

Instytut Informatyki Teoretycznej i Stosowanej
Polskiej Akademii Nauk

ROZPRAWA DOKTORSKA

Ograniczenie zużycia energii w rozległych sieciach
bezprzewodowych niskiej mocy przez zarządzanie
sposobem transmisji i nasłuchu

Autor: mgr inż. Zbigniew Łaskarzewski

Promotor: dr hab. inż. Krzysztof Grochla, prof. IITiS PAN

Gliwice, 2025

Spis treści

Spis treści	2
1 Wprowadzenie	4
1.1 Motywacja i potrzeba badań	6
1.2 Cel i teza rozprawy	7
1.3 Metodologia badawcza	7
1.4 Oryginalny wkład autora do stanu wiedzy	8
1.5 Zawartość pracy	11
2 Przegląd stanu wiedzy	13
2.1 Aspekty fizyczne fal radiowych	13
2.1.1 Transmisja radiowa i pasma częstotliwości	13
2.1.2 Propagacja fal radiowych	15
2.1.3 Propagacja w wolnej przestrzeni	16
2.1.4 Strefy Fresnela	17
2.1.5 Mechanizmy propagacji sygnału	18
2.1.6 Kryterium Rayleigha	19
2.1.7 Wpływ wielodrogowości na propagację sygnału	20
2.1.8 Zmienność mocy odbieranego sygnału	20
2.2 Modele propagacyjne	22
2.2.1 Model Two-Ray Ground	23
2.2.2 Modele empiryczne dla obszarów zurbanizowanych	24
2.2.3 Modele deterministyczne	26
2.3 Konstrukcja urządzeń Internetu Rzeczy	26
2.3.1 Mikrokontroler	27
2.3.2 Przetwornice i stabilizatory napięcia	29
2.3.3 Czujniki	30
2.4 Energooszczędna komunikacja	31
2.4.1 Protokoły rezerwacyjne	34
2.4.2 Protokoły rywalizacyjne	35
2.4.3 Nasłuch próbkowany	35
3 Analiza mocy sygnału radiowego	39
3.1 Badania eksperymentalne sieci wM-Bus	40
3.1.1 Założenia eksperymentu	40
3.1.2 Pomiary	42
3.1.3 Skuteczność komunikacji	44
3.1.4 Poziom mocy sygnału	45
3.1.5 Analiza ilościowa błędów	46
3.1.6 Wnioski	50
3.2 Zmienność mocy odbieranego sygnału	50
3.2.1 Zanikanie wolnozmiennne	50
3.2.2 Zanikanie szybkoszmiennne	57
3.2.3 Wnioski	62

3.3	Simulacja mocy sygnału sieci wM-Bus	64
3.3.1	Dobór narzędzi	65
3.3.2	Przygotowanie danych do symulacji	68
3.3.3	Uruchomienie symulacji	70
3.3.4	Parametryzacja modelu i ocena modelu symulacyjnego	71
3.3.5	Postprocessing.....	71
3.3.6	Ocena wyników symulacji.....	72
3.3.7	Wnioski	75
3.4	Podsumowanie	76
4	Protokół BX-MAC – projekt i działanie.....	77
4.1	Rozwiązania referencyjne	77
4.2	Projekt protokołu i zasada działania.....	78
4.2.1	Ramki wybudzające i nastuch próbkowany	78
4.2.2	Wskazywanie opóźnienia odpowiedzi	79
4.2.3	Transmisja rozgłoszeniowa	80
4.2.4	Okres rywalizacyjny	81
4.3	Efektywność energetyczna protokołu.....	82
4.3.1	Optymalizacja długości dzielonej preambuły	82
4.3.2	Minimalna długość dzielonej preambuły.....	85
4.3.3	Koszt energetyczny poszczególnych funkcji	86
4.3.4	Efektywność sieci w topologii gwiazdy	88
4.3.5	Efektywność energetyczna retransmitera	90
4.3.6	Porównanie efektywności protokołów	92
4.4	Podsumowanie	97
5	Weryfikacja rozwiązania	99
5.1	Weryfikacja poprzez implementację komunikacji gazomierzy	99
5.1.1	Platforma sprzętowa.....	99
5.1.2	Stany pracy modułu radiowego	101
5.1.3	Autonomiczny nastuch próbkowany	102
5.1.4	Nastuch próbkowany aktywowany przez mikrokontroler	103
5.1.5	Uwzględnienie operacji priorytetowych	104
5.1.6	Wybór podejścia realizacji nastuchu próbkowanego	107
5.1.7	Pomiary zużycia energii.....	108
5.1.8	Wyniki	113
5.2	Zdalny odczyt obchodzony liczników mediów	113
5.2.1	Opis schematów komunikacji	113
5.2.2	Efektywność procesu zdalnego odczytu	115
5.2.3	Efektywność modelu periodycznego nadawania	115
5.2.4	Efektywność modelu periodycznego nastuchu.....	116
5.2.5	Wyniki	117
6	Podsumowanie	120
	Literatura	123
	Spis rysunków	134
	Spis tabel.....	137

1 Wprowadzenie

Nieustanny rozwój technologii w dziedzinie telekomunikacji stworzył możliwość projektowania urządzeń wyposażonych w sensory oraz mogących komunikować się w sposób bezprzewodowy, co nie pociąga za sobą wysokich kosztów produkcji. Urządzenia te operujące w koncepcji Internetu Rzeczy (ang. *Internet of Things*, *IoT*) wykorzystują sieci komunikacji bezprzewodowej, które nazywane są bezprzewodowymi sieciami sensorowymi (ang. *Wireless Sensor Networks*, *WSN*) [1, 2].

Wraz z rozwojem urządzeń elektronicznych, w tym elektroniki użytkowej, urządzenia coraz częściej łączą się między sobą oraz komunikują się z serwerami środowiska chmury obliczeniowej w celu wysyłania lub pobrania danych i ich przetwarzania. Pierwotne przewidywania dotyczące rozwoju zakładały szybki wykładniczy wzrost liczby wykorzystywanych urządzeń IoT, jednak niedoskonałości metod komunikacji, brak interoperacyjności oraz koszt urządzeń powodowały spowolnienie powiększania się rynku urządzeń IoT. Obecne przewidywania zakładają, że wartość rynku urządzeń IoT podwoi się pomiędzy latami 2022 a 2028 osiągając wartość rynkową niemal 1 biliona USD [3], a liczba podłączonych urządzeń wzrośnie z 18,8 mld w 2024 roku do 31-43 mld (wg różnych szacunków [4, 5, 6]) w 2030 roku.

Obecnie największymi obszarami zastosowań są: odczyt stanu liczników mediów, monitorowanie transportu, procesów produkcyjnych, stanu poziomu w zbiornikach [7, 8, 9]. Perspektywy szerszego zastosowania są bardzo obiecujące, przewiduje się, że kolejnymi obszarami, w których zastosowane będą urządzenia IoT, są: ochrona środowiska, monitorowanie zagrożeń naturalnych [10], nadzór nad procesem technologicznym, medycyna, robotyka, telemetria, branża zbrojeniowa, ochrona mienia, nadzór inteligentnych budynków, zastosowania domowe [11, 12].

