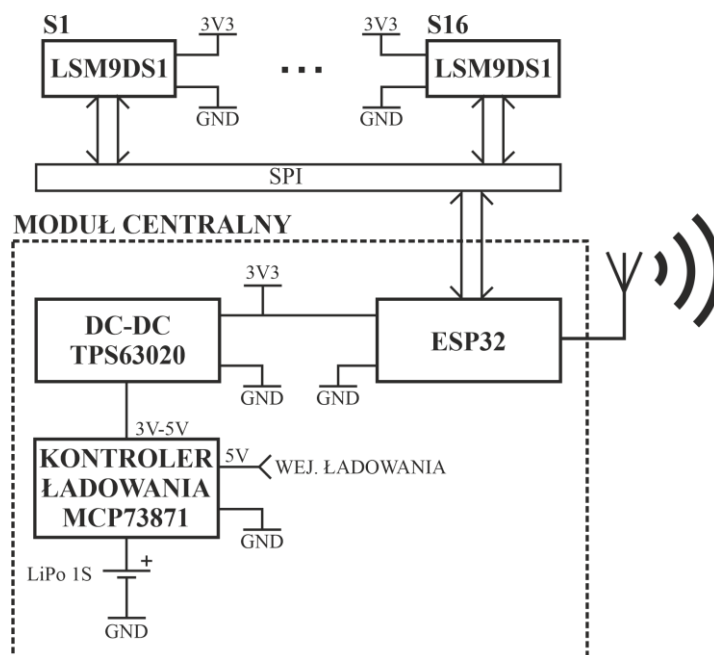


Rys. 7.2. Stanowisko do pomiaru obciążenia sieci

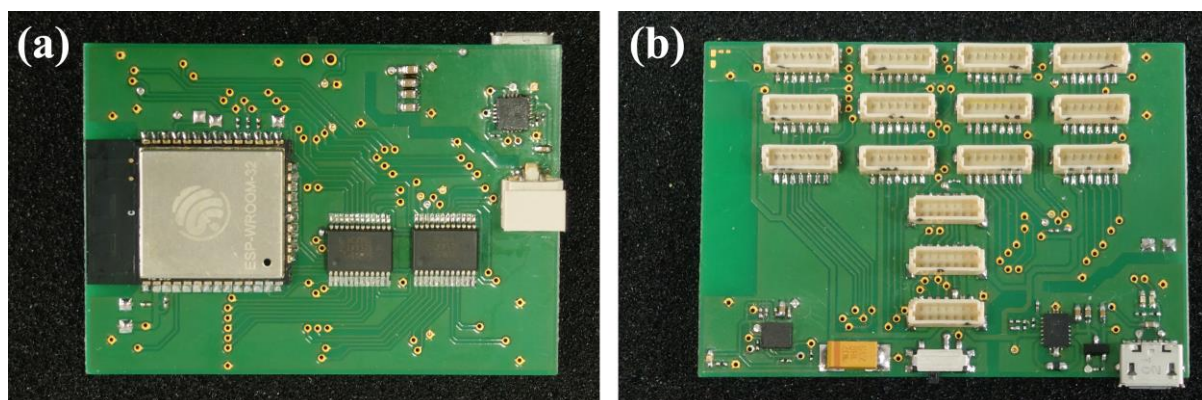
W stanowiskach zaprezentowanych na Rys. 7.1 oraz Rys. 7.2 sieć tworzona przez WSS, router RT z access pointem oraz serwer PC wykorzystuje protokół IPv4. Czas Beacon routera RT został ustawiony na 100ms, wartość DTIM została ustawiona na 3. Kanał WiFi access pointa został ustawiony na wybór automatyczny. Dane z WSS przesyłane są do serwera PC przy użyciu protokołu UDP. Sekcja danych ramki UDP w kontekście adaptacyjnego algorytmu transmisyjnego zostanie szerzej skomentowana w rozdziale 7.3.

Ubieralny system sensorowy

Opracowany sensor inteligentny WSS do akwizycji ruchu dłoni w postaci schematu blokowego zaprezentowano na Rys. 7.3. Z kolei akwizycja ruchu dłoni z wykorzystaniem zintegrowanych sensorów inercyjnych związana jest z implementacją takiego systemu w formie ubieralnej. Prezentowane rozwiązanie zbudowane jest z modułu centralnego (MODUŁ CENTRALNY), do którego za pośrednictwem magistrali SPI dołączono szesnaście zintegrowanych sensorów LSM9DS1 (S1 do S16). Sensor inteligentny zasilany jest za pomocą akumulatora litowo-polimerowego 3.7V (1S). Akumulator dołączony jest do układu (KONTROLER ŁADOWANIA), który podczas ładowania akumulatora zasilany jest z zewnętrznego źródła o napięciu 5V dołączanego do wejścia ładowania (WEJ. ŁADOWANIA). Wyjście kontrolera ładowania (KONTROLER ŁADOWANIA) dołączone jest do wejścia przetwornicy napięcia DC-DC. Napięcie wyjściowe przetwornicy wynosi 3.3V i jest wykorzystywane do zasilania zarówno modułu ESP32, jak i zintegrowanych sensorów LSM9DS1. ESP32 w prezentowanym rozwiązaniu ubieralnym pobiera dane ze zintegrowanych sensorów LSM9DS1, przetwarza otrzymane dane oraz transmituje je do komputera. Płytę główną modułu centralnego (MODUŁ CENTRALNY) zaprezentowano na Rys. 7.4a oraz Rys. 7.4b.



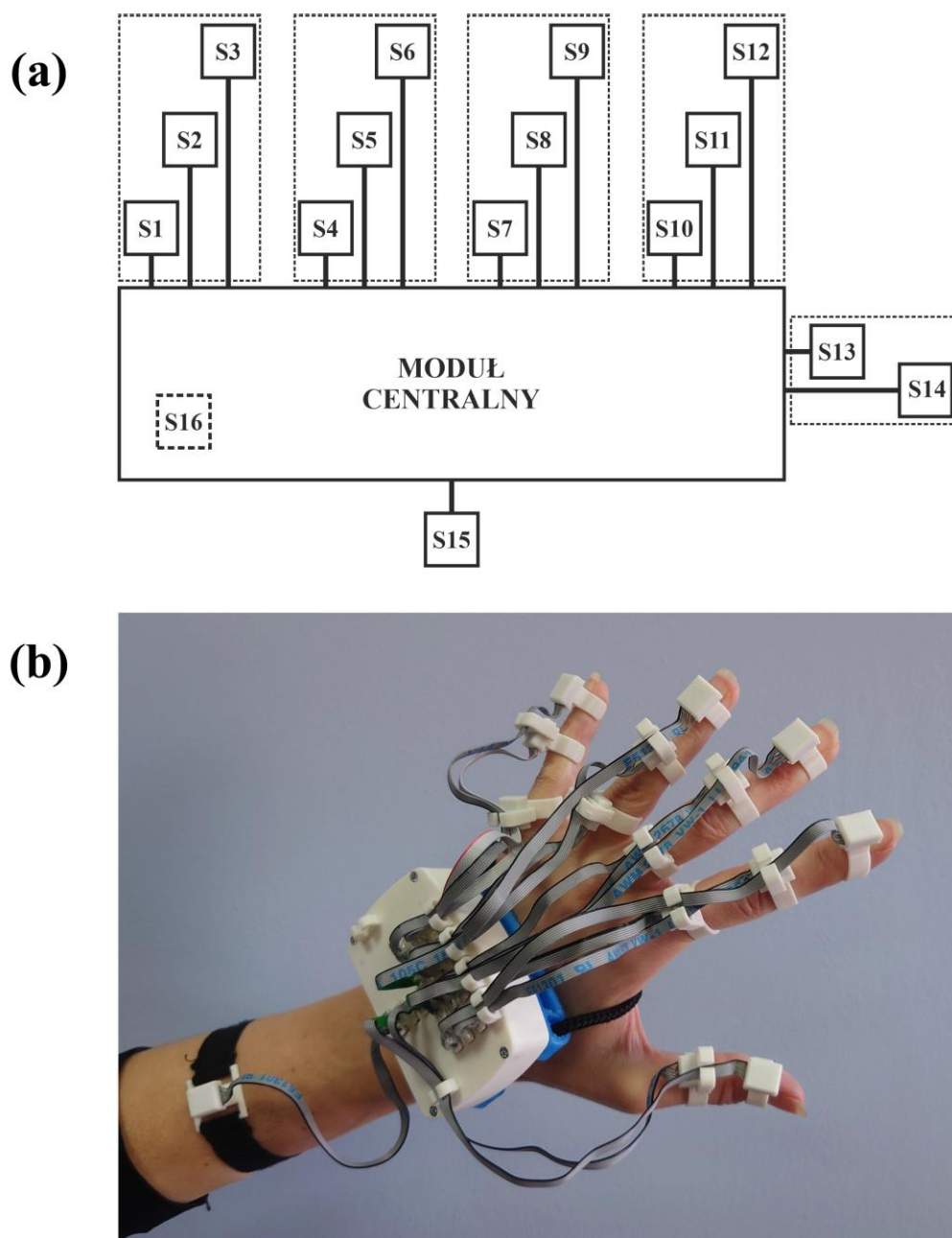
Rys. 7.3. Schemat blokowy sensora inteligentnego WSS



Rys. 7.4. Widok sensora inteligentnego WSS (a) od strony modułu WIFI, (b) od strony konektorów

Strukturę rozlokowania poszczególnych zintegrowanych sensorów układu do akwizycji ruchów dłoni zaprezentowano na Rys. 7.5a i Rys. 7.5b. Zintegrowane sensory $S_1 - S_{15}$ (zewnętrzne) podłączone są do modułu centralnego za pośrednictwem przewodów wielożyłowych, natomiast zintegrowany sensor S_{16} (wewnętrzny) jest wlutowany bezpośrednio na płytce głównej modułu centralnego. Sensor zintegrowany S_{15} umieszczony jest na przedramieniu, natomiast każdy z pozostałych zintegrowanych sensorów zewnętrznych (S_1 do S_{14}) umieszczony jest na odpowiednim paliczku poszczególnych palców - Rys. 7.5. Dla kciuka przeznaczone są dwa sensory zintegrowane, natomiast dla pozostałych palców zaimplementowano w układzie po trzy sensory zintegrowane.

Zastosowane rozlokowanie sensorów zintegrowanych pozwala zarówno na monitorowanie ruchu każdego z palców, jak również położenia dłoni względem przedramienia.



Rys. 7.5. Rozmieszczenie zintegrowanych sensorów w WSS: a) schemat blokowy oraz b) widok systemu umieszczonego na dłoni

7.3. Algorytm adaptacyjnej transmisji danych

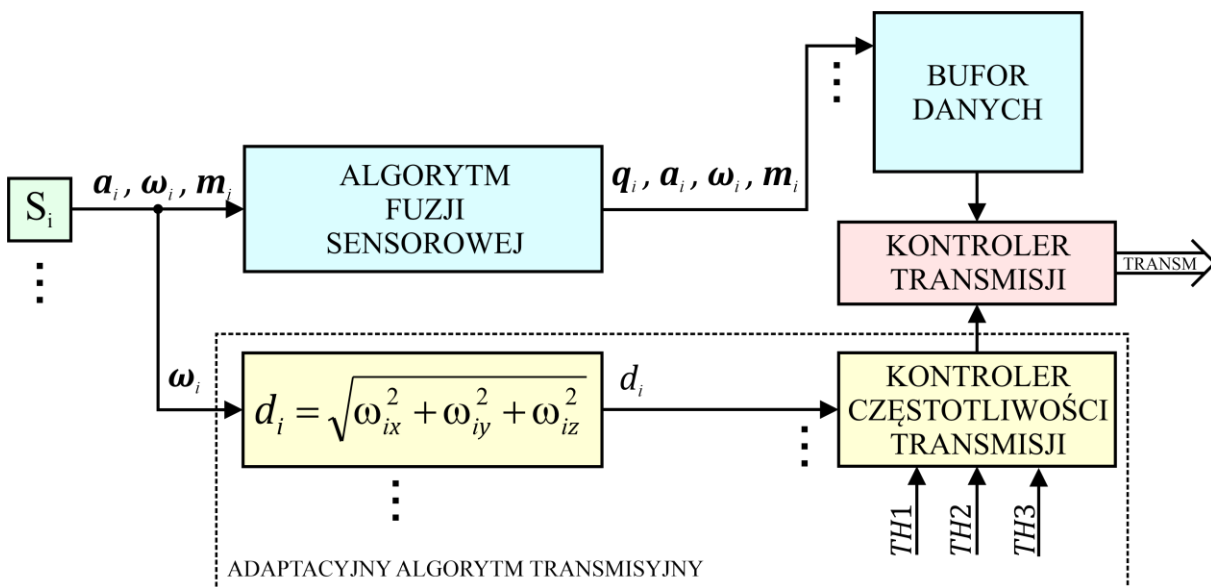
Algorytm

Sensor inteligentny WSS jest systemem wbudowanym, w którym zaimplementowano algorytm adaptacyjnej transmisji danych. Podczas pracy moduł ESP32 pobiera dane z sensorów zintegrowanych S_i ($i = 1, 2, \dots, 16$). Proces przetwarzania danych z sensorów zintegrowanych zaprezentowano schematycznie na Rys. 7.6. Częstotliwość próbkowania w zaimplementowanym systemie dla akcelerometru oraz żyroskopu wynosi 119Hz. Uzyskane z każdego sensora zintegrowanego dane mają postać trzech wektorów \mathbf{a}_i , $\boldsymbol{\omega}_i$, \mathbf{m}_i danych kolejno wzorami (50), (51) i (52), będącymi modyfikacjami wzorów (1), (35) i (7), gdzie $i = 1, 2, \dots, 16$ oznacza indeksację numeru sensora.

$$\mathbf{a}_i = [a_{ix}, a_{iy}, a_{iz}] \quad (50)$$

$$\boldsymbol{\omega}_i = [\omega_{ix}, \omega_{iy}, \omega_{iz}] \quad (51)$$

$$\mathbf{m}_i = [m_{ix}, m_{iy}, m_{iz}] \quad (52)$$



Rys. 7.6. Schemat logiczny działania algorytmu sensora inteligentnego WSS

Dane uzyskane z i -tego sensora wykorzystywane są przez algorytm fuzji (ALGORYTM FUZJI SENSOROWEJ) do wyznaczenia kwaternionu q_i danego wzorem (53), który jest modyfikacją wzoru (23), gdzie $i = 1, 2, \dots, 16$ oznacza indeksację numeru sensora. Do fuzji sensorowej wykorzystano opisany wcześniej algorytm S. O. H. Madgwicka. Dane $(\mathbf{a}_i, \boldsymbol{\omega}_i, \mathbf{m}_i)$ z sensora zintegrowanego oraz kwaternion q_i zapisywane są w buforze danych (BUFOR DANYCH) wraz z numerem indeksu (i) zintegrowanego sensora jakiemu odpowiadają. Na podstawie wektora prędkości obrotowej $\boldsymbol{\omega}_i$ wyznaczana jest ponadto wartość parametru d_i według wzoru (54), związana z wypadkowym kątem obrotu poszczególnych sensorów. Uwzględnienie obrotu ze wszystkich osi układu pozwala na efektywniejsze sterowanie transmisją.

$$q_i = (q_{i1}, q_{i2}, q_{i3}, q_{i4}) \quad (53)$$

$$d_i = \sqrt{\omega_{ix}^2 + \omega_{iy}^2 + \omega_{iz}^2} \quad (54)$$

Obliczony dla i -tego sensora zintegrowanego parametr d_i wykorzystywany jest do sterowania transmisją radiową (KONTROLER CZĘSTOTLIWOŚCI TRANSMISJI). Na podstawie wartości parametrów d_1 - d_{16} ustalana jest częstotliwość radiowego wysyłania danych z poszczególnych sensorów zintegrowanych oraz zawartość poszczególnych ramek transmisyjnych. W algorytmie transmisyjnym (ADAPTACYJNY ALGORYTM TRANSMISYJNY) zdefiniowano cztery częstotliwości transmisji ramek f_T . Częstotliwości f_T są wartościami przybliżonymi i wynikają z dzielenia częstotliwości próbkowania sensorów (119Hz) odpowiednio przez liczby 2, 4, 8 oraz 24 i wynoszą kolejno: 59.5Hz, 29.75Hz, 14.88Hz i 4.96Hz. Jednakże dla uproszczenia w dalszej części pracy zaokrąglono je do liczb całkowitych i przyjęto następujące wartości: 60Hz, 30Hz, 15Hz i 5Hz. Danymi wejściowymi algorytmu są ponadto trzy wartości progowe $TH1$, $TH2$ i $TH3$, spełniające warunek: $0 < TH1 < TH2 < TH3$. Na podstawie wyniku porównania wartości parametru d_i z wartościami progowymi $TH1$, $TH2$ oraz $TH3$ wyznaczana jest częstotliwość transmisji danych f_T z i -tego sensora zintegrowanego (Tab. 6).

Tab. 6. Zależność częstotliwości f_T wysyłania ramek od wartości parametru d_i

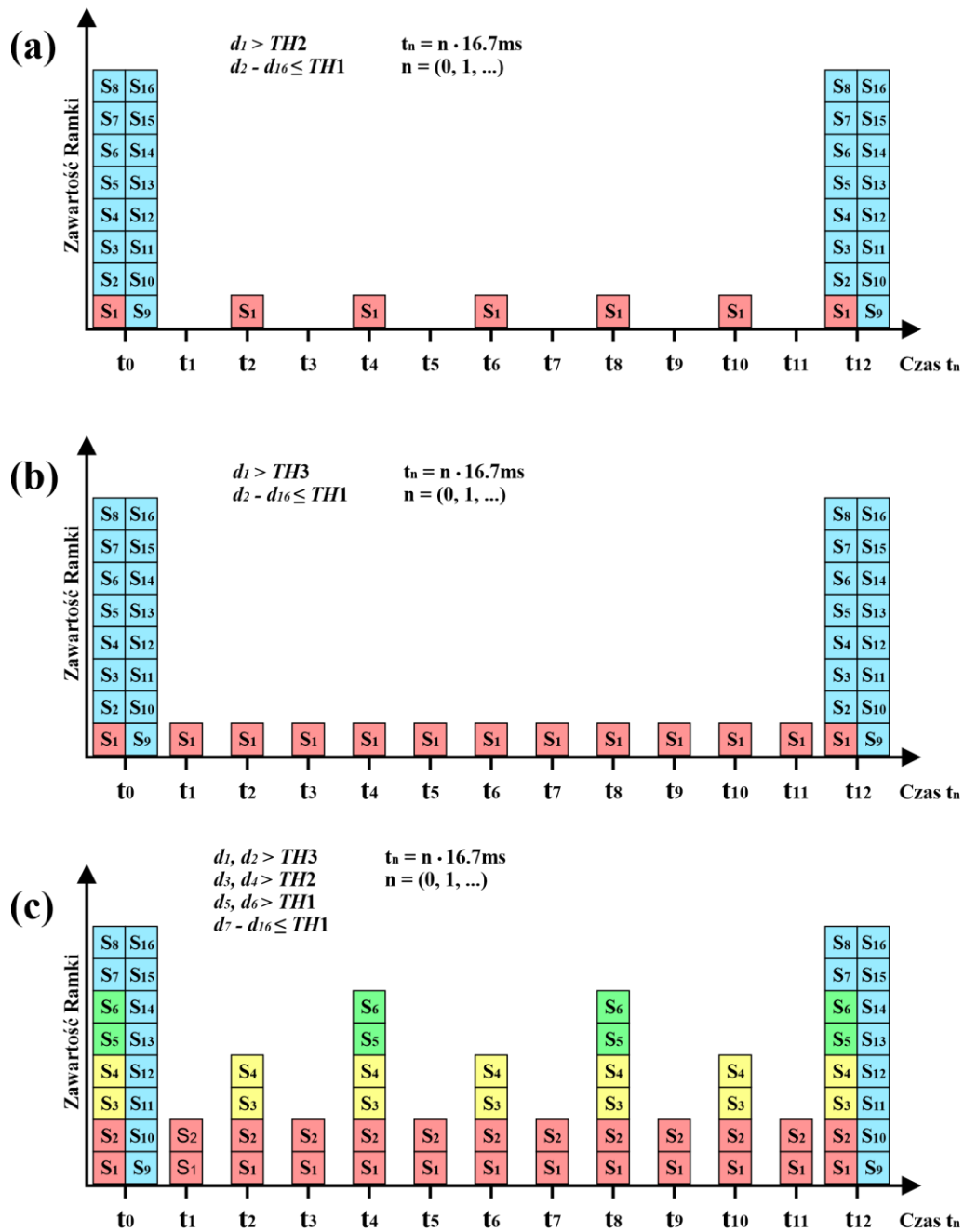
Warunek	Częstotliwość wysyłania ramek f_T
$d_i \leq TH1$	5Hz
$TH1 < d_i \leq TH2$	15Hz
$TH2 < d_i \leq TH3$	30Hz
$TH3 < d_i$	60Hz

Poszczególne wartości progowe TH wyznaczone zostały na podstawie wstępnych analiz, które pozwoliły na przyporządkowanie szybkości ruchów motorycznych do czterech zakresów. Najwolniejsze ruchy motoryczne powiązane są z wartością progową poniżej $TH1$, natomiast najszybsze z wartością powyżej $TH3$. Zdefiniowanie wartości progowych TH związane jest z dynamiką monitorowanego ruchu motorycznego. Rozważając teoretycznie - ustalenie zbyt niskich wartości progowych algorytmu będzie powodowało zwiększenie częstotliwości transmisji ramek nawet przy powolnych ruchach ciała. W takim przypadku zmniejszy się efektywność redukcji ruchu sieciowego. Z kolei ustalenie zbyt wysokich wartości progowych wpłynie negatywnie na płynność odwzorowania ruchu motorycznego. Podczas monitorowania ruchów ciała system będzie miał tendencję do transmitowania ramek z mniejszymi częstotliwościami, co może wiązać się z istotnymi opóźnieniami przy odtwarzaniu ruchu motorycznego. W tym przypadku tylko najdynamiczniejsze ruchy motoryczne uaktywnią zwiększenie częstotliwości transmisji ramek, i w związku z tym tylko one będą odwzorowane bez opóźnień po stronie serwera. Procedura ustalania wartości progowych została szerzej opisana w rozdziale 7.4.

Dzięki skorelowaniu częstotliwości wysyłania ramek z wartościami progowymi możliwe jest zoptymalizowanie radiowego ruchu sieciowego, co pozwala na ograniczenie zajętości pasma transmisyjnego oraz na efektywniejsze zarządzanie energią wydatkowaną na transmisję danych. Co prawda ograniczanie jedynie częstotliwości transmisji i agregacja danych w ramce (wydłużenie ramek) spowoduje ograniczenie ruchu sieciowego, ale w przypadku konieczności monitorowania szybkich ruchów motorycznych nie zapewni płynności (w czasie rzeczywistym) odwzorowania tego ruchu. Brak płynności odwzorowania szybkiego ruchu motorycznego związany jest w takim wypadku z relatywnie długim interwałem transmisji kolejnych porcji danych (np. 200ms). Agregacja danych polega na umieszczeniu w ramce teletransmisyjnej punktów pomiarowych uzyskanych z sensorów zintegrowanych od momentu wysłania poprzedniej ramki z danymi, co omówiono

w rozdziale 6. Jednakże w przypadku algorytmu adaptacyjnego, przeznaczonego dla sensora inteligentnego z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS, z uwagi na dużą liczbę sensorów zintegrowanych, nie agregowano danych. Ramki teletransmisyjne zawierają aktualny kwaternion q_i oraz uśrednione (średnia arytmetyczna) wartości współczynników wektorów \mathbf{a}_i , $\boldsymbol{\omega}_i$, \mathbf{m}_i pobrane z jednego lub wielu sensorów zintegrowanych. Uśredniane są wszystkie wartości pobrane z konkretnego sensora zintegrowanego od momentu wysłania poprzedniej ramki z danymi dotyczącymi tego sensora.

Dane ze wszystkich sensorów zintegrowanych zapisywane są w buforze danych (BUFOR DANYCH) a następnie umieszczane we wspólnych ramach danych i transmitowane z częstotliwością 5Hz. W zależności od wartości parametru d_i dane z poszczególnych sensorów zintegrowanych mogą być transmitowane z kilkoma częstotliwościami, co związane jest z wysyłaniem dodatkowych ramek. Na Rys. 7.7 zaprezentowano przykładowe struktury transmisji danych z poszczególnych sensorów zintegrowanych, przy czym częstotliwości transmisyjne f_T zostały zaprezentowane w postaci slotów czasowych o interwale 16.7ms. Jeśli wartość parametru d_i co najmniej jednego sensora zintegrowanego przekroczy próg $TH1$, wówczas transmisja danych dla tych sensorów zintegrowanych realizowana jest z częstotliwością f_T wynoszącą 5Hz oraz dodatkowo 15Hz. Z kolei, gdy wartość parametru d_i co najmniej jednego sensora zintegrowanego przekroczy próg $TH2$, wówczas transmisja danych dla tych sensorów zintegrowanych realizowana jest na częstotliwościach f_T wynoszących 5Hz, 15Hz oraz dodatkowo 30Hz, co graficznie zaprezentowano na Rys. 7.7a. Sytuacja jest analogiczna w przypadku przekroczenia wartości $TH3$, gdzie dodatkowo transmitowane są ramki z częstotliwością 60Hz (Rys. 7.7b). Na Rys. 7.7c zaprezentowano przykładową strukturę transmisji ramek, w której wykorzystywane są różne częstotliwości f_T (5Hz, 15Hz, 30Hz oraz 60Hz) do transmisji danych z różnych grup sensorów zintegrowanych.



Rys. 7.7. Struktura transmisji danych z poszczególnych sensorów zintegrowanych MEMS

Algorytm zaprezentowano w postaci blokowego pseudokodu, w którym graficznie pogrupowano sekcje odpowiadające za transmisję danych z zadeklarowanymi częstotliwościami.

Pseudokod

Input: Tablica danych z sensorów zintegrowanych (sensor). Każdy element tablicy jest strukturą zawierającą uśrednione wartości z akcelerometru (a_x , a_y , a_z), żyroskopu (ω_x , ω_y , ω_z) oraz magnetometru (m_x , m_y , m_z), a także aktualny kwaternion (q_0 , q_1 , q_2 , q_3) oraz parametr d_i . Wartości progowe dla algorytmu (TH1, TH2, TH3). Licznik zliczający liczbę cykli odczytu danych z sensorów zintegrowanych (counter).

```

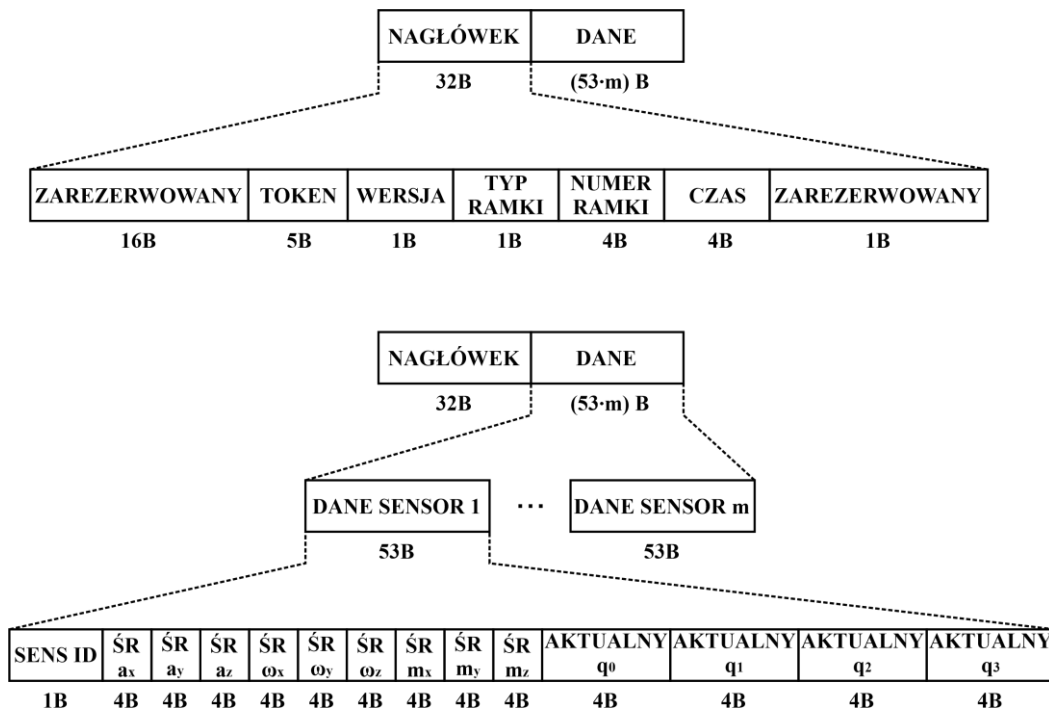
IF counter % 24 == 0 THEN
    counter = 0
    FOR i = 1 to 16
        ADD_TO_FRAME(sensor[i])
    NEXT i
    SEND_FRAME_IF_NOT_EMPTY()
    5Hz
ELSE IF counter % 8 == 0 THEN
    FOR i = 1 to 16
        IF sensor[i].d > TH1 THEN
            ADD_TO_FRAME(sensor[i])
        END
    NEXT i
    SEND_FRAME_IF_NOT_EMPTY()
    15Hz
ELSE IF counter % 4 == 0 THEN
    FOR i = 1 to 16
        IF sensor[i].d > TH2 THEN
            ADD_TO_FRAME(sensor[i])
        END
    NEXT i
    SEND_FRAME_IF_NOT_EMPTY()
    30Hz
ELSE IF counter % 2 == 0 THEN
    FOR i = 1 to 16
        IF sensor[i].d > TH3 THEN
            ADD_TO_FRAME(sensor[i])
        END
    NEXT i
    SEND_FRAME_IF_NOT_EMPTY()
    60Hz
END

```

Struktura ramki teletransmisyjnej

Na Rys. 7.8 przedstawiono format sekcji danych ramki UDP sensora inteligentnego WSS. Blok nagłówek (NAGŁÓWEK) zawiera znaczniki pozwalające rozpoznać typ urządzenia (TOKEN), jego wersję (WERSJA) oraz typ ramki (TYP RAMKI). Blok nagłówek zawiera ponadto numer ramki (NUMER RAMKI) oraz bieżący czas (CZAS). Elementy oznaczone jako ZAREZERWOWANY stanowią dodatkowe magazyny danych możliwe do wykorzystania w bardziej rozbudowanych aplikacjach.

Blok danych (DANE) składa się z m bloków danych sensorów zintegrowanych (DANE SENSOR 1 ... DANE SENSOR m), przy czym $m \in \{1, 2, \dots, 16\}$. Do sekcji danych dodawane są tylko dane ze zintegrowanych sensorów wybranych do przesłania w wyniku działania algorytmu. Na blok danych sensora zintegrowanego składa się numer sensora zintegrowanego (SENS ID), uśrednione wartości współrzędnych wektorów \mathbf{a}_i (ŚR a_x , ŚR a_y , ŚR a_z), $\boldsymbol{\omega}_i$ (ŚR ω_x , ŚR ω_y , ŚR ω_z), \mathbf{m}_i (ŚR m_x , ŚR m_y , ŚR m_z) oraz aktualny kwaternion q_i (AKTUALNY q_0 , AKTUALNY q_1 , AKTUALNY q_2 , AKTUALNY q_3). Zarówno uśrednione wartości współrzędnych wektorów, jak i elementy aktualnego kwaternionu są czterobajtowymi liczbami zmiennoprzecinkowymi pojedynczej precyzji (float). Łączna długość bloku danych pojedynczego sensora zintegrowanego wynosi 53B, co zaznaczono na Rys. 7.8.



Rys. 7.8. Struktura ramki danych sensora inteligentnego WSS

7.4. Pomiary i badania sensora inteligentnego WSS

Protokół pomiarowy

Opracowany algorytm adaptacyjnej transmisji danych dla systemu IMU z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS przetestowano w dwóch aspektach - efektywności energetycznej oraz obciążenia sieci. W tym celu zaprojektowano protokół pomiarowy, na który składało się 26 przypadków pomiarowych P1 do P26. Protokół pomiarowy sterował transmisją danych z 16 sensorów zintegrowanych, co pozwoliło na symulację praktycznego zastosowania algorytmu. W poszczególnych przypadkach pomiarowych dane z sensorów zintegrowanych transmitowane były z wcześniej zdefiniowanymi częstotliwościami f_T . Badane przypadki pomiarowe zaprezentowane zostały w Tab. 7.

Tab. 7. Konfiguracje zdefiniowanych przypadków pomiarowych

Lp przypadku	Liczba sensorów, dla których dane transmitowane są z daną częstotliwością			
	5Hz	15Hz	30Hz	60Hz
P1	16	0	0	0
P2	14	2	0	0
P3	14	0	2	0
P4	14	0	0	2
P5	0	14	2	0
P6	0	0	14	2
P7	2	0	0	14
P8	13	3	0	0
P9	13	0	3	0
P10	13	0	0	3
P11	0	13	3	0
P12	0	0	13	3
P13	3	0	0	13
P14	8	8	0	0
P15	8	0	8	0
P16	8	0	0	8
P17	0	8	8	0
P18	0	0	8	8
P19	15	1	0	0
P20	15	0	1	0
P21	15	0	0	1
P22	14	1	1	0
P23	13	1	1	1
P24	0	16	0	0
P25	0	0	16	0
P26	0	0	0	16

W protokole pomiarowym uwzględniono zarówno transmisję danych z wszystkich 16 sensorów zintegrowanych na najwyższej częstotliwości f_T wynoszącej 60Hz (P26), jak i najniższej częstotliwości 5Hz (P1). Przypadki od P2 do P25 reprezentują wybrane pośrednie stany transmisyjne sieci sensorowej.

Przykładowo w przypadku pomiarowym P21, dla 15 sensorów zintegrowanych dane transmitowane są z częstotliwością f_T równą 5Hz, natomiast dla jednego sensora zintegrowanego z częstotliwościami f_T wynoszącymi 5Hz, 15Hz, 30Hz i 60Hz (dla sensora zintegrowanego, dla którego dane są transmitowane z zadaną częstotliwością f_T transmituje się również dane ze wszystkim dostępnymi częstotliwościami mniejszymi od f_T). Pomiary każdego z przypadków P1 do P26 rejestrowane były przez 20 s. W tym czasie sensory zintegrowane MEMS wykonywały ciągłe pomiary, a ich parametry d_i (parametr sterujący filtrem transmisyjnym) były zadawane tak, by zapewnić częstotliwości transmisji danych f_T z poszczególnych sensorów zintegrowanych zgodnie z opracowanymi przypadkami pomiarowymi.

Badanie poboru prądu przez układ

Testy efektywności energetycznej WSS z zaimplementowanym algorytmem adaptacyjnym zrealizowano na podstawie poboru prądu. Napięcie zasilania układu wynosiło 4V. Pobór prądu wyznaczony był za pomocą pomiaru napięcia na rezystorze bocznikowym. Ze względu na niewielkie różnice pomiędzy zmierzonymi wartościami poboru prądu (poniżej 0.5%) przypadki pomiarowe zostały pogrupowane zgodnie z Tab. 8.