Urządzeniom IoT stawiane są wysokie wymagania. Kluczowym wymaganiem jest długi czas bezobsługowego działania, co przekłada się na konieczność efektywnego gospodarowania energią, ponieważ urządzenia te zwykle korzystają z zasilania bateryjnego. W wielu zastosowaniach wymiana baterii jest uciążliwą czynnością, niekiedy niewykonalną lub kosztowną, nie tylko ze względu na koszt baterii, ale przede wszystkim ze względu na konieczność obsługi serwisowej, niejednokrotnie wymagającej wizyty obiektowej. Kolejnym, także bardzo istotnym wymogiem jest koszt urządzenia, który musi zostać ograniczony do minimum ze względu na masowy charakter typowych wdrożeń, które nierzadko wymagają zastosowania tysięcy urządzeń dla pojedynczej sieci. Każde urządzenie, węzeł sieci (ang. *node*) zawiera procesor, moduł radiowy małej mocy oraz czujnik, którym pozyskuje dane, które następnie są przesyłane zwykle do węzła centralnego, tzw. ujścia sieci (ang. *sink*), stacji bazowej. Procesor znajdujący się w węźle sieciowym charakteryzuje się ograniczonymi zasobami, takimi jak niewielka ilość pamięci operacyjnej (RAM), ograniczona przestrzeń na kod programu oraz niska wydajność obliczeniowa. Ograniczenia te mają istotny wpływ na wybór algorytmów możliwych do zastosowania, warunkując ich prostotę i efektywność, tak aby zapewnić prawidłowe funkcjonowanie urządzenia w strukturze sieci.

Oprócz nakładów przeznaczonych na projektowanie i produkcję urządzeń istotnym kosztem jest przeprowadzenie wdrożenia, konfiguracja sieci, definiowanie wirtualnych połączeń pomiędzy poszczególnymi węzłami. Dlatego protokoły komunikacyjne wspierające samoorganizację sieci są szczególnie wskazane dla bezprzewodowych sieci sensorowych. Dzięki samoorganizacji urządzenia po zamontowaniu samoistnie, bez konieczności ingerencji człowieka, tworzą

wirtualne połączenia pomiędzy sobą. Bezprzewodowe sieci sensorowe powinny cechować się wysoką odpornością na uszkodzenia; w przypadku awarii lub zaburzenia pracy jednego z węzłów pośredniczących w transmisji, sieć powinna zapewniać znalezienie innej drogi przesyłania danych. W pewnych rozwiązaniach, w celu ograniczenia ruchu w sieci, poszczególne węzły dokonują nieskomplikowanego przetwarzania informacji pochodzących ze swojego sensora, a także otrzymanych drogą bezprzewodową z innych węzłów.

Wyżej wymienione wymagania dotyczące bezprzewodowej sieci sensorowej pokazują, że w kwestii efektywności protokołów IoT nacisk jest kładziony na nieco inne cechy protokołów niż w przypadku tradycyjnych sieci bezprzewodowych, w których najczęściej głównym kryterium jest prędkość transmisji i opóźnienia występujące w sieci. Najtrudniejszym elementem jest zapewnienie odpowiednio długiej żywotności urządzeń zasilanych energią z baterii. W wielu zastosowaniach oczekiwany jest czas działania liczony w latach, np. w monitoringu wodomierzy wymagany jest czas nie krótszy niż 5 lat. Przeważająca ilość energii zużywana jest na potrzeby komunikacji bezprzewodowej, a właściwie dobrane i sparametryzowane protokoły komunikacyjne mają bardzo istotny wpływ na zużycie energii.

Sieci bezprzewodowe są istotne dla umożliwienia swobodnej komunikacji urządzeń IoT bez potrzeby budowy okablowania, co pozwala na łatwość rozmieszczania dużej liczby urządzeń, a zatem ułatwia proces wdrażania, szczególnie w miejscach, gdzie budowa infrastruktury jest niemożliwa lub kosztowna. Bezprzewodowość zwiększa skalowalność i elastyczność systemów IoT. Konieczne jest także zapewnienie możliwości transmisji danych na duże odległości pomiędzy urządzeniami zasilanymi bateryjnie.

Odpowiedzią na te potrzeby są rozległe sieci bezprzewodowe niskiej mocy (ang. *Low-Power Wide-Area Networks, LPWAN*), które łączą w sobie dużą skalowalność, zasięg komunikacji nieraz rzędu kilku kilometrów oraz niski pobór energii [13, 14]. Technologie LPWAN, takie jak LoRaWAN [15, 16], Sigfox czy NB-IoT, umożliwiają komunikację nawet w trudnych warunkach propagacyjnych zachowując niewielkie zużycie energii w urządzeniach końcowych. Cechami charakterystycznymi w zakresie oszczędzania energii są:

- wykorzystanie specjalistycznych modulacji,
- adaptacyjny dobór szybkości transmisji,
- sterowanie mocą nadawania,
- mechanizmy kodowania i retransmisji poprawiające odporność na zakłócenia radiowe,
- ograniczanie czasu aktywności odbiornika radiowego.

Wiele wyzwań związanych z optymalizacją transmisji w LPWAN pozostaje nierozwiązanych, szczególnie związanych z postępem technologicznym związanym z nowymi możliwościami oferowanymi przez moduły radiowe. Jednym z kluczowych aspektów jest sposób zarządzania cyklem pracy urządzeń, w szczególności trybami nastuchu i wybudzania, które w istotny sposób wpływają na całkowity bilans energetyczny sieci. Opracowanie skutecznych mechanizmów ograniczania aktywności radiowej przy jednoczesnym zapewnieniu wymaganej jakości usług transmisyjnych (ang. *Quality of Service, QoS*) stanowi obecnie jeden z głównych kierunków badań w dziedzinie bezprzewodowej komunikacji IoT.

1.1 Motywacja i potrzeba badań

Wraz z popularyzacją rozległych sieci bezprzewodowych niskiej mocy (LPWAN), pojawiły się nowe wyzwania inżynierskie związane z zapewnieniem długotrwałej, niezawodnej i energooszczędnej komunikacji w środowiskach o dużej liczbie urządzeń końcowych. Technologie takie jak LoRaWAN czy NB-IoT, choć zaprojektowane z myślą o ograniczonym poborze mocy, wciąż wymagają dalszej optymalizacji w kontekście zarządzania aktywnością radiową, w szczególności w zakresie trybów nasłuchu, wybudzania i transmisji [12, 17].

Dotychczasowe prace naukowe koncentrują się na pojedynczych aspektach energooszczędności: aspekcie warstwy fizycznej transmisji, protokołach dostępu do łącza. W mniejszym stopniu podejmowano problem projektowania pełnego stosu komunikacyjnego ukierunkowanego na minimalizację zużycia energii w zależności od charakterystyki masowych wdrożeń. Ponadto wiele obecnie stosowanych protokołów, takich jak Wireless M-Bus (wM-Bus), opiera się na klasycznych technikach transmisji, nieuwzględniających specyfiki i możliwości oferowanych przez nowoczesne technologie LPWAN.

Dodatkową motywacją do podjęcia niniejszych badań są obserwowane niewystarczające standaryzowane, energooszczędne rozwiązania aplikacyjne dedykowane dla urządzeń telemetrycznych o bardzo niskim zapotrzebowaniu energetycznym. Obecnie stosowane protokoły warstwy aplikacji, takie jak M-Bus czy DLMS/COSEM, wywodzą się z sieci przewodowych i nie zostały zaprojektowane z myślą o urządzeniach bateryjnych, co przekłada się na ich ograniczoną przydatność ich bezprzewodowych odpowiedników w kontekście nowoczesnych wdrożeń IoT.

W literaturze znane są podejścia takie jak technika radia wybudzeniowego (ang. *Wake-up Radio*, *WuR*) czy transmisja z długą preambułą, jednak ich skuteczność w dużych, rzeczywistych sieciach LPWAN, złożonych z tysięcy węzłów, nie została jeszcze kompleksowo przebadana, w szczególności z uwzględnieniem rzeczywistych warunków propagacyjnych oraz ograniczeń energetycznych i regulacyjnych zarówno po stronie urządzenia wybudzanego, jak i wybudzającego.

Zasadniczym problemem badawczym, który jest analizowany jest odpowiedź na pytanie: „Jakie mechanizmy komunikacji pozwalają na poprawę energooszczędności wymiany danych skutkującą działaniem urządzenia przez ponad 10 lat w oparciu o energię pojedynczej baterii?”. Tak postawiony problem badawczy wymaga uzupełnienia o istotne cechy wymiany danych, w tym: pojemność źródła energii, częstość i charakterystyka przesyłania danych, oczekiwany zasięg komunikacji. Jednakże proponowane w rozprawie mechanizmy służą oszczędności energii, co umożliwia potencjalne ograniczenie pojemności źródła energii przekładające się na obniżenie kosztów rozwiązania.

Wyniki badań mogą mieć istotne znaczenie dla dalszego rozwoju technologii IoT. W szczególności przyczynią się do poszerzenia wiedzy na temat projektowania systemów komunikacyjnych pod kątem bardzo niskiego zużycia energii w praktycznych zastosowaniach, a także mogą stać się podstawą dla przyszłych prac standaryzacyjnych oraz rozwoju interoperacyjnych rozwiązań dla Smart City i innych aplikacji IoT.

1.2 Cel i teza rozprawy

Celem pracy jest opracowanie mechanizmów ograniczających zużycie energii urządzeń IoT na poziomie stosu protokołów komunikacyjnych IoT, pozwalających na zapewnienie co najmniej 10-letniego działania urządzenia bez wymiany źródła zasilania z zachowaniem pełnej funkcjonalności.

W ramach realizacji celu głównego wyznaczone zostały również następujące cele szczegółowe:

1. Analiza modeli propagacji fal radiowych i pomiarów wykonanych w rzeczywistych sieciach w celu opracowania metod zarządzania mocą nadawania dopasowanych do zjawisk występujących w rzeczywistych sieciach LPWAN i weryfikacja skuteczności dostarczania pakietów.
2. Zaprojektowanie i analiza energooszczędnych mechanizmów dostępu do łącza, ze szczególnym uwzględnieniem zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu, w tym schematów wybudzania i nasłuchu próbkowanego.
3. Analiza efektywności energetycznej opracowanych mechanizmów zaimplementowanych w rzeczywistym urządzeniu oraz wykorzystanie mechanizmów w procesie zdalnego odczytu obchodzonego liczników mediów.

Przeprowadzone badania pozwoliły postawić następującą tezę rozprawy: Transmisja danych wykorzystująca nasłuch próbkowany oraz ramki wybudzające pozwala na istotne ograniczenie zużycie energii węzłów rozległych sieci bezprzewodowych i zapewnienie wieloletniego czasu ich działania.

1.3 Metodologia badawcza

W badaniach prowadzących do realizacji opisanego powyżej celu pracy przyjęto metodologię łączącą podejście eksperymentalne (wykonywanie pomiarów, implementacja i uruchomienie z wykorzystaniem rzeczywistego urządzenia), symulacyjne (przygotowanie i przetwarzanie danych, uruchamianie modeli) oraz analityczne (analiza teoretyczna, obliczenia i analiza statystyczna).

Badania rozpoczęto od analizy modeli propagacji fal radiowych w środowisku LPWAN. W tym celu przeprowadzono zaplanowano i wykonano eksperyment pomiarowy dużej skali, przygotowano dane do symulacji, wykonano symulację propagacji sygnału radiowego oraz zaimplementowano przetwarzanie danych wynikowych, co pozwoliło na porównanie danych z pomiarów z wynikami modelowania. Zastosowano metody analizy statystycznej zebranych danych pomiarowych, obejmujące estymację parametrów rozkładów zanikania (Rayleigha, Rice'a) metodą największej wiarygodności, dopasowanie modeli do danych empirycznych oraz porównanie ich zgodności przy użyciu funkcji gęstości prawdopodobieństwa i wykresów kwantyl-kwantyl. Uzyskane dane posłużyły do kalibracji symulacji propagacji oraz do oceny wpływu tłumienia sygnału w warunkach miejskich na skuteczność transmisji w zastosowaniach telemetrycznych, co pozwoliło na zaproponowanie metod oszczędności energii nadawania poprzez zarządzanie mocą nadawania.

W kolejnym etapie modele dostępu do łącza zostały przeanalizowane teoretycznie poprzez realizację obliczeń oraz opracowane zostały nowe mechanizmy zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu, czego efektem jest zdefiniowanie nowego protokołu komunikacyjnego BX-MAC. Mechanizmy te zostały zweryfikowane eksperymentalnie poprzez ich implementację

w rzeczywistym urządzeniu inteligentnego gazomierza oraz z wykorzystaniem specjalistycznej aparatury elektronicznej wykonano pomiary rzeczywistych poziomów zużycia energii, które pozwoliły na potwierdzenie założeń teoretycznych. Przygotowano obliczenia oraz równania pozwalające na określenie wpływu parametrów i sposobu działania opracowanych metod zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu na zużycie energii przez urządzenie. Szczególną uwagę poświęcono doborowi parametrów wpływających na aktywność interfejsu radiowego: czasu nasłuchu, długości ciągów wybudzających oraz próbkowaniu kanału.

Opracowane rozwiązanie zostało osadzone w systemie zdalnego odczytu obchodzonego liczników mediów, dzięki czemu wykonano weryfikację działania zrealizowanych mechanizmów w środowisku rzeczywistym. Efektywność energetyczną opracowanego rozwiązania oceniono w oparciu o następujące metryki:

- średnie dzienne zużycie energii (J),
- szacowany czas pracy urządzenia na jednej baterii (lata),
- niezawodność transmisji (ang. *Packet Delivery Ratio*, %),
- czas realizacji procesu odczytowego (s).