Tab. 8. Pobór prądu przez WSS w zależności od zdefiniowanego przypadku pomiarowego

Przypadki	Prąd RMS (mA) średnia \pm SD
P1	200.97
P2, P8, P14, P19, P24	241.99 \pm 0.48
P3, P4, P5, P6, P7, P9, P10, P11, P12, P13, P15, P16, P17, P18, P20, P21, P22, P23, P25, P26	250.82 \pm 0.55

Wszystkie przypadki pomiarowe, w których maksymalna częstotliwość f_T wynosi 15Hz (P2, P8, P14, P19, P24) charakteryzują się zbliżonym poborem prądu (ok. 242mA). Analogicznie zbliżoną wartość pobieranego prądu (ok. 251mA) zarejestrowano

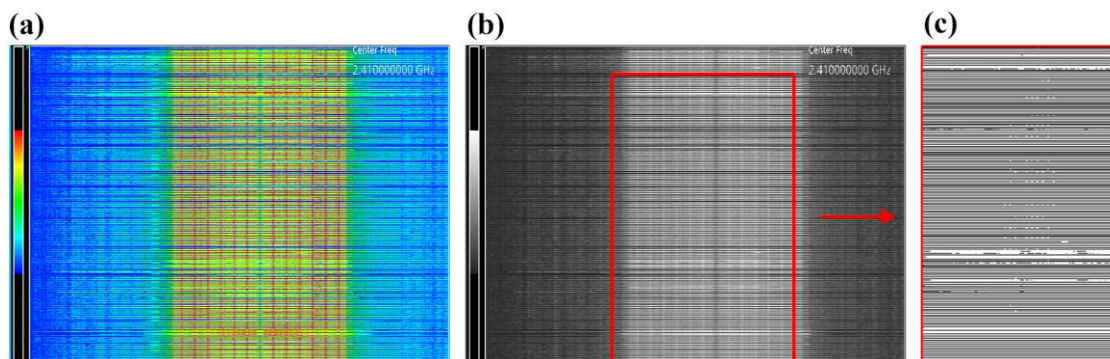
w testowanych przypadkach pomiarowych, w których maksymalna częstotliwość f_T wynosi 30Hz albo 60Hz.

Zrealizowane badania, zgodne z protokołem pomiarowym, wskazują, że największe oszczędności pobieranego przez układ prądu uzyskuje się, gdy dane z sensorów zintegrowanych wysyłane są z częstotliwością f_T równą 5Hz. Redukcja poboru prądu przez układ w takim przypadku może osiągnąć nawet wartość 19.9% względem układu, w którym dane z sensorów zintegrowanych transmitowane są z częstotliwościami 60Hz oraz 30Hz.

Pomiary zajętości pasma radiowego

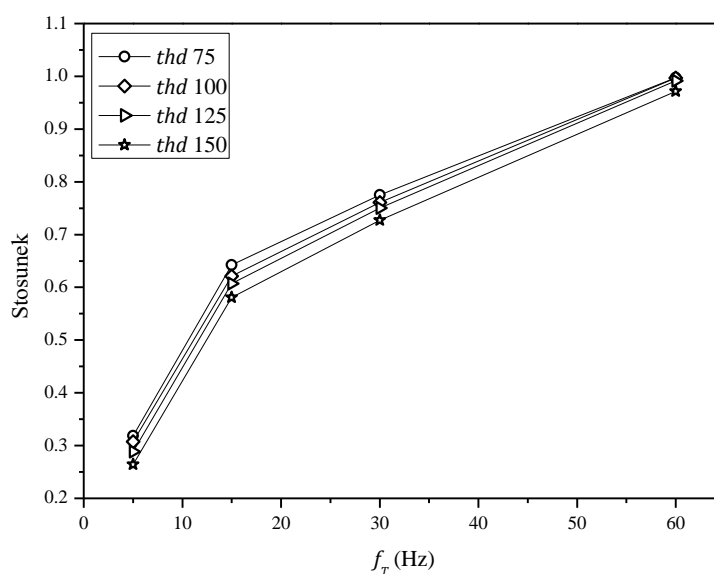
Badanie stanu obciążenia sieci zrealizowano zarówno pod kątem zajętości pasma radiowego, jak i transmisji danych. Podczas zrealizowanych testów WSS transmitował dane zgodnie z opracowanym wcześniej protokołem pomiarowym. Pomiary zajętości pasma radiowego w zależności od częstotliwości transmisji ramek f_T oraz długości ramek transmisyjnych zrealizowano za pomocą stanowiska pomiarowego zaprezentowanego na Rys. 7.1. Analizator widma SA wykonywał pomiar w trybie RTSA (real-time spectrum analyzer) i wyświetlał spektrogram. Pomiar wykonywany był w zakresie częstotliwości 2.39GHz do 2.43GHz. WSS komunikował się z access pointem routera RT wykorzystując kanał 1 (2.412GHz). Czas akwizycji jednego pomiaru ustawiony został na 24.996ms. Antena pomiarowa nakierowana na sensor inteligentny WSS znajdowała się w odległości 1 metra od niego. Badania zajętości pasma w zależności od przypadku testowego wykonano na podstawie analizy zapisanych spektrogramów, na których oś pozioma reprezentuje częstotliwość fali, natomiast pionowa reprezentuje czas. Oś pionowa składa się z 483 punktów, przy czym każdy z punktów reprezentuje pojedynczy pomiar analizatora SA (24.996 ms). Zakres pomiaru mocy sygnału reprezentowany przez barwy spektrogramu wynosi od -100dBm do 0dBm, jednak został on ograniczony do przedziału od -72dBm do -27dBm (Ref Hue Pos ustawiono na 73, natomiast Bottom Hue Pos na 28). Pomiary wykonano dla wszystkich przypadków testowych P1 do P26 oraz dodatkowo wykonany został pomiar przy wyłączonym WSS, aby ustalić wpływ szumu otoczenia na pozostałe pomiary. Wyniki pomiarów zostały zapisane jako mapy bitowe prezentujące spektrogramy. Na potrzeby dalszej analizy zrealizowano procedurę podmiany barw spektrogramu. Domyślny zakres barw (Rys. 7.9a) został przekonwertowany na skalę szarości z zakresu wartości heksadecymalnych od 0xFFFFFFFF (biel) do 0x242424 (ciemnoszary), gdzie biel odpowiada największej zmierzonej mocy sygnału (Rys. 7.9b). Z każdego obrazu

wyselekcjonowana została centralna część monitorowanego pasma o zakresie około 18 MHz. Następnie wykonane zostało progowanie (tresholding) każdego z obrazów wartościami 75, 100, 125, 150 (z zakresu 0-255, gdzie 0 oznacza czerń, 255 oznacza biel).



Rys. 7.9. Etapy analizy obrazu spektrogramu: a) obraz wejściowy, (b) obraz w skali szarości, (c) obraz po procedurze progowania

Dla każdego z przetworzonych obrazów (Rys. 7.9c) obliczony został procentowy udział barwy białej, który reprezentuje zajętość pasma. Niezależnie od przyjętej wartości progowej udział bielej w obrazie tła nie przekracza 2.2%, można więc uznać, że szumy tła nie miały istotnego wpływu na rezultaty pomiarów. Na Rys. 7.10 przedstawiono wykres zależności procentowego udziału bielej na obrazach w zależności od częstotliwości f_T , dla różnych wartości progowych (thd).



Rys. 7.10. Wykres udziału bielej na obrazach w zależności od częstotliwości f_T

Dla poszczególnych wartości progowych (75, 100, 125, 150) i przypadków pomiarowych z tą samą maksymalną częstotliwością transmisji ramek f_T uzyskane wartości procentowego udziału bieli są zbliżone, ponieważ różnica między średnią z tych wartości a poszczególnymi wartościami udziału bieli nie przekracza 3.7%. Z tego względu przypadki z tą samą maksymalną częstotliwością nadawania ramek analizowane były jako równorzędne. Ponadto, niezależnie od wartości progowej krzywe zależności procentowego udziału bieli dla przypadków pomiarowych o maksymalnej częstotliwości f_T mają zbliżony charakter (Rys. 7.10). W Tab. 9 przedstawiono wyrażone w procentach średnie zmniejszenie zajętości pasma dla transmisji ramek z częstotliwościami f_T wynoszącymi 5Hz, 15Hz i 30Hz, względem transmisji z częstotliwością f_T równą 60Hz, obliczone z uwzględnieniem wszystkich krzywych.

Tab. 9. Różnice w zajętości pasma radiowego w zależności od częstotliwości transmisji ramek f_T

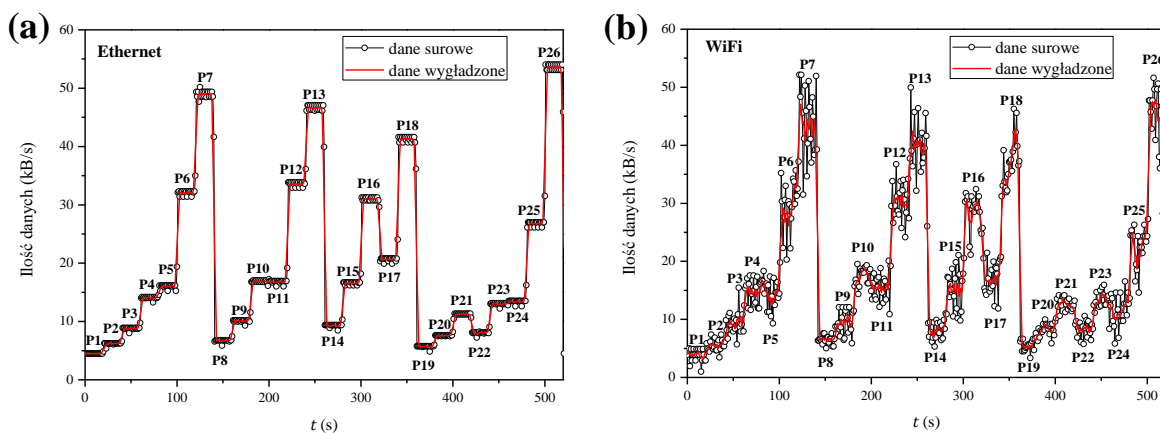
Częstotliwość transmisji	5 Hz	15 Hz	30 Hz	60 Hz
Różnica (%)	-70.23 %	-38.05 %	-23.84 %	Referencja

Pomiary ilości transmitowanych danych

Do badania stanu obciążenia sieci pod kątem ilości transmitowanych danych wykorzystano stanowisko przedstawiono na Rys. 7.2. Sensor inteligentny WSS transmitował dane zgodnie z opracowaną procedurą pomiarową (26 przypadków pomiarowych). W trakcie pracy układu wykonywana była akwizycja ramek transmisyjnych Ethernet, wykorzystujących protokół UDP, po stronie serwera PC za pomocą programu Wireshark. Następnie wykonano także akwizycję ramek WiFi przechwyconych przez Sniffer. Analizowane były jedynie ramki danych przesyłane przez WSS. W przypadkach pomiarowych (P1, P2, P8, P14, P19, P24), dla których maksymalna częstotliwość transmisji ramek f_T wynosiła 5Hz albo 15Hz przechwycone zostały ramki Management informujące, że moduł radiowy przechodzi w stan uśpienia lub zostaje wzbudzony. Ramek tych nie zaobserwowano dla pozostałych przypadków pomiarowych. Wprowadzenie modułu radiowego w stan uśpienia pozwala na zmniejszenie poboru prądu, co obserwowano w badaniach efektywności energetycznej układu. Ponadto obliczona została ilość przesyłanych danych (w kB/s), w której pominięte

zostały ramki Management i ACK przechwycone przez Sniffer. Zarówno dla ramek Ethernet, jak i WiFi obliczono średnią ilość danych w czasie 1s. Wykres zależności ilości przesyłanych danych od czasu, z uwzględnieniem przypadków pomiarowych (P1 do P26), przedstawiono na Rys. 7.11.

W przypadku ramek Ethernet w ilość danych wliczone są: dane z układu, nagłówki UDP, IP oraz MAC 802.3, natomiast w przypadku ramek WiFi wliczona jest całkowita długość ramki przesyłanej drogą radiową (łącznie z nagłówkiem konfiguracji interfejsu radiowego, WPA2, MAC 802.11, LLC, SNAP, IP i UDP). Ze względu na większą liczbę składowych i fakt, że nagłówek MAC 802.11 jest dłuższy od MAC 802.3, sumaryczna długość ramki WiFi będzie większa od ramki Ethernet. Należy zwrócić uwagę na różnicę w liczbie danych przechwyconych przez Sniffer względem transmisji Ethernet. Liczba danych z przechwyconych ramek WiFi powinna być większa od liczby danych z ramek Ethernet. W niektórych przypadkach pomiarowych sytuacja jest odwrotna, ponieważ Sniffer przełącza się cyklicznie pomiędzy kanałami WiFi, co prowadzi do częściowej utraty danych, jednak kształt krzywej pozostaje zachowany.



Rys. 7.11. Zmiana ilość danych dla zdefiniowanych przypadków pomiarowych: (a) dla ramek Ethernet i (b) dla ramek WiFi

Zmniejszenie maksymalnej częstotliwości z jaką ramki z danymi są transmitowane oraz możliwe zwiększenie liczby sensorów zintegrowanych, dla których ramki z danymi transmitowane są z częstotliwością f_T równą 5Hz, pozwala na znaczną redukcję liczby przesyłanych danych. Redukcja ta nie ma znacznego wpływu na jakość odwzorowania ruchu motorycznego po stronie serwera PC, co zostanie omówione w rozdziale 7.5. Najwięcej danych przesyłanych jest w przypadku P26, natomiast najmniej w P1. W przypadku P1 liczba

przesyłanych danych jest mniejsza o około 91.6% względem przypadku P26. Różnice procentowe pomiędzy przypadkiem P26 a pozostałymi przypadkami przedstawiono w Tab. 10.

Tab. 10. Różnice w ilości przesyłanych danych w zależności od zdefiniowanego przypadku pomiarowego

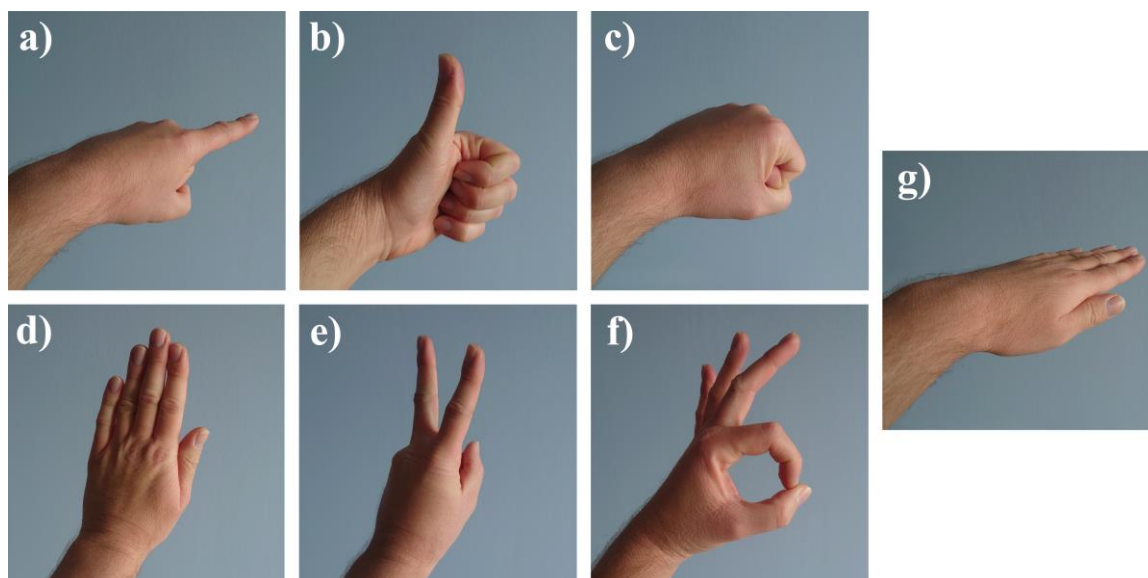
Lp. Przypadku	Średnia (kB/s)		Różnica (%)	
	Ethernet	WiFi	Ethernet	WiFi
P1	4.50	3.80	-91.60%	-91.52%
P2	6.20	5.49	-88.43%	-87.76%
P3	8.82	9.36	-83.54%	-79.11%
P4	14.05	14.70	-73.79%	-67.22%
P5	15.98	14.44	-70.18%	-67.79%
P6	32.05	29.67	-40.20%	-33.84%
P7	48.98	44.23	-8.62%	-1.36%
P8	6.71	6.44	-87.49%	-85.64%
P9	10.10	9.32	-81.16%	-79.20%
P10	16.86	17.44	-68.54%	-61.11%
P11	16.80	15.46	-68.65%	-65.51%
P12	33.59	30.46	-37.33%	-32.07%
P13	46.66	40.49	-12.95%	-9.69%
P14	9.29	8.04	-82.66%	-82.07%
P15	16.56	15.10	-69.11%	-66.33%
P16	31.02	28.71	-42.12%	-35.96%
P17	20.63	17.00	-61.51%	-62.09%
P18	41.26	37.11	-23.01%	-17.23%
P19	5.69	5.69	-89.39%	-87.30%
P20	7.58	8.34	-85.86%	-81.39%
P21	11.22	12.64	-79.06%	-71.80%
P22	8.04	8.30	-84.99%	-81.50%
P23	13.01	13.09	-75.72%	-70.81%
P24	13.41	11.43	-74.98%	-74.51%
P25	26.77	22.66	-50.04%	-49.46%
P26	53.60	44.84	Referencja	

Jakość odwzorowania ruchu motorycznego z wykorzystaniem algorytmu adaptacyjnego

W prezentowanym systemie przy optymalizacji ruchu sieciowego istotna jest redukcja ilości przesyłanych danych, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej jakości monitorowania poszczególnych sygnałów sensorowych. W opisanym w rozdziale 7.3 algorytmie dane z akcelerometru, żyroskopu i magnetometru są uśredniane, a następnie wysyłane do serwera PC. Dodatkowo wysyłany jest aktualny kwaternion reprezentujący rotacje poszczególnych sensorów zintegrowanych. Powoduje to zmniejszenie liczby punktów pomiarowych zależnie od częstotliwości transmisji ramek f_T . W celu zweryfikowania jakości odwzorowania sygnałów pomiarowych, z wykorzystaniem zaproponowanego algorytmu, zrealizowano cykl

testów. Badania pozwoliły porównać zredukowane dane odebrane z WSS oraz kompletne dane pomiarowe z sensorów zintegrowanych MEMS. Badania poprzedzone były procedurą wyznaczania wartości progowych ($TH1$, $TH2$, $TH3$).

W celu wyznaczenia wartości progowych wykonano pomiary z udziałem trzech ochotników. W trakcie pomiaru WSS transmitował wszystkie dane pomiarowe z sensorów zintegrowanych MEMS (algorytm kontrolujący transmisję został wyłączony). Każdy z ochotników wykonywał kolejno sześć gestów pomiarowych, które zaprezentowano na Rys. 7.12a do Rys. 7.12f. Na potrzeby badań zaprojektowano procedurę pomiarową, w której ustalono czas wykonywania poszczególnych gestów oraz czas gestu kontrolnego. Ustalone czasy zapewniały powtarzalność w odtwarzaniu sekwencji gestów przez poszczególnych wolontariuszy. Dodatkowo wykonywanie kolejnych gestów zgodnie z przyjętą procedurą pomiarową zapewniło zróżnicowaną dynamikę ruchu dłoni, a następnie na zróżnicowanie danych wejściowych do testowania algorytmu transmisyjnego. Z kolei każdy z wykonanych gestów pomiarowych utrzymywany był przez 3s. W procedurze pomiarowej wprowadzono również gest kontrolny – dłoń ustawiona poziomo z wyprostowanymi palcami (Rys. 7.12g). Gest kontrolny wykonywany był przed rozpoczęciem wykonywania serii gestów pomiarowych, po jej zakończeniu oraz pomiędzy każdym z gestów pomiarowych. Gest kontrolny utrzymywany był również przez około 2-3s. Z udziałem ochotników zrealizowano trzy cykle pomiarowe, w których wykonywano trzy serie gestów (łącznie 9 serii). Pomiedzy seriami gestów następowała przerwa około 10s.



Rys. 7.12. Widok dłoni podczas wykonywania gestów: (a) - (f) zdefiniowanych gestów pomiarowych oraz (g) gestu kontrolnego

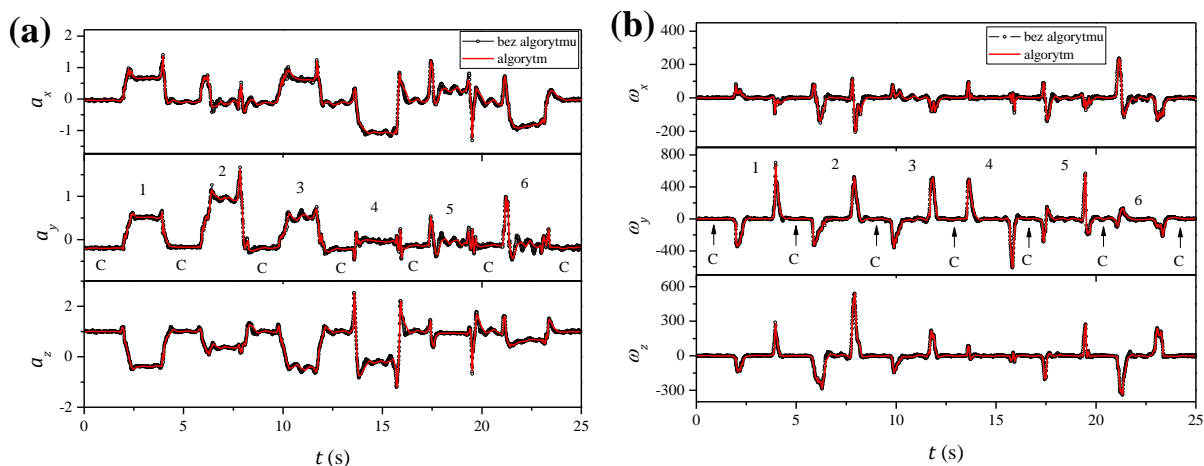
Z odebranych danych analizowane były tylko wartości z żyroskopów, przy czym dla każdego wektora ω_i obliczono parametr d_i , według wzoru (54). Następnie wyznaczono maksima lokalne dla danych z wszystkich wykonanych serii pomiarów. Maksima występowały w momencie wykonywania gestu pomiarowego, bądź przejścia do gestu kontrolnego (12 maksimów na serię). Ze zbioru maksimów obliczono średnią arytmetyczną. Wartości progowe $TH1$, $TH2$, $TH3$ stanowią kolejno $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ i $\frac{3}{4}$ obliczonej średniej i wynoszą $TH1$: 84.21, $TH2$: 168.42 oraz $TH3$: 252.63.

7.5. Analiza wyników badań

Akwizycja danych z sensorów zintegrowanych

WSS, z zaimplementowanym algorytmem kontroli transmisji, transmitował dwa rodzaje ramek: ramki zawierające pełne dane z sensorów zintegrowanych MEMS, wysyłane z częstotliwością 119Hz oraz ramki zmodyfikowane przez ten algorytm. Badanie jakości odwzorowania ruchu dłoni na podstawie danych zmodyfikowanych przez algorytm kontroli transmisji zrealizowano na bazie pomiarów z udziałem jednego ochotnika. Wykonano cykl pomiarów składający się z opisanych wcześniej trzech powtórzeń ustalonej serii gestów. Następnie dane uzyskane z ramek utworzonych w wyniku działania algorytmu zostały porównane z pełnymi danymi ze zintegrowanych sensorów MEMS.

Przykładowe sygnały pomiarowe (z kompletnych danych oraz po zastosowaniu algorytmu) z jednej serii gestów, uzyskane z akcelerometru i żyroskopu, zaprezentowano odpowiednio na Rys. 7.13a and Rys. 7.13b. Zaznaczono na nich występowanie kolejnych gestów 1-6 (Rys. 7.12a-f) oraz gestu kontrolnego C, widocznego jako wypłaszczenie krzywej sygnału pomiędzy poszczególnymi gestami (Rys. 7.12g).



Rys. 7.13. Pierwsza seria pomiarowa, składająca się z sześciu gestów (1–6) rozdzielanych przez gest kontrolny C, zarejestrowana ze zintegrowanego sensora nr 8: (a) zmiana wartości poszczególnych składowych uzyskanych z akcelerometru, (b) zmiana wartości poszczególnych składowych uzyskanych z żyroskopu

Na Rys. 7.13 zauważyć można, iż zastosowanie algorytmu nie wpływa znacząco na zmianę charakteru rejestrowanego sygnału. Jednak w celu określenia różnic pomiędzy uzyskanymi przebiegami czasowymi porównano pola powierzchni pod krzywymi (AUC). Cały zarejestrowany cykl pomiarowy rozseparowano na poszczególne gesty, i dla każdego z nich (dla każdej ze współrzędnych wektorów \mathbf{a}_i i $\boldsymbol{\omega}_i$ z 16 sensorów zintegrowanych) obliczono AUC.

Analiza statystyczna

Analizę statystyczną wyników wykonano w programie Statistica 13. Rozkłady zmiennych w poszczególnych grupach zweryfikowano testem W Shapiro-Wilk oraz oceniono graficznie. Do porównania wyników (AUC) dwóch grup, czyli uzyskanych z kompletnych danych oraz po zastosowaniu algorytmu ograniczającego transmisję, zastosowano unpaired t-test oraz w uzasadnionych przypadkach jego nieparametryczny odpowiednik test U Mann-Whitney. Mimo, iż cykl pomiarowy składał się z 3-krotnie powtarzanej serii gestów, nie traktowano ich jako prób zależnych. Celem nie było sprawdzenie powtarzalności wykonywanych gestów tylko zweryfikowanie wpływu zastosowania algorytmu kontroli transmisji na kształt uzyskiwanych sygnałów pomiarowych. Z tego powodu każde powtórzenie konkretnego gestu traktowane było jako niezależne. Każdą grupę (indywidualnie dla każdego z 6 gestów) zweryfikowano dwustronnym testem Grubbs pod kątem wartości odstających. Żadna

z wartości wskazanych przez test nie została jednak usunięta, gdyż odstępstwo w wartości nie wynikało z błędu pomiarowego, lecz z konkretnego ułożenia sensorów zintegrowanych na dłoni podczas wykonywania konkretnego gestu. Przykładowo, rozważmy gest 2 i sensor zintegrowany 15 lub 16. Zmiany wartości w niektórych składowych mogą być dużo mniejsze niż w przypadku pozostałych sensorów zintegrowanych, ze względu na ich rozmieszczenie. Obliczona wartość AUC może odstawać od pozostałych wartości, ale nie powinna być w tym przypadku traktowana jako błąd pomiarowy i usuwana z serii danych.

W Tab. 11 zaprezentowano prawdopodobieństwa uzyskane dla porównania AUC obliczonych na podstawie sygnałów uzyskanych z kompletnych danych i po zastosowaniu algorytmu kontroli transmitowanych danych. W każdym z analizowanych przypadków (dla każdego z sześciu wykonywanych gestów) różnice w AUC okazały się statystycznie nieistotne ($p > 0.05$).

Tab. 11. Prawdopodobieństwa uzyskane z testowania istotności różnic pomiędzy AUC obliczonych na podstawie danych kompletnych i po zastosowaniu algorytmu

Gest	p					
	akcelerometr			żyroskop		
	a_x	a_y	a_z	ω_x	ω_y	ω_z
1	0.9962	0.8980	0.9737	0.9620	0.9679	0.9737
2	0.9737	0.8806	0.8633	0.9753	0.9971	0.8806
3	0.8922	0.9679	0.8806	0.9736	0.9212	0.8748
4	0.5902	0.9854	0.9503	0.8748	0.9800	0.9704
5	0.9854	0.8922	0.8748	0.9912	0.8633	0.9974
6	0.8232	0.8061	0.8690	0.9622	0.9096	0.9888

W Tab. 12 i w Tab. 13 zaprezentowano statystyki opisowe (średnia, odchylenie standardowe, wartość minimalna, wartość maksymalna, mediana, p_{25} - kwartył dolny, p_{75} - kwartył górny, $p_{75}-p_{25}$ - rozstęp międzykwartyłowy) uzyskane z różnic procentowych pomiędzy AUC obliczonych na podstawie kompletnych danych oraz po zastosowaniu algorytmu kontroli transmitowanych danych.

Tab. 12. Statystyki opisowe uzyskane na podstawie danych z akcelerometru

gest	składow	średnia \pm SD	min	max	median	P25	P75	P75-P25
Cały cykl	a_x	1.21% \pm 1.07%	0.00%	6.86%	0.88%	0.45%	1.64%	1.19%
	a_y	0.96% \pm 0.87%	0.00%	5.12%	0.64%	0.26%	1.46%	1.20%
	a_z	0.92% \pm 0.79%	0.00%	6.89%	0.78%	0.35%	1.29%	0.95%
1	a_x	0.85% \pm 0.78%	0.02%	3.35%	0.61%	0.29%	1.17%	0.88%
	a_y	0.98% \pm 0.89%	0.00%	3.52%	0.60%	0.35%	1.52%	1.17%
	a_z	0.95% \pm 0.81%	0.00%	3.23%	0.86%	0.29%	1.32%	1.03%
2	a_x	0.97% \pm 0.96%	0.02%	4.58%	0.73%	0.31%	1.17%	0.87%
	a_y	0.51% \pm 0.75%	0.01%	4.39%	0.23%	0.12%	0.57%	0.45%
	a_z	0.61% \pm 0.48%	0.04%	1.80%	0.43%	0.21%	0.94%	0.73%
3	a_x	1.42% \pm 1.25%	0.01%	6.86%	1.16%	0.68%	1.68%	1.00%
	a_y	1.05% \pm 0.92%	0.00%	5.12%	0.77%	0.48%	1.39%	0.91%
	a_z	0.97% \pm 1.21%	0.00%	6.89%	0.69%	0.31%	1.08%	0.77%
4	a_x	2.29% \pm 1.20%	0.30%	4.28%	2.35%	1.08%	3.41%	1.20%
	a_y	1.10% \pm 0.88%	0.01%	3.47%	1.00%	0.30%	1.76%	1.46%
	a_z	1.03% \pm 0.63%	0.00%	2.46%	0.94%	0.61%	1.33%	0.72%
5	a_x	0.74% \pm 0.53%	0.04%	2.31%	0.62%	0.38%	0.96%	0.58%
	a_y	1.05% \pm 0.99%	0.04%	3.70%	0.72%	0.25%	1.77%	1.52%
	a_z	1.10% \pm 0.76%	0.12%	3.06%	0.88%	0.49%	1.55%	1.06%
6	a_x	0.97% \pm 0.67%	0.00%	2.43%	0.85%	0.50%	1.37%	0.86%
	a_y	1.01% \pm 0.66%	0.08%	2.26%	0.84%	0.55%	1.58%	1.04%
	a_z	0.84% \pm 0.56%	0.01%	2.00%	0.71%	0.38%	1.29%	0.91%

Tab. 13. Statystyki opisowe uzyskane na podstawie danych z żyroskopu

gest	składowa	średnia \pm SD	min	max	median	P25	P75	P75-P25
Cały cykl	ω_x	0.85% \pm 0.70%	0.00%	3.49%	0.66%	0.30%	1.19%	0.89%
	ω_y	0.64% \pm 0.73%	0.00%	4.84%	0.39%	0.19%	0.82%	0.63%
	ω_z	0.73% \pm 0.83%	0.00%	6.45%	0.45%	0.22%	0.89%	0.67%
1	ω_x	1.01% \pm 0.75%	0.00%	3.49%	0.90%	0.55%	1.30%	0.75%
	ω_y	0.82% \pm 0.89%	0.01%	4.23%	0.53%	0.19%	1.06%	0.87%
	ω_z	1.12% \pm 1.04%	0.01%	5.00%	1.04%	0.51%	1.76%	1.25%
2	ω_x	0.54% \pm 0.48%	0.00%	2.46%	0.35%	0.20%	0.75%	0.55%
	ω_y	0.52% \pm 0.69%	0.01%	4.11%	0.32%	0.14%	0.54%	0.40%
	ω_z	0.60% \pm 0.61%	0.02%	2.87%	0.39%	0.19%	0.91%	0.72%
3	ω_x	0.98% \pm 0.76%	0.00%	3.15%	0.70%	0.37%	1.52%	1.15%
	ω_y	0.85% \pm 1.00%	0.03%	4.84%	0.45%	0.24%	1.11%	0.87%
	ω_z	1.27% \pm 1.21%	0.04%	6.45%	0.93%	0.35%	1.74%	1.39%
4	ω_x	0.71% \pm 0.63%	0.00%	2.64%	0.50%	0.27%	1.09%	0.83%
	ω_y	0.36% \pm 0.33%	0.00%	1.80%	0.33%	0.14%	0.47%	0.33%
	ω_z	0.42% \pm 0.47%	0.01%	2.86%	0.32%	0.17%	0.33%	0.33%
5	ω_x	0.94% \pm 0.62%	0.05%	2.41%	0.71%	0.45%	1.35%	0.90%
	ω_y	0.70% \pm 0.68%	0.03%	3.91%	0.49%	0.22%	1.06%	0.83%
	ω_z	0.39% \pm 0.32%	0.02%	1.94%	0.33%	0.16%	0.52%	0.36%
6	ω_x	0.90% \pm 0.79%	0.01%	2.71%	0.93%	0.14%	1.19%	1.05%
	ω_y	0.57% \pm 0.51%	0.01%	2.31%	0.38%	0.23%	0.78%	0.56%
	ω_z	0.48% \pm 0.32%	0.01%	1.40%	0.45%	0.23%	0.63%	0.40%

Maksymalna różnica pomiędzy AUC w przypadku danych z akcelerometru uzyskana została dla gestu 3 (Rys. 7.12c) i wyniosła ok 5-7%, ale był to jedyny przypadek w całej serii danych, z których żadna nie przekroczyła 4.7%. W przypadku żyroskopu, również dla gestu 3, w jednym przypadku (tylko dla składowej z) różnica AUC przekroczyła 5%. Średnia różnica AUC z całego cyklu pomiarowego, zarówno dla danych uzyskanych z akcelerometru, jak i żyroskopu, wyniosła ok 1%. Dane, ze względu na rozseparowanie poszczególnych składowych i nieidealną odtwarzalność gestów w kolejnych 3 seriach powtórzeń, są zróżnicowane, dlatego też odchylenia standardowe (SD) są porównywalne do obliczonych wartości średnich.

7.6. Podsumowanie

Nowoczesne ubieralne systemy sensorowe wymagają przetwarzania i transmisji coraz większej ilości danych. Projektowanie tego typu rozwiązań powinno uwzględniać aspekty energetyczne oraz teletransmisyjne. Konieczność transmisji dużej ilości danych, jak w przypadku zaprezentowanego systemu WSS do akwizycji ruchu dłoni, związane jest z obciążeniem modułu radiowego oraz zewnętrznej infrastruktury teletransmisyjnej. Proces radiowej transmisji danych stanowi również istotne obciążenie energetyczne dla współczesnych ubieralnych systemów sensorowych o zasilaniu akumulatorowym.

Zaprezentowany algorytm dla systemu IMU z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS steruje transmisją danych realizowaną za pośrednictwem modułu WiFi. W zależności od dynamiki ruchu dłoni, algorytm zmienia ilość wysyłanych ramek transmisyjnych oraz długość tych ramek, co pozwala na zmniejszenie zapotrzebowania energetycznego modułu radiowego, ale również istotnie zmniejsza obciążenie sieci WiFi. Taka procedura transmisji danych nie powoduje pogorszenia jakości odwzorowania monitorowanego sygnału. Zrealizowane badania wskazują, że stosowanie nowych algorytmów przetwarzania i transmisji danych w systemach sensorowych pozwala na poprawę parametrów energetycznych (czas pracy na akumulatorze) i teletransmisyjnych (mniejsze obciążenie sieci). Opracowany algorytm adaptacyjny może mieć zastosowanie do monitorowania ruchów o zróżnicowanej dynamice, jak w przypadku gestów, gdzie mamy do czynienia z fazą ruchu (zwiększona ilość transmitowanych danych) oraz fazą spoczynku (zmniejszona ilość transmitowanych danych).

8. WNIOSKI

Projektowanie nowoczesnych systemów sensorowych powinno uwzględniać zarówno aspekty architektury sprzętowej jak i aspekty energetyczne oraz teletransmisyjne.

Uzyskane i zaprezentowane w części badawczej rezultaty pozwoliły potwierdzić postawioną tezę główną:

- „Sterowanie transmisją radiową oparte na analizie danych uzyskanych ze zintegrowanego sensora MEMS pozwala na ograniczenie zużycia energii przez sensor inteligentny oraz optymalizację radiowego ruchu sieciowego.”

oraz dwie tezy szczegółowe:

- „Agregacja bądź ograniczenie danych i sterowanie częstotliwością przesyłania ramek danych pozwala na redukcję poboru energii przez sensor inteligentny oraz redukcję ruchu sieciowego”,
- „Korelacja dynamiki ruchu motorycznego z ilością przesyłanych danych z sensorów umożliwia zmniejszenie obciążenia sieci bez utraty jakości odwzorowania tego ruchu.”