Przyjęta metodyka badań umożliwiła wiarygodną ocenę skuteczności zaproponowanych rozwiązań oraz ich przydatności w rzeczywistych wdrożeniach, zwłaszcza w sektorze zdalnego odczytu mediów i systemach miejskich klasy Smart City.

1.4 Oryginalny wkład autora do stanu wiedzy

Badania opisane w niniejszej rozprawie obejmują problematykę energooszczędności komunikacji w LPWAN pozwalającą na wieloletnią pracę urządzeń baterijnych poprzez opracowanie, implementację i eksperymentalną weryfikację wielowarstwowego podejścia do projektowania protokołów komunikacyjnych dla urządzeń telemetrycznych IoT. Zagadnienia te aktualnie stanowią przedmiot intensywnych badań, standaryzacji oraz praktycznych zastosowań, na co wskazuje wprowadzanie nowych modułów radiowych wspierających coraz nowsze metody ograniczania zużycia energii takich jak WuR, autonomiczne przetwarzanie sygnałów bezpośrednio w module radiowym bez udziału mikrokontrolera, a także rozszerzanie standardów o mechanizmy zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu takie jak: klasy urządzeń i mechanizm ADR w sieci LoRaWAN, rozszerzenia ramek rozgłoszeniowych advertising w technice Bluetooth Low Energy (BLE), a w ramach standardu Wi-Fi: WuR (802.11ba [18], 2021 r.), TWT – Target Wake Time (802.11ax [19], 2021 r.), rozszerzenie TWT (802.11be [20], 2024 r.).

Oryginalnym rezultatem uzyskanym w ramach pracy jest weryfikacja wyników symulacji propagacji sygnału radiowego dla rzeczywistych dużych sieci telemetrycznych działających w paśmie 868 MHz wykorzystujących technologię wM-Bus [21], badanie charakterystyki błędów w komunikacji bezprzewodowej oraz analiza charakterystyki zmienności siły sygnału [22], które bazują na danych zebranych w wyniku realizacji pomiarów, co rozszerza wiedzę dziedzinową o zalecenia dotyczące energooszczędnego zarządzania sposobem transmisji.

Istotnym wkładem autora do stanu wiedzy jest zaproponowany w ramach pracy nowy protokół komunikacyjny BX-MAC łączący dane (2 warstwa ISO/OSI) przeznaczony do energooszczędnej komunikacji bezprzewodowej. Zaproponowany mechanizm został oparty na ciągach wybudzających w postaci dzielonej preambuły i nasłuchu próbkowanym kanału, co znacząco redukuje czas aktywności modułu radiowego i przekłada się na zmniejszenie zużycia energii przy zachowaniu wysokiej niezawodności transmisji. Protokół zachowuje zalety energooszczędnego

asynchronicznego protokołu komunikacyjnego i poprawia efektywność energetyczną w porównaniu do dotychczasowych rozwiązań, w szczególności poprzez ograniczenie zjawiska niezamierzonego nastuchu czy też rozszerzenie schematu wybudzania i nastuchu próbkowanego, który pozwala na skuteczną komunikację rozgłoszeniową.

Wkładem autora w rozwój wiedzy jest również schemat komunikacji wykorzystujący protokół BX-MAC, który pozwolił na realizację efektywnej komunikacji bezprzewodowej w ramach systemu zdalnego odczytu liczników mediów, który cechuje się mniejszym zużyciem energii oraz szybszą realizacją procesu odczytowego w porównaniu do stosowanych rozwiązań dostępnych na rynku. Schemat komunikacji został zweryfikowany poprzez uruchomienie z wykorzystaniem sieci rzeczywistych urządzeń.

W oparciu o badania literaturowe dotyczące mechanizmów wspierających energooszczędność w protokołach komunikacyjnych dla różnych technik komunikacji oraz badania własne opracowane zostały uniwersalne zasady określające model nastuchu i transmisji. Pozwalają one na maksymalizację oszczędności energii w zależności od parametrów charakterystycznych dla techniki transmisyjnej i zastosowanego modułu radiowego: moc podczas nastuchu, odbioru i nadawania, szybkość transmisji, przewidywany zasięg, przewidywana liczba komunikatów z urządzeń i do urządzeń, oczekiwane maksymalne opóźnienie w komunikacji z urządzeniem końcowym, oczekiwana skuteczność transmisji.

U podstaw wkładu autora do stanu wiedzy leży założenie, że efektywność energetyczna w LPWAN może być znacząco poprawiona nie przez zmianę pojedynczego parametru, lecz poprzez skoordynowaną optymalizację całego stosu komunikacyjnego – od warstwy fizycznej po aplikacyjną, a także sposób implementacji wykorzystujący mechanizmy wbudowane w moduł radiowy – z uwzględnieniem rzeczywistych ograniczeń urządzeń i środowiska pracy. Wyniki pracy stanowią zatem praktyczny i teoretyczny wkład w rozwój technologii energooszczędnej komunikacji IoT.

Prace badawcze prowadzone były w ramach projektu w V edycji programu Ministra Edukacji i Nauki pn. „Doktorat wdrożeniowy”, numer umowy DWD/5/0597/2021.

Prace badawcze autor częściowo prowadził także w ramach realizacji projektów badawczo-rozwojowych:

1. Projekt POIR. 01.01.01-00-2612/20, planowana realizacja w latach 2021-2023 w programie Szybka Ścieżka: Zintegrowany system analizy zagrożeń epidemiologicznych i zarządzania procesami biznesowymi wspomagany technikami lokalizacji personelu i majątku przedsiębiorstwa,
2. Projekt POIR.04.01.04-00-0005/17 realizowany w latach 2018-2021 w programie Projekty aplikacyjne: Dynamiczne środowisko komunikacji bezprzewodowej dla infrastruktury internetu rzeczy inteligentnych miast – Smart City IoT.