W rozdziałach od 5 do 7 w postaci monograficznej zaprezentowano cykl autorskich publikacji:

- M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "An adaptive transmission algorithm for an inertial motion capture system in the aspect of energy saving", *Signal Processing - Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications Conference Proceedings*, vol. 2018-September, pp. 70-75, 2018 [161]
- M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "Inertial motion capture system with an adaptive control algorithm", *Advances in Intelligent Systems and Computing - Conference on Innovations in Biomedical Engineering, IBE 2018*, vol. 925, pp. 67-74, 2019 [162]
- M. Pielka, A. M. Janik, G. Machnik, P. Janik, I. Polak, G. Sobota, W. Marszałek, Z. Wróbel, "A rehabilitation system for monitoring torso movements using an inertial sensor", *Signal Processing - Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications Conference Proceedings*, vol. 2019-September, pp. 158-163, 2019 [163]
- M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "Adaptive Data Transmission Algorithm for the System of Inertial Sensors for Hand Movement Acquisition", *Sensors*, vol. 22, no. 24, p. 9866, 2022 [164]

W aspekcie bazy sprzętowej (rozd. 5) w pracy zweryfikowano strukturę zredukowaną sensora inteligentnego. Wykorzystanie jedynie mikrokontrolera zaimplementowanego w module radiowym do akwizycji i przetwarzania danych dotyczących ruchów motorycznych, pozwala na sterowanie rozgrywką w środowisku wirtualnym lub rozszerzonym. Rejestrowane dane po stronie serwera wykazują wysoką zgodność z systemem referencyjnym, przy zastosowaniu powszechnie dostępnych i jednych z najtańszych modułów radiowych typu SoC. Niewielkie rozmiary elektroniki opracowanego sensora inteligentnego pozwalają na wykorzystanie go jako rozwiązania nasobnego, które nie ogranicza ruchów osoby ćwiczącej.

Prezentowany algorytm (rozd. 6), dzięki zmniejszeniu częstotliwości wysyłania ramek oraz wykorzystaniu mechanizmu Modem Sleep pozwala na znaczną oszczędność energii wydatkowanej na transmisję danych z sensora inteligentnego (do 64%). Ponadto wykorzystanie adaptacyjnego algorytmu transmisyjnego umożliwia zredukowanie obciążenia CPU routera oraz ograniczenie liczby transmitowanych danych, co jest potwierdzeniem tez rozprawy.

Zaproponowany algorytm dla sensora inteligentnego może być szczególnie przydatny np. w systemach rehabilitacyjnych z wizualizacją danych w czasie rzeczywistym, gdzie monitoruje się powolne ruchy. Zmniejszenie częstotliwości odświeżania danych dotyczących rotacji pojedynczego inteligentnego sensora MoCap np. do kilku Hz, realizowane jest równocześnie ze zmianą długości transmitowanych ramek, co pozwala na oszczędność energii bez utraty precyzji pomiarowej. Z kolei w przypadku monitorowania dynamicznych ruchów np. sportowych, algorytm odpowiednio zwiększy częstotliwość odświeżania położenia sensora inteligentnego, w celu uzyskania płynności odwzorowania w czasie rzeczywistym. Rezultat ten jest potwierdzeniem tezy głównej i tez szczegółowych rozprawy.

Konieczność transmisji dużej ilości danych, jak w przypadku zaprezentowanego systemu WSS do akwizycji ruchu dłoni (rozd. 7), związane jest z obciążeniem modułu radiowego oraz zewnętrznej infrastruktury teletransmisyjnej. Zaprezentowany algorytm dla systemu IMU z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS optymalizuje transmisję danych realizowaną za pośrednictwem modułu WiFi. W zależności od dynamiki ruchu dłoni, algorytm zmienia ilość wysyłanych ramek transmisyjnych oraz ich długość, co pozwala na zmniejszenie zapotrzebowania energetycznego modułu radiowego i obciążenia sieci WiFi. Taka procedura transmisji danych nie powoduje pogorszenia jakości odwzorowania monitorowanego sygnału. Zrealizowane badania wskazują, że stosowanie nowych algorytmów przetwarzania i transmisji danych w systemach sensorowych pozwala na

poprawę parametrów energetycznych i teletransmisyjnych, co jest bezpośrednim potwierdzeniem tezy głównej i tez szczegółowych rozprawy.

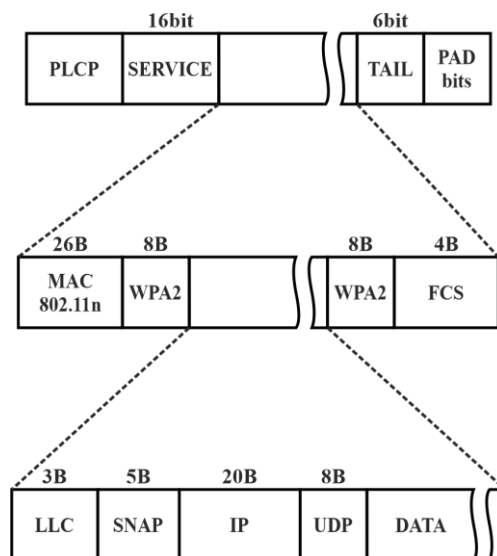
Opracowany algorytm adaptacyjny może mieć zastosowanie do monitorowania ruchów o zróżnicowanej dynamice, jak w przypadku gestów, gdzie mamy do czynienia z fazą ruchu (zwiększona ilość transmitowanych danych) oraz fazą spoczynku (zmniejszona ilość transmitowanych danych).

Uzyskane w pracy rezultaty zarówno w aspekcie bazy sprzętowej jak i implementowanego w niej oprogramowania mogą być dalej rozwijane. Rozwój modułów radiowych w standardzie Bluetooth wskazuje, że technologia ta zaczyna stanowić alternatywę dla WiFi. W tym kontekście należy wskazać na możliwość znacznego wydłużenia czasu pracy sensorów zasilanych bateryjnie wykorzystujących transmisję radiową BLE. Opracowany algorytm adaptacyjny może być wprost zastosowany również w energooszczędnych standardach transmisyjnych wprowadzając nową jakość w zarządzaniu przesyłaniem danych. Ta uniwersalność algorytmu względem technologii teletransmisyjnych pozwala na opracowanie architektury systemu, który pozwoli na długotrwałe (np. w perspektywie kilku dni – wzorem rejestratora holterowskiego) monitorowanie i rejestrowanie ruchu np. na urządzeniu mobilnym z interfejsem BLE. Uniwersalność zaprezentowanego algorytmu adaptacyjnego pozwala również na jego implementację, w zasadzie na dowolnej architekturze sprzętowej dostępnej na rynku a nie tylko tej na opracowanej pod kątem badawczym w niniejszej rozprawie.

Dodatek A: Wyznaczanie zajętości pasma na podstawie obliczonej i zmierzonej długości czasu trwania ramek teletransmisyjnych WiFi

Na podstawie informacji zawartych w rozdziałach 3.1, dotyczących standardu 802.11, oraz wykorzystując wzór (12) można obliczyć teoretyczny czas trwania transmisji PPDU w zależności od liczby bajtów danych surowych w niej transmitowanych. Zaprezentowane tu rozważania wyjaśniają numerycznie dlaczego korzystne jest stosowanie m.in. agregacji danych, co zostało wykazane w badaniach z wykorzystaniem bazy sprzętowej. Załóżmy, że wartość MCS wynosi 7, GI wynosi 400ns, wykorzystywane jest pasmo 20MHz oraz, że nie stosuje się pola HT Control w nagłówku MAC. Wówczas wartość N_{DBPS} wynosi 260, a T_S wynosi 3.6 μ s. W przypadku transmisji danych ze stacji do access pointu nagłówki MAC zawiera trzy pola adresu [73]. Przy takiej konfiguracji wartość L_{MAC} wynosi 46B. Cała stała część nagłówka złożona z MAC (46B), LLC (3B), SNAP (5B), IP (20B) i UDP (8B) oraz fragmentów SERVICE (16b) i TAIL (6b) powinna mieć długość 678b. Wówczas dla uproszczenia, rozdzielając dane surowe od nagłówków wszystkich warstw, czas transmisji T_{DATA} dany jest wzorem (55), gdzie L_{DATA} , jest długością danych surowych w bajtach. Na Rys. A.1 przedstawiono strukturę opisywanego PPDU.

$$T_{DATA} \approx 36\mu s + T_S \left\lceil \frac{678 + 8L_{DATA}}{N_{DBPS}} \right\rceil \quad (55)$$



Rys. A.1. Struktura PPDU wraz z nagłówkami protokołów warstw wyższych

Czas transmisji elementów dodatkowych (nagłówków, sum kontrolnych, itp.) zajmuje w opisanym przypadku zależnie od ilości przesyłanych danych i ich rozkładu na symbole około $43.2\mu\text{s}$ (dodanie nagłówka spowoduje dodanie 2 symboli) albo $46.8\mu\text{s}$ (dodanie nagłówka spowoduje dodanie 3 symboli), co jest porównywalne, biorąc pod uwagę założone N_{DBPS} i T_S z przetransportowaniem 390B albo 422B danych surowych. Na czas zajętości pasma wpływa więc zarówno ilość danych surowych, jak i ilość transmitowanych ramek PPDU. Z tego względu korzystne jest stosowanie agregacji danych oraz zmniejszanie, w miarę możliwości, ich ilości. Należy zaznaczyć, że nie był brany pod uwagę cały cykl DCF, który wprowadza dodatkowe interwały czasowe. Gdyby cykl ten był analizowany w całości, czas przeznaczony na inne procesy niż transmisję surowych danych byłaby jeszcze dłuższy ze względu na charakter cyklu DCF.

Na podstawie ww. założeń obliczono teoretyczne czasy trwania transmisji ramek PPDU dla systemu sensorowego prezentowanego w rozdziale 6 (z pojedynczym zintegrowanym sensorem MEMS). Obliczone teoretyczne czasy transmisji PPDU (T_{DATA}) zaprezentowano w Tab. 14. Obliczona została również suma czasów T_{DATA} w czasie 1s dla każdej założonej częstotliwości transmitowania ramek.

Tab. 14. Czas T_{DATA} w zależności od częstotliwości transmisji ramek

Liczba ramek	Częstotliwość transmisji ramek (Hz)	T_{DATA} (μs)	Suma T_{DATA} w 1s (μs)
2	4Hz	162	1296
1	10Hz	136.8	1368
1	30Hz	79.2	2376
1	60Hz	61.2	3672

Na podstawie obliczeń teoretycznych, można stwierdzić, że zajętość pasma WiFi zależy od częstotliwości transmisji ramek danych przez sensor inteligentny. Zmniejszenie częstotliwości wysyłania ramek transmisyjnych z 60Hz do 4Hz pomimo ich jednoczesnego wydłużenia prowadzi do zmniejszenia zajętości czasowej pasma o 64.7%, pod względem czasu potrzebnego na wysłanie PPDU z danymi. W tym przypadku analizowano jedynie czasu transmisji PPDU z danymi, jednak gdyby analizowany był cały cykl DCF, różnica ta byłaby jeszcze większa ze względu na charakter cyklu.

Podobnie obliczenia teoretyczne czasu trwania transmisji ramek PPDU przeprowadzono dla systemu sensorowego prezentowanego w rozdziale 7, który dotyczy systemu sensorowego opartego na sensorze inteligentnym z wieloma zintegrowanymi sensorami MEMS. W tym przypadku ponadto analizowane były odebrane w programie Wireshark ramki QoS Data. Pozwoliło to ustalić, że transmisja odbywała się z identycznymi parametrami jakie przyjęto w założeniach do obliczeń, tj.: MCS7, GI wynosiło 400nS, natomiast szerokość pasma była równa 20MHz. Ramka PPDU zawierająca informacje ze wszystkich 16 sensorów zintegrowanych zawiera 880B danych (L_{DATA}). Czas transmisji takiego PPDU (T_{DATA}) wynosi więc 144 μ s, co potwierdzają informacje uzyskane z programu Wireshark. W Tab. 15 zaprezentowano obliczone sumy czasów T_{DATA} w czasie 1s dla zdefiniowanych przypadków pomiarowych (P1 do P26). Przypadki pomiarowe zostały dokładniej opisane w rozdziale 7.4.

Tab. 15. Czas T_{DATA} w zależności od częstotliwości transmisji ramek dla wybranych przypadków pomiarowych

Przypadek	T_{DATA} (μ s)	Suma T_{DATA} w 1s (μ s)
P1	Wszystkie 144	720
P2	144 i 61.2	1332
P3	144 i 61.2	2250
P4	144 i 61.2	4086
P5	144 i 61.2	3078
P6	144 i 61.2	6156
P7	144 i 133.2	8046
P8	144 i 68.4	1404
P9	144 i 68.4	2430
P10	144 i 68.4	4482
P11	144 i 68.4	3186
P12	144 i 68.4	6372
P13	144 i 126	7650
P14	144 i 97.2	1692
P15	144 i 97.2	3150
P16	144 i 97.2	6066
P17	144 i 97.2	3618
P18	144 i 97.2	7236
P19	144 i 57.6	1296
P20	144 i 57.6	2160
P21	144 i 57.6	3888
P22	144, 61.2 i 57.6	2196
P23	144, 68.4, 61.2 i 57.6	4050
P24	Wszystkie 144	2160
P25	Wszystkie 144	4320
P26	Wszystkie 144	8640

Powyższa analiza teoretyczna dodatkowo wskazuje na skuteczność algorytmu proponowanego w rozdziale 7. W przypadku analizy jedynie czasu transmisji PPDU z danymi, zmniejszona została zajętość czasowa pasma o 91.7% w przypadku P1 w stosunku do P26. Uwzględnienie całego cyklu DCF, ze względu na jego charakter spowodowałoby pogłębienie tej różnicy. Należy wskazać, że analiza teoretyczna nie uwzględnia ponadto przesyłania ramek Management i ACK. Nie uwzględnienie wszystkich ramek i całego cyklu DCF, może prowadzić do różnic pomiędzy wynikami teoretycznymi i pomiarami wykonanymi z wykorzystaniem analizatora widma, przedstawionymi w rozdziale 7.4.

Bibliografia

- [1] M. A. Perrott, T. Pizzari, J. Cook, J. A. McClelland, "Comparison of lower limb and trunk kinematics between markerless and marker-based motion capture systems", *Gait & Posture*, vol. 52, pp. 57-61, 2017.
- [2] M. Rahul, "Review on Motion Capture Technology", *Global Journal of Computer Science and Technology*, vol. 18, no. 1, 2018.
- [3] H. Zhou, T. Stone, H. Hu, N. Harris, "Use of multiple wearable inertial sensors in upper limb motion tracking", *Medical Engineering & Physics*, vol. 30, p. 123–133, 2008.
- [4] BTS Smart DX. [Online]. <https://www.btsbioengineering.com>
- [5] B. Galna, G. Barry, D. Jackson, D. Mhiripiri, P. Olivier, L. Rochester, "Accuracy of the Microsoft Kinect sensor for measuring movement in people with Parkinson's disease", *Gait & Posture*, vol. 30, no. 4, pp. 1062-1068, 2014.
- [6] J. M. Buchman-Pearle, S. M. Acker, "Estimating soft tissue artifact of the thigh in high knee flexion tasks using optical motion Capture: Implications for marker cluster placement", *Journal of Biomechanics*, vol. 127, 2021.
- [7] R. Kabaciński, M. Kowalski, "Preliminary study on accuracy of step length measurement for CIE Exoskeleton", in *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, 2016, pp. 654-658.
- [8] X. Gu, Y. Zhang, W. Sun, Y. Bian, D. Zhou, P. O. Kristensson, "Dexmo: An Inexpensive and Lightweight Mechanical Exoskeleton for Motion Capture and Force Feedback in VR", in *Conference on Human Factors in Computing Systems - Proceedings*, 2016, pp. 1991-1995.
- [9] X. Robert-Lachaine, H. Mecheri, A. Muller, C. Larue, A. Plamondon, "Validation of a low-cost inertial motion capture system for whole-body motion analysis", *Journal of Biomechanics*, vol. 99, 2020.
- [10] X. Robert-Lachaine, G. Parent, A. Fuentes, N. Hagemester, R. Aissaoui, "Inertial motion capture validation of 3D knee kinematics at various gait speed on the treadmill with a double-pose calibration", *Gait & Posture*, vol. 77, p. 132–137, 2020.
- [11] T. Mańkowski, J. Tomczyński, P. Kaczmarek, "CIE-DataGlove, A Multi-IMU System for Hand Posture Tracking", in *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2017, pp. 268-276.

- [12] E. Jovanov, A. Milenkovic, C. Otto, P. C. De Groen, "A wireless body area network of intelligent motion sensors for computer assisted physical rehabilitation", *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation*, vol. 2, 2005.
- [13] K. Hasan, K. Biswas, K. Ahmed, N. S. Nafid, M. S. Islam, "A comprehensive review of wireless body area network", *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 143, p. 178–198, 2019.
- [14] K. Meng, S. Zhao, Y. Zhou, Y. Wu, S. Zhang, Q. He, X. Wang, Z. Zhou, W. Fan, X. Tan, J. Yang, J. Chen, "A Wireless Textile-Based Sensor System for Self-Powered Personalized Health Care", *Matter*, vol. 2, no. 4, pp. 896-907, 2020.
- [15] D. M. Das, A. Gupta, A. Srivastava, A. Vidwans, M. Ahmad, A. Shelke, S. Kale, J. Ananthapadmanabhan, D. K. Sharma, M. S. Baghini, "A pulse oximeter system, OxiSense, with embedded signal processing using an ultra-low power ASIC designed for testability", *Microelectronics Journal*, vol. 72, p. 1–10, 2018.
- [16] K-C. Wu, D. Tamborini, M. Renna, A. Peruch, Y. Huang, A. Martin, K. Kaya, Z. Starkweather, A. I. Zavriyev, S. A. Carp, D. H. Salat, M. A. Franceschini, "Open-source FlexNIRS: A low-cost, wireless and wearable cerebral health tracker", *NeuroImage*, vol. 256, 2022.
- [17] J. Hyysalo, S. Dasanayake, J. Hannu, C. Schuss, M. Rajanen, T. Leppänen, D. Doermann, J. Sauvola, "Smart mask – Wearable IoT solution for improved protection and personal health", *Internet of Things*, vol. 18, 2022.
- [18] S. Honda, H. Hara, T. Arie, S. Akita, K. Takei, "A wearable, flexible sensor for real-time, home monitoring of sleep apnea", *iScience*, vol. 25, no. 4, 2022.
- [19] E. Vavrinsky, P. Telek, M. Donoval, L. Sladek, M. Daricek, F. Horinek, D. Donoval, "Sensor system for wireless bio-signal monitoring", in *2nd International Conference on Bio-Sensing Technology - Procedia Chemistry*, 2012, pp. 155-164.
- [20] M. Chin, M. Leppänen, J-P. Kulmala, T. Vasankari, J. Parkkari, K. Pasanen, "A 3D motion capture analysis of a giving-way ankle episode during a 180-degree pivot turn: A case report", *Journal of Biomechanics*, vol. 118, 2021.