W badaniach zostały wykorzystane również dane zebrane we wcześniej prowadzonych przez autora projektach badawczo-rozwojowych:

1. Projekt NCBiR nr 18242 realizowany w latach 2012-2014 w programie Innotech II, ścieżka Hi-tech: Opracowanie i badanie modeli oraz metod implementacja inteligentnych systemów monitorowania liczników gazu
2. Projekt celowy MNiSW: 6 ZR6 2008 C/07122 realizowany w latach 2008-2010: Bezprzewodowa sieć sensorowa dla informatycznego systemu odczytu liczników mediów

W tematyce prowadzonych badań autor opublikował następujące prace naukowe:

1. Łaskarzewski Z., Grochla K., Efektywność schematu komunikacji liczników mediów w procesie zdalnego odczytu obchodzonego, Przegląd Telekomunikacyjny - wiadomości telekomunikacyjne rocznik 2024 – zeszyt 4, 2024.
2. Grochla K., Strzoda A., Marjasz R., Głomb P., Książek K., Łaskarzewski Z., Energy-Aware Algorithm for Assignment of Relays in LP WAN, ACM Trans. Sen. Netw. 18 (4), 2022.
3. Strzoda A., Grochla K., Frankiewicz A., Łaskarzewski Z., Measurements and Analysis of Large Scale LoRa Network Efficiency, in: 2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), 2022, pp. 818–823.
4. Kozielski M., Henzel J., Wróbel Ł., Łaskarzewski Z., Sikora M.: A Sensor Data-Driven Decision Support System for Liquefied Petroleum Gas Suppliers. Applied Sciences. 2021; 11(8):3474.
5. Frankiewicz A., Glos A., Grochla K., Łaskarzewski Z., Miszczak J., Potys K., Sadowski P., Strzoda A.: LP WAN Gateway Location Selection Using Modified K Dominating Set Algorithm. MASCOTS 2020. Lecture Notes in Computer Science, vol 12527. Springer, Cham.
6. Marjasz R., Grochla K., Strzoda A., and Łaskarzewski Z., Simulation Analysis of Packet Delivery Probability in LoRa Networks., Communications in Computer and Information Science, vol. 1039: Springer, Cham, 2019.
7. Kozielski M., Łaskarzewski Z., Matching a Model to a User - Application of Meta-Learning to LPG Consumption Prediction. In: Xhafa F., Barolli L., Greguš M. (eds) Advances in Intelligent Networking and Collaborative Systems. INCoS 2018. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 23. Springer, Cham.
8. Łaskarzewski Z., SMART-GAS, standard komunikacji z rejestratorami gazomierzowymi i gazomierzami inteligentnymi – funkcjonalność i przykłady implementacji, IX Sympozjum Top-Gaz Rogów, Bronisławów 2017.
9. Domino K., Głomb P., Łaskarzewski Z., Classification of LPG clients using the Hurst exponent and the correlation coefficient, Theoretical and Applied Informatics, vol. 27, issue 1, pp. 13–24, 2015.
10. Łaskarzewski Z., Brachman A., Measurement based model of wireless propagation for short range transmission. Sixth International Working Conference on Performance Modeling and Evaluation of Heterogeneous Networks HET-NETs 2010, 14-16 stycznia 2010, Zakopane, Poland, materiały konferencyjne.
11. Brachman A., Łaskarzewski Z., Chróst Ł., Analysis of transmission errors in 869.4-869.65 MHz frequency band. Sixth International Working Conference on Performance Modeling and Evaluation of Heterogeneous Networks HET-NETs 2010, 14-16 stycznia 2010, Zakopane, Poland, materiały konferencyjne.
12. Łaskarzewski Z., Application of wireless sensor networks to geological threats monitoring. Geology & Information Technology, Wydawnictwo Pracowni Komputerowej Jacka Skalmierskiego, Gliwice 2009, s. 41-50.
13. Łaskarzewski Z., Protokoły trasowania dla bezprzewodowych sieci sensorowych z ujściem. Rozdział w monografii Współczesne aspekty sieci komputerowych, WKŁ, Warszawa 2008.

14. Chróst Ł., Łaskarzewski Z., Zarządzanie energią w bezprzewodowych sieciach sensorowych. Rozdział w monografii Sieci komputerowe. Nowe technologie, WKŁ, Warszawa 2007.
15. Łaskarzewski Z., Protokoły dostępu do łącza w bezprzewodowych sieciach sensorowych. Rozdział w monografii Nowe technologie sieci komputerowych, WKŁ, Warszawa 2006.
16. Łaskarzewski Z., Szyfrowanie i uwierzytelnianie transmisji w radiowej sieci telemetrycznej. Rozdział w monografii Wysoko wydajne sieci komputerowe: Zastosowanie i bezpieczeństwo, WKŁ, Warszawa 2005.

W tematyce prowadzonych badań autor jest współautorem zgłoszenia patentowego:

1. Grochla K., Frankiewicz A., Łaskarzewski Z., A method of transmitting data, a relay and end-device, AIUT Sp. z o.o. / IITiS PAN, 2022, nr EP4312388A1, status: Pending.

1.5 Zawartość pracy

Niniejsze wprowadzenie obejmujące przedstawiające tło i kontekst prac, wskazujące cel i tezę rozprawy, omawiające metodologię badawczą oraz oryginalny wkład autora w rozwój stanu wiedzy wraz ze wskazaniem projektów i publikacji w tematyce prowadzonych badań stanowi rozdział 1 rozprawy. Wstęp prezentuje również zawartość rozprawy.

Realizacja prac została rozpoczęta od studiów literaturowych, których wynik został przedstawiony w rozdziale 2. Autor zapoznał się i opisał tematykę wprowadzającą w aspekty fizyczne fal radiowych, które obejmowały kwestie pasm częstotliwości, ograniczeń wynikających z regulacji komunikacji bezprzewodowej, a także propagacji fal radiowych, mechanizmów wyznaczania mocy odbieranego sygnału oraz innych czynników które wpływają na efektywność i energooszczędność komunikacji bezprzewodowej. Opisane także zostały wybrane znane modele propagacji fal radiowych, zarówno deterministyczne jak i bazujące na danych empirycznych. W celu kompleksowej analizy zagadnień dotyczących energooszczędności sieci urządzeń IoT przedstawiona została ich budowa, omówione zostały komponenty oraz zasady projektowania elektroniki, ze szczególnym uwzględnieniem ich energooszczędności. Opisany został również obecny stan wiedzy i rozwoju dziedziny energooszczędnej komunikacji. Przedstawione zostały znane protokoły koncentrujące swoją uwagę na efektywności energetycznej, zarówno rezerwacyjne, jak i rywalizacyjne. Omówiono także mechanizmy wykorzystywane w różnych protokołach, które wspierają oszczędność energii, w tym obecny stan wiedzy w zakresie ramek wybudzających i nasłuchu próbkowanego, na których bazuje rozwiązanie proponowane w dalszej części pracy.

Analiza modeli propagacyjnych, a także aspektów komunikacji radiowej pozwoliła na przygotowanie oraz realizację badań eksperymentalnych obejmujących wykonanie pomiarów mocy sygnału pomiędzy urządzeniami końcowymi a koncentratorami umieszczonymi na dachach budynków, czego opis i analiza wyników stanowi zawartość rozdziału 3. Zebrane w ciągu 15 dni pomiary pozwoliły na ocenę zależności mocy sygnału w funkcji odległości, określenie charakterystyki błędów bitowych występujących w komunikacji, a także analizę zmienności mocy sygnału będącej efektem zanikania sygnału. Badania te wykazały szkodliwość występowania długich ciągów bitów o tej samej wartości, a także duży poziom strat pakietów. Pomiary pozwoliły na analizę zmienności mocy odbieranego sygnału, a wykorzystanie metod analizy statystycznej pozwoliło na weryfikację charakterystyki zmian mocy sygnału oraz określenie parametrów rozkładu gęstości prawdopodobieństwa. Zidentyfikowane zostały dwie składowe zmienności mocy sygnału: zanikanie wolno- i szybkozmienne, do których dopasowane zostały rozkłady

odpowiednio normalny oraz Rice'a. W rozdziale przedstawione zostały także prace związane z uruchomieniem symulacji propagacji fal radiowych, które obejmowały przygotowanie i przetwarzanie danych oraz uruchamianie modeli w wybranym narzędziu. Wyniki symulacji porównane zostały z danymi pomiarowymi oraz przeprowadzono analizę użyteczności symulacji poprzez określenie poprawności istnienia lub braku zasięgu pomiędzy urządzeniami.