- [21] I. H. López-Nava, M-M. Angelica, "Wearable Inertial Sensors for Human Motion Analysis: A Review", *IEEE Sensors Journal*, p. 99, 2016.
- [22] L. González-Villanueva, S. Cagnoni, L. Ascari, "Design of a Wearable Sensing System for Human Motion Monitoring in Physical Rehabilitation", *Sensors*, vol. 13, no. 6, pp. 7735-7755, 2013.
- [23] M. Pedraza-Hueso, S. Martín-Calzón, F. J. Díaz-Pernas, M. Martínez-Zarzuela, "Rehabilitation Using Kinect-based Games and Virtual Reality", *Procedia Computer Science*, vol. 75, p. 161 – 168, 2015.
- [24] W. Zhao, H. Feng, R. Lun, D. D. Espy, M. A. Reinthal, "A Kinect-based rehabilitation exercise monitoring and guidance system", in *2014 IEEE 5th International Conference on Software Engineering and Service Science*, 2014, pp. 762-765.
- [25] O. Mirabella, A. Raucea, F. Fisichella, L. Gentile, "A motion capture system for sport training and rehabilitation", in *2011 4th International Conference on Human System Interactions*, 2011, pp. 52-59.
- [26] F. Wittmann, O. Lambercy, R. R. Gonzenbach, M. A. van Raai, R. Höver, J. Held, M. L. Starkey, A. Curt, A. Luft, R. Gassert, "Assessment-driven arm therapy at home using an IMU-based virtual reality system", in *2015 IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics (ICORR)*, 2015, pp. 707-712.
- [27] K. S. Kale, K. M. Stanney, *Handbook of virtual environments : design, implementation, and applications.*, 2002.
- [28] D. R. C. Dias, I. C. Alvarenga, M. P. Guimarães, L. C. Trevelin, G. Castellano, A. F. Brandão, "eStreet: Virtual Reality and Wearable Devices Applied to Rehabilitation", in *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2018*, 2018, pp. 775-789.
- [29] A. Luciani, "Virtual reality and virtual environment", *Enaction and enactive interfaces: a handbook*, pp. 299-300, 2007.
- [30] D. Brunelli, E. Farella, L. Rocchi, M. Dozza, L. Chiari, L. Benini, "Bio-feedback system for rehabilitation based on a wireless body area network", in *Fourth Annual IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications Workshops (PERCOMW'06)*, 2006.
- [31] F. Casamassima, A. Ferrari, B. Milosevic, P. Ginis, E. Farella, L. Rocchi, "A Wearable System for Gait Training in Subjects with Parkinson's Disease", *Sensors*, vol. 14, pp. 6229-6246, 2014.

- [32] H. A. Hashim, S. L. Mohammed, S. K. Gharghan, "Accurate fall detection for patients with Parkinson's disease based on a data event algorithm and wireless sensor nodes", *Measurement*, vol. 156, 2020.
- [33] J. Cancela, M. Pastorino, A. T. Tzallas, M. G. Tsipouras, G. Rigas, M. T. Arredondo, D. I. Fotiadis, "Wearability Assessment of a Wearable System for Parkinson's Disease Remote Monitoring Based on a Body Area Network of Sensors", *Sensors*, vol. 14, pp. 17235-17255, 2014.
- [34] S. Gleadhill, J. B. Lee, D. James, "The development and validation of using inertial sensors to monitor postural change in resistance exercise", *Journal of Biomechanics*, vol. 49, p. 1259–1263, 2016.
- [35] L. Guo, S. Xiong, "Accuracy of Base of Support Using an Inertial Sensor Based Motion Capture System", *Sensors*, vol. 17, no. 9, p. 2091, 2017.
- [36] G. Bleser, B. Taetz, M. Miezal, C. A. Christmann, D. Steffen, k. Regenspurge, "Development of an Inertial Motion Capture System - Potentials and challenges from the technology and application perspectives", *i-com*, pp. 113-129, Sierpień 2017.
- [37] S. Chen, J. Lach, B. Lo, G-Z. Yang, "Toward Pervasive Gait Analysis With Wearable Sensors: A Systematic Review", *IEEE J Biomed Health Inform.*, vol. 20, no. 6, pp. 1521-1537, 2016.
- [38] S. Qiu, L. Liu, H. Zhao, Z. Wang, Y. Jiang, "MEMS Inertial Sensors Based Gait Analysis for Rehabilitation Assessment via Multi-Sensor Fusion", *Micromachines*, vol. 9, no. 9, p. 442, 2018.
- [39] C. Zhou, L. Yang, H. Liao, B. Liang, X. Ye, "Ankle foot motion recognition based on wireless wearable sEMG and acceleration sensors for smart AFO", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 331, 2021.
- [40] E. Valero, A. Sivanathan, F. Bosché, M. Abdel-Wahab, "Musculoskeletal disorders in construction: A review and a novel system for activity tracking with body area network", *Applied Ergonomics*, vol. 54, pp. 120-130, 2016.
- [41] P. Giannini, G. Bassani, C. A. Avizzano, A. Filippeschi, "Wearable Sensor Network for Biomechanical Overload Assessment in Manual Material Handling", *Sensors*, vol. 20, no. 14, p. 3877, 2020.
- [42] S. Alavi, D. Arsenault, A. Whitehead, "Quaternion-Based Gesture Recognition Using Wireless Wearable Motion Capture Sensors", *Sensors*, vol. 16, no. 5, p. 605, 2016.

- [43] I. Papavasileiou, Z. Qiao, C. Zhang, W. Zhang, J. Bi, S. Han, "GaitCode: Gait-based continuous authentication using multimodal learning and wearable sensors", *Smart Health*, vol. 19, 2021.
- [44] J. Rekant, S. Rothenberger, A. Chambers, "Inertial measurement unit-based motion capture to replace camera-based systems for assessing gait in healthy young adults: Proceed with caution", *Measurement: Sensors*, vol. 23, 2022.
- [45] H. Loose, K. Orłowski, "Gait patterns in standard scenarios: Using Xsens MTw inertial measurement units", in *2015 16th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM)*, 2015, pp. 296-300.
- [46] R. Czabanowski, *Sensory i systemy pomiarowe*. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2010.
- [47] Y-J. Hong, I-J. Kim, S. C. Ahn, H-G. Kim, "Mobile health monitoring system based on activity recognition using accelerometer", *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 18, pp. 446-455, 2010.
- [48] C. M. N. Brigante, N. Abbate, A. Basile, A. C. Faulisi, S. Sessa, "Towards Miniaturization of a MEMS-Based Wearable Motion Capture System", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 58, no. 8, pp. 3234-3241, 2011.
- [49] P. Janik, M. Pielka, M. A. Janik, Z. Wróbel, "Respiratory monitoring system using Bluetooth Low Energy", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 286, pp. 152-162, 2019.
- [50] Espressif Systems, ESP8266 Non-OS SDK API Reference wersja 3.0.2, [Online], 2020. https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/2c-esp8266_non_os_sdk_api_reference_en.pdf
- [51] Espressif Systems, ESP8266 Technical Reference wersja 1.7, [Online], 2020. https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp8266-technical_reference_en.pdf

- [52] Espressif Systems, Nota katalogowa układu ESP8266EX - wersja 6.6, [Online], 2020.
https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/0a-esp8266ex_datasheet_en.pdf
- [53] Espressif Systems, ESP32 Technical Reference Manua wersja 4.6, [Online], 2021.
https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_technical_reference_manual_en.pdf
- [54] Espressif Systems, Nota katalogowa układów z serii ESP32 - wersja 3.8, [Online], 2021.
https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf
- [55] R. Bogue, "MEMS sensors: Past present and future", *Sensor Review*, vol. 27, pp. 7-13, 2007.
- [56] Xsens. (2020) MTi User Manual. MTi 10-series and MTi 100-series 5th Generation. [Online]. https://www.xsens.com/hubfs/Downloads/usermanual/MTi_usermanual.pdf
- [57] Noraxon U.S.A Inc. (2018) myoMOTION Hardware User Manual. Sensor and Receiver User Manual. [Online]. <https://www.noraxon.com/noraxon-download/myomotion-system-user-manual/>
- [58] G. Ciuti, L. Ricotti, A. Menciassi, P. Dario, "MEMS Sensor Technologies for Human Centred Applications in Healthcare, Physical Activities, Safety and Environmental Sensing: A Review on Research Activities in Italy", *Sensors*, vol. 15, pp. 6441-6468, 2015.
- [59] V. Kempe, *Inertial MEMS: Principles and Practice*. Cambridge: Cambridge University Press, 2011.
- [60] W. Harwin, S. O. H. Madgwick, A. Harrison, P. Sharkey, R. Vaidyanathan, "Measuring motion with kinematically redundant accelerometer arrays: theory, simulation and implementation", *Mechatronics*, vol. 23, no. 5, pp. 518-529, 2013.
- [61] Freescale Semiconductor Inc. (Mark Pedley). (2013) Tilt Sensing Using a Three-Axis Accelerometer. [Online]. https://www.nxp.com/files-static/sensors/doc/app_note/AN3461.pdf

- [62] G. Zhanshe, C. Fucheng, L. Boyu, C. Le, L. Chao, S. Ke, "Research development of silicon MEMS gyroscopes: a review", *Microsystem Technologies*, vol. 21, p. 2053–2066, 2015.
- [63] M. Li, V. T. Rouf, M. J. Thompson, D. A. Horsley, "Three-Axis Lorentz-Force Magnetic Sensor for Electronic Compass Applications", *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 1002-1010, 2012.
- [64] B. Jaworski, A. Dietłaf, L. Miłkowska, *Elektryczność i Magnetyzm Kurs Fizyki tom 2*. Warszawa: PWN, 1984.
- [65] A. L. Herrera-May, J. C. Soler-Balcazar, H. Vázquez-Leal, J. Martínez-Castillo, M. O. Viguera-Zuñiga, L. A. Aguilera-Cortés, "Recent Advances of MEMS Resonators for Lorentz Force Based Magnetic Field Sensors: Design, Applications and Challenges", *Sensors*, vol. 16, no. 9, p. 1359, 2016.
- [66] Freescale Semiconductor Inc (Talat Ozyagcilar), Implementing a Tilt-Compensated eCompass using Accelerometer and Magnetometer Sensors, [Online], 2013. <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN4248.pdf>
- [67] G. A. Aydemira, A. Saranlıb, "Characterization and calibration of MEMS inertial sensors for state and parameter estimation applications", *Measurement*, vol. 45, no. 5, pp. 1210-1225, 2012.
- [68] V. Renaudin, M. H. Afzal, G. Lachapelle, "Complete Triaxis Magnetometer Calibration in the Magnetic Domain", *Journal of Sensors*, vol. 2010, 2010.
- [69] K. Winer, Simple and Effective Magnetometer Calibration, [Online], Sierpień 2017. <https://github.com/kriswiner/MPU6050/wiki/Simple-and-Effective-Magnetometer-Calibration>
- [70] A. Kuncara, M. Sysel, T. Urbanek, "Calibration of low-cost triaxial magnetometer", *20th International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC 2016) - MATEC Web Conf.*, vol. 76, 2016.
- [71] InvenSense Inc., MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification - Revision 3.4, [Online], 2013. <https://invensense.tdk.com/wp-content/uploads/2015/02/MPU-6000-Datasheet1.pdf>
- [72] STMicroelectronics, LSM9DS1 iNEMO inertial module:3D accelerometer, 3D gyroscope, 3D magnetometer - Datasheet, [Online], 2015. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lsm9ds1.pdf>

- [73] M. Gast, *802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide, Second Edition.*: O'Reilly, 2005.
- [74] "IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks—Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", *IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012)*, pp. 1-3534, 2016.
- [75] G. R. Hiertz, D. Denteneer, L. Stibor, Y. Zang, X. P. Costa, B. Walke, "The IEEE 802.11 Universe", *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 1, pp. 62-70, 2010.
- [76] M. Gast, *802.11n: A Survival Guide.*: O'Reilly, 2012.
- [77] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications.*: Artech House, 2000.
- [78] CertiTrek Publishing, *CWSP® Certified Wireless Security Professional Official Study Guide: Second Edition.*: CertiTrek Publishing, 2016.
- [79] E. Perahia, R. Stacey, *Next Generation Wireless LANs: Throughput, Robustness, and Reliability in 802.11n*, 1st ed.: Cambridge University Press, 2008.
- [80] X. Xiao, *Technical, Commercial and Regulatory Challenges of QoS: An Internet Service Model Perspective.* San Francisco, United States: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2008.
- [81] Y. Xiao, J. Rosdahl, "Throughput and Delay Limits of IEEE 802.11", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 8, pp. 355-357, 2002.
- [82] "IEEE Standard for Ethernet", *IEEE Std 802.3-2015 (Revision of IEEE Std 802.3-2012)*, pp. 1-4017, 2016.
- [83] C. E. Spurgeon, J. Zimmerman, *Ethernet: The Definitive Guide, Second Edition.*: O'Reilly Media, 2014.
- [84] E. Insam, *TCP/IP Embedded Internet Applications.*, 2003.
- [85] D. Reynders, E. Wright, *Practical TCP/IP and Ethernet Networking.*, 2003.

- [86] W. Goralski, *The Illustrated Network: How TCP/IP Works in a Modern Network. Second Edition.*: Elsevier, 2017.
- [87] K. R. Fall, W. R. Stevens, *TCP/IP Illustrated, Volume 1, The Protocols, Second Edition.*: Pearson Education, 2012.
- [88] A. Szczęsna, P. Skurowski, E. Lach, P. Pruszowski, D. Pęszor, M. Paszkuta, J. Słupik, K. Lebek, M. Janiak, A. Polański, K. Wojciechowski, "Inertial Motion Capture Costume Design Study", *Sensors*, vol. 17(3), p. 612, 2017.
- [89] P. Raghavendra, M. Sachin, P. S. Srinivas, V. Talasila, "Design and Development of a Real-Time, Low-Cost IMU Based Human Motion Capture System IMU Based Human Motion Capture System", *Computing and Network Sustainability, Proceedings of IRSCNS 2016*, vol. 12, pp. 155-165, 2016.
- [90] B. Chellaprabha, S. C. Pandian, C. Vivekanandan, "Performance of TCP, UDP and SCTP on Sensor Network with Different Data Reporting Intervals", *IOSR Journal of Engineering*, vol. 2, no. 4, pp. 621-628, 2012.
- [91] R. Natarajan, P. Zand, M. Nabi, "Analysis of coexistence between IEEE 802.15.4, BLE and IEEE 802.11 in the 2.4 GHz ISM band", in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 6025-6032.
- [92] E. Park, M-S. Lee, H-S. Kim, S. Bahk, "AdaptaBLE: Adaptive control of data rate, transmission power, and connection interval in bluetooth low energy", *Computer Networks*, vol. 181, 2020.
- [93] A. H. Sodhro, Y. Li, Shah M. A., "Energy-efficient adaptive transmission power control for wireless body area networks", *IET Communications*, vol. 10, no. 1, pp. 81-90, 2016.
- [94] J. Wall, J. Y. Khan, "Efficient multimedia transmission using adaptive packet bursting for wireless LANs", *Computer Communications*, vol. 32, p. 1271–1280, 2009.
- [95] K. Hasan, K. Ahmed, K. Biswas, M. S. Islam, O. A. Sianaki, "Software-defined application-specific traffic management for wireless body area networks", *Future Generation Computer Systems*, vol. 107, p. 274–285, 2020.

- [96] S. Hoteit, S. Secci, G. Pujolle, A. Wolisz, C. Ziemlicki, Z. Smoreda, "Mobile data traffic offloading over Passpoint hotspots", *Computer Networks*, vol. 84, p. 76–93, 2015.
- [97] S. Han, "Congestion-aware WiFi offload algorithm for 5G heterogeneous wireless networks", *Computer Communications*, vol. 164, pp. 69-76, 2020.
- [98] S. Dimatteo, P. Hui, B. Han, V. O. K. Li, "Cellular Traffic Offloading through WiFi Networks", in *2011 IEEE Eighth International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems*, 2011.
- [99] M. Hammad, M. Bsoul, M. Hammad, M. Al-Hawawre, "An Efficient Approach for Representing and Sending Data in Wireless Sensor Networks", *Journal of Communications*, vol. 14, no. 2, 2019.
- [100] Y. E. M. Hamouda, C. Phillips, "Metadata-Based Adaptive Sampling for Energy-Efficient Collaborative Target Tracking in Wireless Sensor Networks", in *2010 10th IEEE International Conference on Computer and Information Technology*, 2010.
- [101] L. K. Au, M. A. Batalin, T. Stathopoulos, A. A. T. Bui, W. J. Kaiser, "Episodic sampling: towards energy-efficient patient monitoring with wearable sensors", in *Conference proceedings - IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2009.
- [102] L. V. Nguyen, S. Kodagoda, R. Ranasinghe, G. Dissanayake, "Information-Driven Adaptive Sampling Strategy for Mobile Robotic Wireless Sensor Network", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 372-379, 2016.
- [103] A. Masoum, N. Meratnia, P. J. M. Havinga, "An energy-efficient adaptive sampling scheme for wireless sensor networks", in *2013 IEEE Eighth International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing*, 2013.
- [104] R. Rieger, J. T. Taylor, "An Adaptive Sampling System for Sensor Nodes in Body Area Networks", *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 17, no. 2, pp. 183-189, 2009.
- [105] P. Janik, M. A. Janik, M. Pielka, "Power saving by a smart breath sensor working in non-connectable advertising mode", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 315, 2020.

- [106] P. Janik, M. A. Janik, M. Pielka, "Monitoring Breathing and Heart Rate Using Episodic Broadcast Data Transmission", *Sensors*, vol. 22, p. 6019, 2022.
- [107] M. Ambigavathi, D. Sridharan, "Energy efficient and load balanced priority queue algorithm for Wireless Body Area Network", *Future Generation Computer Systems*, vol. 88, p. 586–593, 2018.
- [108] M. Cicioğlu, A. Çalhan, "Energy-efficient and SDN-enabled routing algorithm for wireless body area networks", *Computer Communications*, vol. 160, p. 228–239, 2020.
- [109] F. Ullah, M. Z. Khan, M. Faisal, H. U. Rehman, S. Abbas, F. S. Mubarek, "An Energy Efficient and Reliable Routing Scheme to enhance the stability period in Wireless Body Area Networks", *Computer Communications*, vol. 165, p. 20–32, 2021.
- [110] K. Karunanithy, B. Velusamy, "Edge device based efficient data collection in smart health monitoring system using wireless body area network", *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 72, 2022.
- [111] Z. Chen, C. Hu, J. Liao, S. Liu, "Protocol Architecture for Wireless Body Area Network Based on nRF24L01", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Qingdao, China, 2008.
- [112] W. Zang, Y. Li, "Gait-Cycle-Driven Transmission Power Control Scheme for a Wireless Body Area Network", *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 22, no. 3, pp. 697-706, 2018.
- [113] M. Cicioğlu, A. Çalhan, "SDN-based wireless body area network routing algorithm for healthcare architecture", *ETRI Journal*, vol. 41, no. 4, pp. 452-464, 2019.
- [114] K. S. Raja, U. Kiruthika, "An Energy Efficient Method for Secure and Reliable Data Transmission in Wireless Body Area Networks Using RelAODV", *Wireless Personal Communications*, vol. 83, p. 2975–2997, 2015.
- [115] S. Marinkovic, E. Popovici, "Ultra Low Power Signal Oriented Approach for Wireless Health Monitoring", *Sensors*, vol. 12, pp. 7917-7937, 2012.
- [116] M. Shu, D. Yuan, C. Zhang, Y. Wang, C. Chen, "A MAC Protocol for Medical Monitoring Applications of Wireless Body Area Networks", *Sensors*, vol. 15, pp. 12906-12931, 2015.
- [117] C. Li, X. Yuan, L. Yang, Y. Song, "A Hybrid Lifetime Extended Directional Approach for WBANs", *Sensors*, vol. 15, pp. 28005-28030, 2015.

- [118] M. A. Ameen, C. S. Hong, "An On-Demand Emergency Packet Transmission Scheme for Wireless Body Area Networks", *Sensors*, vol. 15, pp. 30584-30616, 2015.
- [119] S. Bhandari, S. Moh, "A Priority-Based Adaptive MAC Protocol for Wireless Body Area Networks", *Sensors*, vol. 16, p. 401, 2016.
- [120] M. S. Akbar, H. Yu, S. Cang, "IEEE 802.15.4 Frame Aggregation Enhancement to Provide High Performance in Life-Critical Patient Monitoring Systems", *Sensors*, vol. 17, p. 241, 2017.
- [121] A. S. Raj, M. Chinnadurai, "Energy efficient routing algorithm in wireless body area networks for smart wearable patches", *Computer Communications*, vol. 153, p. 85–94, 2020.
- [122] A. Rehman, F. B. Hussain, J. Tanveer, A. Haider, "Collision-Based Window-Scaled Back-Off Mechanism for Dense Channel Resource Allocation in Future Wi-Fi", *Mathematics*, vol. 10, p. 2053, 2022.
- [123] J. M. Van Verth, L. M. Bishop, *Essential Mathematics for Games and Interactive Applications, A Programmer's Guide, Second Edition.*: Elsevier, 2008.
- [124] J. L. Junkins, M. D. Shuster, "The Geometry of the Euler Angles", *The Journal of the Astronautical Sciences*, vol. 41, no. 4, pp. 531-543, 1993.
- [125] M. D. Shuster, "A Survey of Attitude Representations", *The Journal of the Astronautical Sciences*, vol. 41, no. 4, pp. 439-517, 1993.
- [126] V. Rajeswari, L. P. Suresh, "Investigation and Control of Principal Axes of Aircraft Using Robust Method", *Power Electronics and Renewable Energy Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol. 326, p. 1557–1564, 2014.
- [127] E. G. Hemingway, O. M. O'Reilly, "Perspectives on Euler angle singularities, gimbal lock, and the orthogonality of applied forces and applied moments", *Multibody System Dynamics*, vol. 44, pp. 31-56, 2018.
- [128] R. M. Brannon, *Rotation, Reflection, and Frame Changes. Orthogonal tensors in computational engineering mechanics.*: IOP Publishing, 2018.

- [129] B. Palais, R. Palais, "Euler's fixed point theorem: The axis of a rotation", *Journal of Fixed Point Theory and Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 215-220, 2007.
- [130] S. Stančin, S. Tomažič, "On the Interpretation of 3D Gyroscope Measurements", *Journal of Sensors*, vol. 2018, 2018.
- [131] S. Stančin, S. Tomažič, "Angle Estimation of Simultaneous Orthogonal Rotations from 3D Gyroscope Measurements", *Sensors*, vol. 11, pp. 8536-8549, 2011.
- [132] Y. Wang, N. Li, X. Chen, M. Liu, "Design and Implementation of an AHRS Based on MEMS Sensors and Complementary Filtering", *Advances in Mechanical Engineering*, p. 11, 2014.
- [133] N. Yadav, C. Bleakley, "Accurate Orientation Estimation Using AHRS under Conditions of Magnetic Distortion", *Sensors*, vol. 14, no. 11, pp. 20008-20024, 2014.
- [134] Y. Zhu, J. Lin, F. Zhao, Z. Chen, F. Sun, H. Lv, "A least squares method based on quaternions to derive absolute orientation of geophones with AHRS", *Journal of Geophysics and Engineering*, vol. 15, no. 6, pp. 2614-2624, 2018.
- [135] W. R. Hamilton, "On Quaternions; or on a new System of Imaginaries in Algebra", *The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. xxv-xxxvi, 1844-1850.
- [136] J. Voight, *Quaternion Algebras.*: Springer, 2021.
- [137] A. J. Hanson, *Visualizing Quaternions.*: Elsevier Inc., 2006.
- [138] D. R. Farenick, B. A. F. Pidkowich, "The spectral theorem in quaternions", *Linear Algebra and its Applications*, vol. 371, pp. 75-102, 2003.
- [139] J. C. Hart, G. K. Francis, L. H. Kauffman, "Visualizing quaternion rotation", *ACM Transactions on Graphics*, vol. 13, no. 3, pp. 256-276, 1994.
- [140] J. L. Marins, X. Yun, E. R. Bachmann, R. B. McGhee, M. J. Zyda, "An extended Kalman filter for quaternion-based orientation estimation using MARG sensors", *Proceedings 2001 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Expanding the Societal Role of Robotics in the the Next Millennium*, vol. 4, pp. 2003-2011, 2001.
- [141] R. G. Valenti, I. Dryanovski, J. Xiao, "Keeping a Good Attitude: A Quaternion-Based Orientation Filter for IMUs and MARGs", *Sensors*, vol. 15, no. 8, pp. 19302-19330, 2015.

- [142] J. L. Blanco-Claraco, "A tutorial on SE(3) transformation parameterizations and on-manifold optimization", Universidad de Málaga, arXiv:2103.15980v1, 2021.
- [143] J. Hidalgo-Carrió, S. Arnold, P. Poulakis, "On the Design of Attitude-Heading Reference Systems Using the Allan Variance", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 63, no. 4, pp. 656-665, 2016.
- [144] J. Z. Sasiadek, "Sensor fusion", *Annual Reviews in Control*, vol. 26, no. 2, pp. 203-228.
- [145] S. Šljapah, R. Kamnik, M. Munih, "Kinematics based sensory fusion for wearable motion assessment in human walking", *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, vol. 116, no. 2, pp. 131-144, 2014.
- [146] K. Suri, R. Gupta, "Continuous sign language recognition from wearable IMUs using deep capsule networks and game theory", *Computers & Electrical Engineering*, vol. 78, pp. 493-503, 2019.
- [147] A. Qaroush, S. Yassin, A. Al-Nubani, A. Alqam, "Smart, comfortable wearable system for recognizing Arabic Sign Language in real-time using IMUs and features-based fusion", *Expert Systems with Applications*, vol. 184, 2021.
- [148] S. K. Hong, "Fuzzy logic based closed-loop strapdown attitude system for unmanned aerial vehicle (UAV)", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 107, no. 2, pp. 109-118, 2003.
- [149] S. O. H. Madgwick, *AHRS algorithms and calibration solutions to facilitate new applications using low-cost MEMS. Rozprawa doktorska.*: University of Bristol, 2014.
- [150] Thales (InterSense). (2020) InterSense InertiaCube4 datasheet. [Online]. https://www.intersense.com/wp-content/uploads/2018/11/InertiaCube4_V2_Data_Sheet.pdf
- [151] VectorNav Technologies. (2020) VN-310 DUAL GNSS/INS Tactical-Grade GNSS/INS with Integrated GNSS-Compass datasheet. [Online]. https://www.vectornav.com/docs/default-source/datasheets/vn-310-datasheet-rev2.pdf?sfvrsn=c259bfe2_10

- [152] K. Feng, J. Li, X. Zhang, C. Shen, Y. Bi, T. Zheng, J. Liu, "A New Quaternion-Based Kalman Filter for Real-Time Attitude Estimation Using the Two-Step Geometrically-Intuitive Correction Algorithm", *Sensors*, vol. 17, no. 9, p. 2146, 2017.
- [153] A. M. Sabatini, "Quaternion-Based Extended Kalman Filter for Determining Orientation by Inertial and Magnetic Sensing", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 53, no. 7, pp. 1346 - 1356, 2006.
- [154] R. Mahony, T. Hamel, J-M. Pflimlin, "Complementary filter design on the special orthogonal group $SO(3)$ ", *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, 2005.
- [155] S. A. Ludwig, K. D. Burnham, "Comparison of Euler Estimate using Extended Kalman Filter, Madgwick and Mahony on Quadcopter Flight Data", *Proceedings of International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, 2018.
- [156] T. Islam, M. S. Islam, M. Shajid-Ul-Mahmud, M. Hossam-E-Haider, "Comparison of complementary and Kalman filter based data fusion for attitude heading reference system", *AIP Conference Proceedings*, vol. 1919, 2017.
- [157] W. T. Higgins, "A Comparison of Complementary and Kalman Filtering", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-11, no. 3, pp. 321 - 325, 1975.
- [158] S. O. H. Madgwick, "An efficient orientation filter for inertial and inertial/magnetic sensor arrays", *Raport techniczny x-io i University of Bristol*, 2010.
- [159] S. O. H. Madgwick, A. J. L. Harrison, R. Vaidyanathan, "Estimation of IMU and MARG orientation using a gradient descent algorithm", *2011 IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics*, pp. 1-7, 2011.
- [160] S. O. H. Madgwick, S. Wilson, R. Turk, J. Burrige, C. Kapatos, R. Vaidyanathan, "An Extended Complementary Filter for Full-Body MARG Orientation Estimation", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 25, no. 4, pp. 2054-2064, 2020.

- [161] M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "An adaptive transmission algorithm for an inertial motion capture system in the aspect of energy saving", *Signal Processing - Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications Conference Proceedings*, vol. 2018-September, pp. 70-75, 2018.
- [162] M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "Inertial motion capture system with an adaptive control algorithm", *Advances in Intelligent Systems and Computing - Conference on Innovations in Biomedical Engineering, IBE 2018*, vol. 925, pp. 67-74, 2019.
- [163] M. Pielka, A. M. Janik, G. Machnik, P. Janik, I. Polak, G. Sobota, W. Marszałek, Z. Wróbel, "A rehabilitation system for monitoring torso movements using an inertial sensor", *Signal Processing - Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications Conference Proceedings*, vol. 2019-September, pp. 158-163, 2019.
- [164] M. Pielka, P. Janik, M. A. Janik, Z. Wróbel, "Adaptive Data Transmission Algorithm for the System of Inertial Sensors for Hand Movement Acquisition", *Sensors*, vol. 22, no. 24, p. 9866, 2022.

Spis Rysunków

Rys. 2.1. Schemat budowy sensora inteligentnego.....	14
Rys. 2.2. Schemat (a) architektury standardowej oraz (b) architektury zredukowanej.....	16
Rys. 2.3. Schemat blokowy układu ESP8266.....	17
Rys. 2.4. Schemat blokowy układu ESP32.....	18
Rys. 2.5. Struktura trójosiowego akcelerometru MEMS.....	20
Rys. 2.6. Schemat budowy żyroskopu MEMS.....	22
Rys. 2.7. Schemat budowa magnetometru MEMS.....	24
Rys. 2.8. Schemat blokowy układu LSM9DS1.....	27
Rys. 3.1. Struktura rodziny standardów IEEE 802.....	28
Rys. 3.2. Schemat rozkładu podnośnych.....	29
Rys. 3.3. Schemat ramki PLCP z trybem mieszanym.....	31
Rys. 3.4. Schemat struktury ramki MAC w standardzie 802.11n.....	32
Rys. 3.5. Schemat blokowy transmisji z wykorzystaniem protokołu DCF.....	33
Rys. 3.6. Schemat struktury ramki MAC w standardzie 802.3.....	34
Rys. 3.7. Schemat struktury nagłówka protokołu IPv4.....	36
Rys. 3.8. Schemat struktury nagłówka protokołu UDP.....	37
Rys. 3.9. Struktura pakietu MAC 802.3 z uwzględnieniem nagłówków protokołów warstw wyższych.....	37
Rys. 5.1. Schemat blokowy sensora inteligentnego.....	56
Rys. 5.2. Schemat logiczny działania sensora inteligentnego.....	57
Rys. 5.3. Widok a) elektroniki sensora inteligentnego od strony układu MEMS oraz modułu WiFi, b) od strony przetwornicy DC-DC, oraz c) widok obudowy sensora inteligentnego z uchwytami do mocowania.....	57
Rys. 5.4. Schemat blokowy systemu pomiarowego.....	58
Rys. 5.5. Sposób rozmieszczenia markerów na SM.....	59
Rys. 5.6. Zrzut ekranu rozgrywki - avatar ustawiony prawidłowo w stosunku do przeszkody.....	60
Rys. 5.7. Zaimplementowane w rozgrywce schematy wyświetlania przeszkód a) na zmianę szczeliny poziome i obrócone o 30deg w prawo, b) na zmianę szczeliny poziome i obrócone o 30deg w lewo, c) szczeliny wyświetlane poziomo, obrócone w prawo i w lewo.....	61

Rys. 5.8. Wyniki pomiaru składowej q_1 kwaternionu znormalizowanego podczas wykonywania rozgrywki zgodnie ze schematem zaprezentowanym na Rys. 5.7c..	62
Rys. 5.9. Wykres Blanda-Altmana oceniający zgodność pomiędzy pomiarami wykonanymi przy użyciu sensora inteligentnego a referencyjnego systemu optoelektronicznego	63
Rys. 6.1. Schemat blokowy pojedynczego sensora inteligentnego (SM) oraz całego systemu do akwizycji ruchu motorycznego	67
Rys. 6.2. Widok sensora inteligentnego (a) od strony układu MEMS, (b) od strony modułu WiFi	68
Rys. 6.3. Schemat blokowy systemu (a) do pomiaru poboru prądu podczas transmisji, (b) do analizy zależności częstotliwości transmisji ramek od prędkości kątowej.....	69
Rys. 6.4. Schemat logiczny działania sensora inteligentnego SM z zaimplementowanym adaptacyjnym algorytmem transmisyjnym	70
Rys. 6.5. Zależność częstotliwości transmisji ramek od prędkości obrotowej sensora inteligentnego.....	73
Rys. 6.6. Charakterystyka poboru prądu przez sensor inteligentny przy różnych częstotliwościach transmisji ramek.....	74
Rys. 6.7. Przeskalowane krzywe impulsów prądowych reprezentujących transmisję ramek z różną częstotliwością f_T	75
Rys. 6.8. Krzywe rozładowania akumulatora zasilającego sensor inteligentny przy różnych częstotliwościach transmisji ramek.....	75
Rys. 6.9. Zależność czasu rozładowania akumulatora t_U od częstotliwości transmisji ramek f_T	76
Rys. 6.10. (a) charakterystyka obciążenia CPU routera w zależności od proporcji pomiędzy ilością nadajników przesyłających dane z częstotliwością 4Hz i 60Hz, (b) wyniki analizy regresji i korelacji danych uzyskanych na podstawie Rys. 6.10a.....	79
Rys. 6.11. (a) charakterystyka transferu danych w sieci sensorowej w zależności od proporcji w ilości pomiędzy nadajnikami pracującymi z częstotliwościami 4Hz i 60Hz, (b) wyniki analizy regresji i korelacji danych uzyskanych na podstawie Rys. 6.11a ...	80
Rys. 7.1. Stanowisko do pomiaru zajętości pasma sieciowego	84
Rys. 7.2. Stanowisko do pomiaru obciążenia sieci	84
Rys. 7.3. Schemat blokowy sensora inteligentnego WSS.....	86
Rys. 7.4. Widok sensora inteligentnego WSS (a) od strony modułu WIFI, (b) od strony konektorów.....	86