Rezultatem prac badawczych jest propozycja nowego protokołu komunikacyjnego BX-MAC, którego projekt został przedstawiony w rozdziale 4. Omówione zostały mechanizmy wykorzystywane przez protokół, w szczególności nasłuch próbkowany oraz sposób transmisji ramki wybudzającej, które mają główny wpływ na energooszczędność rozwiązania. Przedstawione zostały rozwiązania referencyjne oraz przewagi nowego rozwiązania nad rozwiązaniami dotychczasowymi. Opisano zasady doboru parametrów protokołu oraz oszacowano zużycie energii dla urządzeń działających w roli węzła końcowego w sieci w topologii gwiazdy oraz w roli retransmitera.

Prace badawcze opisane w rozdziale 5 związane są z wykorzystaniem protokołu BX-MAC w urządzeniu inteligentnego gazomierza. Opisane prace obejmują analizę trybów pracy modułu radiowego oraz analizę efektywności ich wykorzystania pod kątem energooszczędności w zależności od parametrów pracy, a także sposób obsługi modułu radiowego w kontekście rywalizacji o czas przetwarzania mikrokontrolera z inną wysokopriorytetową funkcją urządzenia. Na protokole BX-MAC oparty został schemat komunikacji w ramach systemu zdalnego odczytu liczników mediów. Schemat ten obejmuje wybudzającą komunikację rozgłoszeniową oraz akwizycję danych pomiarowych. Omówiona została efektywność energetyczna oraz czas realizacji procesu odczytu obchodzonego, a parametry te zostały odniesione do istniejących rozwiązań.

Rozprawę kończy podsumowanie stanowiące rozdział 6, które przedstawia syntetyczne wnioski, najważniejsze osiągnięcia stanowiące wkład do rozwoju nauki oraz zastosowania praktyczne wypracowanych rozwiązań.

2 Przegląd stanu wiedzy

2.1 Aspekty fizyczne fal radiowych

W bezprzewodowych systemach komunikacyjnych podstawowym sposobem przesyłania informacji są fale elektromagnetyczne, w szczególności fale radiowe (ang. *radio frequency*), obok m.in. fal świetlnych czy akustycznych). Właściwości fizyczne fal radiowych takie jak długość fali, polaryzacja, moc sygnału, a także modulacja, szybkość transmisji, kodowanie mają ogromny wpływ na sposób rozchodzenia się sygnału w przestrzeni. Rozumienie mechanizmów propagacji fal radiowych jest kluczowe dla projektowania systemów opartych o komunikację radiową, szczególnie w złożonych środowiskach, takich jak obszary o różnym poziomie zurbanizowania. Tłumienność toru transmisyjnego (ang. *path loss*) oraz jego zmienność determinuje wymaganą moc nadajnika, czułość odbiornika oraz strategię zarządzania transmisją i nasłuchem. W niniejszym podrozdziale przedstawione i omówione zostały aspekty fizyczne oraz mechanizmy propagacji fal radiowych, które mają znaczenie dla LPWAN.

2.1.1 Transmisja radiowa i pasma częstotliwości

Urządzenia IoT działające w ramach LPWAN komunikują się przy użyciu technologii bezprzewodowych wykorzystujących różne pasma częstotliwości (ang. *frequency band*). Pasma częstotliwości radiowej jest określeniem początkowej i końcowej częstotliwości przedziału częstotliwości, który jest przypisany do realizacji określonych rodzajów transmisji sygnałów bezprzewodowych [23]. Pasma może być licencjonowane (wymaga opłat i jest wolne od ruchu z innych urządzeń) albo nielicencjonowane ISM (ang. *Industrial, Scientific, and Medical*) [24], które są dostępne globalnie lub regionalnie bez konieczności uzyskiwania indywidualnych zezwoleń [25]. Pierwotnie częstotliwości ISM były przeznaczone do zastosowań przemysłowych, medycznych i naukowych. Obecnie intensywnie wykorzystuje się je w telekomunikacji bezprzewodowej, w tym w systemach IoT, z uwagi na brak konieczności uzyskiwania indywidualnych zezwoleń na użytkowanie. Do najważniejszych pasm ISM w zastosowaniu w IoT należą: 169 MHz, 433 MHz, 868 MHz, 915 MHz, 2,4 GHz i 5 GHz, z czego w sieciach LPWAN najbardziej istotne są pasma poniżej 1 GHz, określane w literaturze jako sub-GHz. Wśród technologii wykorzystujących pasma ISM są WM-Bus oraz LoRaWAN, na których skoncentrowane są badania opisane w niniejszej pracy.

Zaletą stosowania pasm ISM jest przede wszystkim brak kosztów licencyjnych, dzięki czemu urządzenia mogą działać bez opłat za dostęp do pasma, co znacząco obniża koszty wdrożenia systemów IoT. Dodatkowym atutem jest częściowa dostępność globalna, ponieważ niektóre z tych pasm, takie jak 2,4 GHz, są używane na całym świecie, co upraszcza proces projektowania urządzeń i umożliwia ich uniwersalne zastosowanie. Istotnym czynnikiem jest także łatwa integracja, ponieważ większość popularnych modułów radiowych oraz układów SoC obsługuje pasma ISM, co przyspiesza implementację rozwiązań w systemach IoT.

Mimo licznych zalet, korzystanie z pasm ISM wiąże się z pewnymi ograniczeniami i wyzwaniem. Jednym z głównych problemów jest wysoka interferencja i zatłoczenie tych pasm, ponieważ są one powszechnie wykorzystywane przez różne technologie. Przykładowo, pasmo 2,4 GHz współdzielone jest przez Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, a nawet kuchenki mikrofalowe czy urządzenia medyczne. Skutkiem tego mogą występować opóźnienia transmisji i błędy w komunikacji, co negatywnie wpływa na niezawodność systemów IoT. Kolejną istotną kwestią są ograniczenia regulacyjne. Przepisy wprowadzają limity mocy nadawczej, np. w Unii Europejskiej

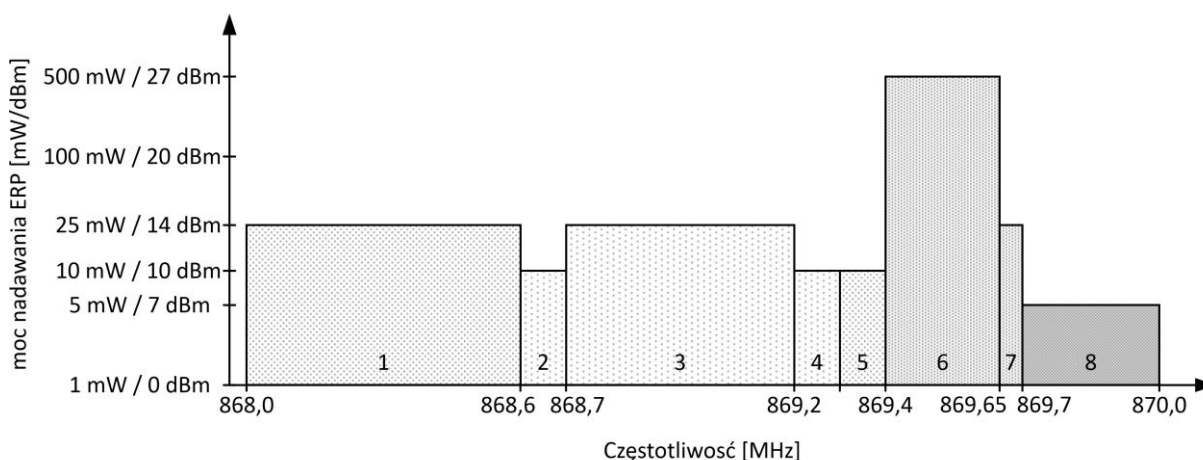
maksymalnie 25 mW ERP dla 868 MHz i 100 mW dla 2,4 GHz [2]. Dodatkowo obowiązuje ograniczenie wypełnienia czasu nadawania (ang. *duty cycle*), które jest zależne od wykorzystywanego pasma. Przykładowo w wybranych podzakresach 868 MHz wartość *duty cycle* wynosi 1%, co w praktyce oznacza możliwość transmisji przez jedynie 36 sekund w ciągu godziny [2]. W niektórych regionach wymagane jest również stosowanie mechanizmów nasłuchu przed nadawaniem (ang. *Listen Before Talk, LBT*), określonych w normie ETSI EN 300 220 [25].

Stosowanie pasm ISM wiąże się także z brakiem gwarancji jakości usług (QoS). Dla pasm nielicencjonowanych operatorzy nie mają możliwości rezerwacji pasma dla konkretnej aplikacji, co powoduje brak umów SLA (Service Level Agreement) i nieprzewidywalność działania w środowiskach o dużym zagęszczeniu urządzeń. Dodatkowo wyższe częstotliwości, takie jak 2,4 GHz czy 5 GHz, są bardziej podatne na tłumienie sygnału przez przeszkody, m.in. elementy konstrukcyjne budynków. Dlatego w rozległych sieciach IoT, np. LoRaWAN czy Sigfox, częściej stosuje się pasma niższych częstotliwości (433/868/915 MHz), co przekłada się na mniejszą tłumienność, co przekłada się na lepszy zasięg komunikacji.

Prawo telekomunikacyjne wymaga przeprowadzania badań radiowych lub certyfikacji urządzeń i ich zgodności z obowiązującymi normami, np. Radio Equipment Directive (2014/53/EU) [26] w Europie czy FCC (Equipment Authorization – RF Device) [27] w USA. Brak spełnienia wymagań prawnych może skutkować zakazem sprzedaży urządzenia na danym rynku lub wysokimi karami finansowymi (Prawo komunikacji elektronicznej [28]).

Zakres 433,050-434,790 MHz zawiera się pośrodku pasma radia amatorskiego i jest często używany przez różnorodne urządzenia automatyki domowej jak np. piloty radiowe do bram. W tym zakresie działają się nadajniki telemetryczne, systemy komunikacji głosowej, walkie-talkie krótkiego zasięgu, systemy zdalnego dostępu (np. centralne blokowanie zamków i zapłonu w pojazdach) i wiele innych. Szerokie wykorzystanie tego pasma powoduje, że często występują interferencje pomiędzy urządzeniami.

Zakres 868-870 MHz został przekazany w Europie w roku 1997 do wykorzystywania przez urządzenia SRD (ang. *Short Range Devices*) – urządzenia krótkiego zasięgu. Pasma to zostało podzielone na 8 części, o różnej maksymalnej mocy nadawania i zastosowaniach (rys. 2.1) [29, 30].



Rys. 2.1 Podział pasma 868–870 MHz

Tabela 2.1 Pasma 868–870 MHz

Podzakres (MHz)	Moc	Zastosowanie	Szerokości kanałów	Wykorzystanie
1 (868,00–868,60)	25 mW	ogólnodostępny	cały podzakres	< 1%
2 (868,60–868,70)	10 mW	alarmowe	25 kHz	< 0,1%
3 (868,70–869,20)	25 mW	dostępne	cały podzakres	< 0,1%
4 (869,20–869,30)	10 mW	alarmowe	25 kHz	< 0,1%
5 (869,30–869,40)	10 mW	alarmowe	25 kHz	< 1%
6 (869,40–869,65)	500 mW	dostępne	25 kHz	< 10%
7 (869,65–869,70)	25 mW	alarmowe	25 kHz	< 10%
8 (869,70–870,00)	5 mW	dostępne	cały podzakres	< 100%

Należy mieć na uwadze, że podane w tabeli 2.1 podzakresy są najbardziej popularne, jednak mogą się one pokrywać z innymi definicjami podzakresów, w których jest inna dopuszczalna moc, stopień wykorzystania łącza (m.in. podzakres 869,70–870,00 z mocą 25 mW, ale maksymalnym wykorzystaniem łącza do 10%) lub konieczność stosowania dodatkowych mechanizmów: LBT i AFA (ang. *Adaptive Frequency Agility*) [31], co pozwala uniknąć ograniczeń wypełnienia.

Pasmo 915 MHz (902–928 MHz) nie jest dostępne dla urządzeń ISM w Europie; jest stosowane w USA i w Australii. W Stanach Zjednoczonych typowa moc urządzeń pracujących w pasmie częstotliwości 915 MHz wynosi 200 mW. Natomiast maksymalna dopuszczalna moc dla pasm 915 MHz i 2,4 GHz jest taka sama i wynosi 1 W.

Pasmo 2,400–2,4835 GHz obejmuje częstotliwości, dla których przeszkody, np. budynki powodują silne odbicia i tłumienia propagowanych fal. Zakres tych częstotliwości jest wykorzystywany w telemetrii oraz bezprzewodowych sieciach komputerowych. W paśmie ISM 2,4 GHz obowiązuje transmisja z widmem rozproszonym. W Polsce bez pozwoleń i opłat można korzystać z urządzeń o mocy nadawczej wynoszącej maksymalnie 100 mW. Dla standardu ZigBee pasmo dzieli się na 16 kanałów o szerokości 2 MHz w odstępach co 5 MHz [32, 33]. W sieciach Wi-Fi zdefiniowanych zostało 14 kanałów o szerokości 22 MHz w odstępach co 5 MHz [34], przez co zachodzą na siebie. Powszechność urządzeń komunikujących się w paśmie 2,4 GHz powoduje, że zajętość tego pasma jest duża.