Rys. 7.5. Rozmieszczenie zintegrowanych sensorów w WSS: a) schemat blokowy oraz b) widok systemu umieszczonego na dłoni	87
Rys. 7.6. Schemat logiczny działania algorytmu sensora inteligentnego WSS.....	88
Rys. 7.7. Struktura transmisji danych z poszczególnych sensorów zintegrowanych MEMS	92
Rys. 7.8. Struktura ramki danych sensora inteligentnego WSS	94
Rys. 7.9. Etapy analizy obrazu spektrogramu: a) obraz wejściowy, (b) obraz w skali szarości, (c) obraz po procedurze progowania	98
Rys. 7.10. Wykres udziału bieli na obrazach w zależności od częstotliwości f_T	98
Rys. 7.11. Zmiana ilość danych dla zdefiniowanych przypadków pomiarowych: (a) dla ramek Ethernet i (b) dla ramek WiFi.....	100
Rys. 7.12. Widok dłoni podczas wykonywania gestów: (a) - (f) zdefiniowanych gestów pomiarowych oraz (g) gestu kontrolnego	102
Rys. 7.13. Pierwsza seria pomiarowa, składająca się z sześciu gestów (1–6) rozdzielanych przez gest kontrolny C, zarejestrowana ze zintegrowanego sensora nr 8: (a) zmiana wartości poszczególnych składowych uzyskanych z akcelerometru, (b) zmiana wartości poszczególnych składowych uzyskanych z żyroskopu.....	104
Rys. A.1. Struktura PPDU wraz z nagłówkami protokołów warstw wyższych	113

Spis Tabel

Tab. 1.	Zależność przepustowości łącza od wybranych parametrów	30
Tab. 2.	Interwały zdefiniowane w DCF	32
Tab. 3.	Przykładowe metody optymalizacji transmisji radiowej dla sieci WBAN i inteligentnych sensorów nasobnych	40
Tab. 4.	Wybrane elementy statystyki opisowej dla analizy Opto MoCap i SM	62
Tab. 5.	Rozmiar danych oraz ramki w zależności od częstotliwości transmisji ramek	77
Tab. 6.	Zależność częstotliwości f_T wysyłania ramek od wartości parametru d_i	90
Tab. 7.	Konfiguracje zdefiniowanych przypadków pomiarowych	95
Tab. 8.	Pobór prądu przez WSS w zależności od zdefiniowanego przypadku pomiarowego	96
Tab. 9.	Różnice w zajętości pasma radiowego w zależności od częstotliwości transmisji ramek f_T	99
Tab. 10.	Różnice w ilości danych w zależności od zdefiniowanego przypadku pomiarowego	101
Tab. 11.	Prawdopodobieństwa uzyskane z testowania istotności różnic pomiędzy AUC obliczonych na podstawie danych kompletnych i po zastosowaniu algorytmu	105
Tab. 12.	Statystyki opisowe uzyskane na podstawie danych z akcelerometru	106
Tab. 13.	Statystyki opisowe uzyskane na podstawie danych z żyroskopu	107
Tab. 14.	Czas T_{DATA} w zależności od częstotliwości transmisji ramek	114
Tab. 15.	Czas T_{DATA} w zależności od częstotliwości transmisji ramek dla wybranych przypadków pomiarowych	116

Definicje i słownik skrótów

Sensor	Układ przetwarzający wielkość mierzoną w elektryczny sygnał pomiarowy
Sensor zintegrowany	Urządzenie zawierające w swojej strukturze kilka sensorów
Sensor inteligentny	Układ dużej skali integracji zawierające co najmniej jeden sensor oraz mikrokontroler lub mikroprocesor jako element układu przetwarzającego sygnał pomiarowy na postać cyfrową
System sensorowy	Struktura wielopoziomowa zawierająca co najmniej jeden sensor inteligentny oraz infrastrukturę współpracującą (np. router, serwer)
2DoF	Oznaczenie dwóch stopni swobody układy – (skrót od 2 Degrees of Freedom)
6DoF	Oznaczenie sześciu stopni swobody układy – (skrót od 6 Degrees of Freedom)
9DoF	Oznaczenie dziewięciu stopni swobody układy – (skrót od 9 Degrees of Freedom)
16-QAM	Modulacja amplitudowo-fazowa, w której w zależności od fazy i amplitudy można wyodrębnić 16 wartości
64-QAM	Modulacja amplitudowo-fazowa, w której w zależności od fazy i amplitudy można wyodrębnić 64 wartości
ACK	Sygnał bądź pakiet potwierdzający odbiór danych przez urządzenie docelowe
ADC	Układ elektroniczny przekształcający sygnał analogowy na sygnał cyfrowy (skrót od Analog Digital Converter)
AES	Szyfr blokowy z kluczem symetrycznym
BAN	Sieć komputerowa zlokalizowana w obrębie ciała (skrót od Body Area Network)
BLE	Technologia sieci bezprzewodowych wywodząca się ze standardu Bluetooth, charakteryzująca się niskim poborem energii (skrót od Bluetooth Low Energy)
BPSK	Modulacja fazowa, w której faza może przyjmować dwie wartości
CAN	Dwuprzewodowa, pół duplexowa magistrala komunikacji szeregowej, stosowana głównie w przemyśle motoryzacyjnym

CCMP	Protokół szyfrujący oparty na AES
CPU	jednostka centralna komputera, bądź mikrokontrolera, procesor (skrót od Central Processing Unit)
CSMA/CA	Metoda kontroli dostępu do medium transmisyjnego stosowana w protokole MAC, polegająca na unikaniu kolizji transmitowanych pakietów (skrót od Carrier Sense Multiple Access – Collision Avoidance)
CSMA/CD	Metoda kontroli dostępu do medium transmisyjnego stosowana w protokole MAC, polegająca na detekcji kolizji transmitowanych pakietów i ich retransmisji (skrót od Carrier Sense Multiple Access – Collision Detection)
DAC	Układ elektroniczny przekształcający sygnał cyfrowy na sygnał analogowy (skrót od Digital Analog Converter)
DCF	Protokół należący do grupy protokołów CSMA/CA
DMA	układ elektroniczny zapewniający dostęp do pamięci przez urządzenia peryferyjne bez udziału CPU (skrót od Direct Memory Access)
DTIM	Struktura używana w sieciach WiFi przesyłana co określony czas, zawierająca informacje o buforowanych pakietach broadcast lub multicast (skrót od Delivery Traffic Indication Message)
ECC	Metoda kryptograficzna asymetryczna z kluczem publicznym wykorzystująca krzywe eliptyczne
EMG	Elektromiografia
FCS	Suma kontrolna ramki protokołu MAC
FEC	Metoda korekcji błędów transmisji, w której transmitowane dane uzupełniane są o dodatkowe bity redundantne (skrót od Forward-Error multipath delay spread Correction)
Flash	Elektroniczna pamięć nieulotna, będąca rozwinięciem pamięci EEPROM
GI	Interwał czasowy pomiędzy kolejnymi transmitowanymi symbolami w sieci WiFi, zapobiegający kolizjom między symbolami (skrót od Guard Interval)
I ² C	Magistrala komunikacji szeregowej stosowana w systemach elektronicznych w której wykorzystywane są dwie linie (danych i zegarowa), charakteryzująca się tym, że urządzenia peryferyjne rozróżniane są dzięki unikalnym adresom
I ² S	Magistrale komunikacji szeregowej przeznaczona do transmisji dźwięku w formacie cyfrowym

IMU	Układ wyposażony w sensory służące do nawigacji inercyjnej takie jak np. żyroskop (skrót od Inertial Measurement Unit)
IP	Protokół komunikacyjny warstwy sieciowej, w szczególności odpowiedzialny za trasowanie pakietów
ISM	Pasmo radiowe przeznaczone początkowo do wykorzystania w przemyśle, nauce i medycynie (skrót od Industrial, Scientific, Medical)
LLC	Wyższa warstwa łącza danych (skrót od Logic Link Control)
MAC	Podstawowa warstwa łącza danych odpowiadająca za dostęp do medium transmisyjnego (skrót od Medium Access Control)
MCS	Schemat oznaczania poszczególnych kombinacji modulacji i kodowania w standardzie WiFi (skrót od Modulation and Coding Scheme)
MEMS	Zintegrowany układ zawierający w swojej strukturze zarówno elementy elektroniczne jak i mikromechaniczne (skrót od Microelectromechanical System)
MIMO	Wieloantenny standard zwiększający przepustowość sieci bezprzewodowej (skrót od Multiple Input Multiple Output)
MoCap	Technika przechwytywania ruchu motorycznego (skrót od Motion Capture)
OFDM	Metoda transmisyjna polegająca na jednoczesnym transmitowaniu wielu strumieni danych na ortogonalnych częstotliwościach nośnych (skrót od Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
OSI	Model referencyjny standaryzujący sposób komunikacji sieciowej pomiędzy urządzeniami
PCF	Protokół umożliwiający przejęcie kontroli nad łączem danych urządzeniu nadrzędnemu – np. access pointowi (skrót od Point Coordination Function)
PHY	Warstwa fizyczna sieci
PLCP	Protokół warstwy fizycznej sieci WiFi (skrót od Physical Layer Convergence Protocol)
PPDU	Ramka transmisyjna protokołu PLCP (skrót od PLCP Protocol Data Unit)
PSDU	Zakodowana ramka danych protokołu MAC umieszczana w PPDU, ekwiwalent MPDU (skrót od PLCP Service Data Unit)

QoS	Mechanizm kontrolujący ruch sieciowy i zapewniający odpowiednią wydajność w sieciach komputerowych (skrót od Quality of Service)
QPSK	Modulacja fazowa, w której faza może przyjmować cztery wartości
RAM	Elektroniczna pamięć ulotna o dostępie bezpośrednim (skrót od Random Access Memory)
RSA	Metoda kryptograficzna asymetryczna z kluczem publicznym wykorzystująca funkcję Eulera
SD	Odchylenie standardowe
SDIO	Magistrale komunikacji szeregowej stosowana w systemach elektronicznych posiadająca linie zegarową, linie komend oraz jedną lub cztery linie danych
SHA	Zespół kryptograficznych funkcji haszujących, przyporządkowujących dowolnie dużej liczbie krótką, posiadającą stały rozmiar
SM	Sensor inteligentny z pojedynczym zintegrowanym sensorem MEMS
SNAP	Standard sieciowy przeznaczony do obsługi transmisji datagramów IP (skrót od Subnetwork Access Protocol)
SoC	Układ scalony stanowiący kompletny system elektroniczny integrujący w swojej strukturze wiele modułów elektronicznych (skrót od System on Chip)
SPI	Magistrala komunikacji szeregowej stosowana w systemach elektronicznych w której wykorzystywane są 2 danych, jedna linia zegarowa, oraz dodatkowa linia aktywacyjna dla każdego podłączonego układu peryferyjnego
TCP	Połączeniowy protokół warstwy transportowej posiadający funkcje korekcji i kontroli transmisji
TKIP	Protokół wykorzystujący szyfrowanie RC4 z dodatkowymi modyfikacjami zwiększającymi bezpieczeństwo
TTL	Czas życia pakietu w protokole IP, określający przez jaką maksymalną liczbę urządzeń może być transmitowany pakiet zanim dotrze do hosta docelowego (skrót od Time To Live)
UART	Magistrala asynchronicznej komunikacji szeregowej stosowana w systemach elektronicznych posiadająca dwie linie danych (zapewniające full duplex), bez linii zegarowej
UDP	Bezpołączeniowy protokół warstwy transportowej nieposiadający funkcji korekcji i kontroli transmisji

WBAN	Bezprzewodowa sieć komputerowa zlokalizowana w obrębie ciała (skrót od Wireless Body Area Network)
WEP	Standard zabezpieczenia połączenia używany w sieciach bezprzewodowych WiFi, wykorzystujący szyfr RC4
WPA	Standard zabezpieczenia połączenia używany w sieciach bezprzewodowych WiFi, wykorzystujący protokół TKIP
WPA2	Standard zabezpieczenia połączenia używany w sieciach bezprzewodowych WiFi, wykorzystujący protokół CCMP/AES
μC	Mikrokontroler

Słownik symboli

x, y, z	Osie lokalnego (np. dla sensora) kartezjańskiego układu współrzędnych
X_E, Y_E, Z_E	Osie kartezjańskiego układu współrzędnych Ziemi
ϕ	Kąt obrotu względem osi X_E
θ	Kąt obrotu względem osi Y_E
ψ	Kąt obrotu względem osi Z_E
\mathbf{a}	Wektor danych z akcelerometru o współrzędnych a_x , a_y i a_z odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
\mathbf{a}_i	Wektor danych z akcelerometru i -tego sensora zintegrowanego o współrzędnych a_{ix} , a_{iy} i a_{iz} odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
\mathbf{m}	Wektor danych z magnetometru o współrzędnych m_x , m_y i m_z odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
\mathbf{m}_i	Wektor danych z magnetometru i -tego sensora zintegrowanego o współrzędnych m_{ix} , m_{iy} i m_{iz} odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
$\boldsymbol{\omega}$	Wektor danych z żyroskopu o współrzędnych ω_x , ω_y i ω_z odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
$\boldsymbol{\omega}_i$	Wektor danych z żyroskopu i -tego sensora zintegrowanego o współrzędnych ω_{ix} , ω_{iy} i ω_{iz} odpowiadających kolejno lokalnym osiom x , y , z
t	Czas
\acute{x}	Wychylenie masy drgającej
A_x	Amplituda drgań
f_{osc}	Częstotliwość drgań
\mathbf{F}_y	Wektor siły Coriolisa
\acute{m}	Masa bezwładna
$\acute{\omega}$	Wektor prędkości kątowej obrotu wokół jednej z osi żyroskopu

\mathbf{V}	Wektor prędkości liniowej oscylacji masy bezwładnej
\mathbf{F}_L	Wektor siły Lorenza
$\Delta \mathbf{l}$	Wektor przemieszczenia ładunku
I, I_m	Natężenie prądu
\mathbf{B}	Wektor indukcji pola magnetycznego
T_S	Czas trwania symbolu w transmisji bezprzewodowej WiFi
N_{DBPS}	Liczba bitów danych przypadających na jeden symbol w transmisji bezprzewodowej WiFi
$aSIFSTime$	Jednostkowy czas trwania interwału SIFS w standardzie WiFi
$aSlotTime$	Jednostkowy czas trwania slotu czasowego w standardzie WiFi
T_{SIFS}	Czas trwania interwału SIFS w cyklu DCF w standardzie WiFi
T_{PIFS}	Czas trwania interwału PIFS w cyklu DCF w standardzie WiFi
T_{DIFS}	Czas trwania interwału DIFS w cyklu DCF w standardzie WiFi
T_{BO}	Czas oczekiwania po wykryciu wolnego łącza w standardzie WiFi
T_{DCF}	Czas trwania jednego cyklu transmisyjnego w protokole DCF
T_{DATA}	Czas transmisji PPDU z danymi
T_{ACK}	Czas transmisji PPDU z informacją ACK
T_{PHY}	Czas transmisji preambuły PPDU
T_{MAC}	Czas transmisji nagłówka MAC
$T_{PAYLOAD}$	Czas transmisji pakietu danych MAC bez uwzględnienia nagłówka MAC
L_{MAC}	Długość nagłówka MAC w bajtach
$L_{PAYLOAD}$	Długość pakietu danych MAC bez uwzględnienia nagłówka MAC
$R(\hat{\mathbf{n}}_1, \hat{\mathbf{n}}_2, \hat{\mathbf{n}}_3, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$	Wypadkowa macierz rotacji
$R(\hat{\mathbf{x}}, \alpha_1)$	Macierz rotacji względem osi lokalnej x o kąt α_1
$R(\hat{\mathbf{y}}, \alpha_2)$	Macierz rotacji względem osi lokalnej y o kąt α_2
$R(\hat{\mathbf{z}}, \alpha_3)$	Macierz rotacji względem osi lokalnej z o kąt α_3

$R_{zyx}(\psi, \theta, \phi)$	Macierz rotacji uwzględniająca obrót układu o kąty ψ, θ, ϕ
\hat{r}	Wektor wokół którego wykonywana jest rotacja (znormalizowany wektor \hat{r})
ξ	Kąt obrotu wokół wektora \hat{r}
\hat{v}, \hat{w}	Wektory, pomiędzy którymi wyznaczana jest rotacja
Δt	Czas pomiaru
q	Kwaternion o elementach rzeczywistych q_0, q_1, q_2, q_3
p	Kwaternion o elementach rzeczywistych p_0, p_1, p_2, p_3
q_i	Kwaternion o elementach rzeczywistych $q_{i0}, q_{i1}, q_{i2}, q_{i3}$, określający rotację i -tego sensora zintegrowanego
i, j, k	Liczby urojone
\mathbb{R}	Zbiór liczb rzeczywistych
\mathbb{R}^3	Zbiór wektorów trójwymiarowych o współrzędnych rzeczywistych
\mathbb{I}	Zbiór liczb urojonych
\mathbf{v}, \mathbf{s}	Część wektorowa kwaternionu q (wektor o współrzędnych q_1, q_2, q_3)
$\dot{s}, \dot{v}, \dot{v}', \dot{\omega}$	Kwaterniony czyste
\hat{q}	Kwaternion jednostkowy
c	Skalar, liczba rzeczywista
\otimes	Symbol mnożenia kwaternionów
$\dot{q}, \dot{q}', \overset{S}{E}\hat{q}_{est,t-1},$ $\overset{S}{E}\dot{q}_{\omega,t}, \overset{S}{E}q_{est,t},$ $\overset{S}{E}q_{\omega,t}, \overset{S}{E}\dot{q}_{est,t},$ $\overset{S}{E}\dot{\hat{q}}_{\varepsilon,t}, q_{opto}$	Kwaterniony reprezentujące rotację
q_{ω}	Pochodna kwaternionu
β	Współczynnik wzmocnienia filtra
∇f	Kwaternion obliczony metodą spadku gradientu dla funkcji celu f
ω_P	Prędkość obrotowa platformy obrotowej wchodzącej w skład stanowiska pomiarowego
f_T	Częstotliwość nadawania ramek

d, d_i	Parametr sterujący algorytmem transmisji
$TH1, TH2, TH3$	Wartości progowe adaptacyjnego algorytmu transmisyjnego
t_U	Czas rozładowania akumulatora
S_i	i -ty sensor zintegrowany
thd	Wartość progowa, wykorzystana w procedurze progowania obrazów