Pasmo 5,725–5,875 GHz początkowo było wykorzystywane przez czujniki ruchu, w szczególności stosowane przed automatycznie otwieranymi drzwiami, jak również w zastosowaniach domowych jak automatyczne spłukiwanie toalet. Obecnie wykorzystywane jest także przez łączność Wi-Fi 5 GHz.

2.1.2 Propagacja fal radiowych

Propagacją fal radiowych nazywamy zjawisko rozchodzenie się fal radiowych w przestrzeni wraz z czynnikami wpływającymi na nie, takimi jak odbicia, dyfrakcja czy rozpraszanie [23]. Sposób rozchodzenia się fal zależy od ich wielu czynników, w tym częstotliwości. Ze względu na właściwości fal i ich sposób propagacji, widmo fal elektromagnetycznych dzielimy na zakresy przedstawione w tabeli 2.2 [1]:

Tabela 2.2 Klasyfikacja zakresów fal radiowych

Nazwa zakresu	Długość fal	Częstotliwość
fale bardzo długie	> 20 km	< 15 kHz
fale długie	20–3 km	15–100 kHz
fale średnie	3000–200 m	100–1500 kHz
fale pośrednie	200–100 m	1,5–3 MHz
fale krótkie	100–10 m	3–30 MHz
fale ultrakrótkie	10–1 m	30–300 MHz
mikrofale	< 1 m	> 300 MHz

W dalszej części skupiono się przede wszystkim na zakresie mikrofalowym.

Mikrofale rozchodzą się głównie jako fala przyziemna bezpośrednia i odbita. Wpływ na propagację ma także refrakcja i rozpraszanie fal w troposferze oraz dyfrakcja na przeszkodach sztucznych i naturalnych. Zarówno nierówności powierzchni (wzgórza, wąwozy, zabudowania), jak i niejednorodności gruntu (lasy, jeziora) wywierają duży wpływ na rozprzestrzenianie się tych fal.

Fizycznie zasięg mikrofali jest w zasadzie ograniczony do zasięgu horyzontalnego. Oznacza to, że dla uzyskania łączności naziemnej dalekiego zasięgu anteny nadawcza i odbiorcza powinny znajdować się w bezpośredniej widoczności (ang. *Line of Sight, LoS*). Dla średnich odległości komunikacja możliwa jest także z wykorzystaniem fali odbitej. Mikrofały są bardzo podatne na zakłócenia wynikające z obecności przeszkód, dlatego w przypadku przenikania fali przez przeszkody (np. ściany) moc sygnału istotnie się zmniejsza co przekłada się na ograniczony zasięg komunikacji bezprzewodowej.

Tłumienność kanału transmisyjnego zależy od parametrów zastosowanych anten, własności fizycznych ośrodka, w którym odbywa się propagacja fal radiowych, własności układów elektronicznych nadajnika i odbiornika [23, 35]. Poniżej omówiono podstawowe zależności propagacyjne w oparciu o przypadek idealny – propagację sygnału w wolnej przestrzeni, a także podstawowe prawa rządzące zjawiskiem propagacji fal mikrofalowych.

2.1.3 Propagacja w wolnej przestrzeni

Podstawowym modelem pozwalającym oszacować moc sygnału odebranego jest propagacja w wolnej przestrzeni [1,4,6], która zakłada, że:

- między nadajnikiem a odbiornikiem nie występują przeszkody,
- do odbiornika nie dochodzą fale odbite,
- model nie uwzględnia wpływu zakłóceń zewnętrznych,
- antena nadawcza jest izotropowa i emituje moc p_r [W] w wolną przestrzeń jednakowo we wszystkich kierunkach (fala kulista).

Moc na antenie odbiorczej do dopasowanego obciążenia określa wzór Friis'a [35]:

$$p_r = p_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2}, \quad (2.1)$$

gdzie:

- p_r – moc odbierana
- p_t – moc nadajnika
- G_t – zysk anteny odbiorczej
- G_r – zysk anteny nadawczej
- $\lambda = c / f$ – długość fali transmitowanego sygnału, c – prędkość światła, f – częstotliwość sygnału
- d – odległość między nadajnikiem a odbiornikiem.

Tłumienie wolnej przestrzeni jest definiowane jako strata sygnału na skutek sferycznego rozpraszania fal radiowych w przestrzeni. Wzór Friis'a uwzględniający tłumienie poprzez współczynnik osłabienia W wygląda następująco:

$$p_r = p_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} |W|^2 \quad (2.2)$$

Współczynnik osłabienia jest funkcją odległości i może zmieniać się w czasie, wzór można przedstawić w dogodnej do obliczeń postaci logarytmicznej:

$$P_r [\text{dBm}] = P_t [\text{dBm}] + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (2.3)$$

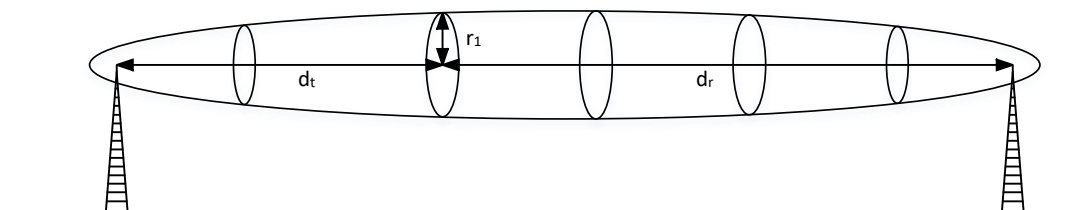
Wielkość $20 \log (\lambda / 4\pi d)$ określa rozpraszanie energii przy propagacji fali w swobodnej przestrzeni między antenami izotropowymi i nosi nazwę tłumienia w wolnej przestrzeni.

Współczynnik propagacji określa jak zmienia się rozchodzenie fal radiowych przechodzących przez różne środowiska. Współczynnik propagacji nie jest jednakowy na całym dystansie i może przyjmować wartości: dla wolnej przestrzeni 20 dB/dec, otwarty teren np. wiejski 25 dB/dec, teren podmiejski 30 dB/dec, teren miasta 40 dB/dec i centrum miasta większe od 40 dB/dec.

$$L[\text{dB}] = 133,4 + 25,8 \log (d[\text{km}]) \quad (2.4)$$

2.1.4 Strefy Fresnela

Przestrzeń aktywnie uczestnicząca w przenoszeniu energii sygnału radiowego określana jest strefami Fresnela [35]. Przestrzeń ta jest wydłużoną pomiędzy antenami elipsoidą, natomiast w przekroju poprzecznym jest kołem. Promień tego koła jest największy w połowie odległości między antenami. Największe znaczenie ma pierwsza strefa Fresnela (największa z rodziny elipsoid), w której przenoszona jest duża część energii sygnału radiowego.



Rys. 2.2 Pierwsza strefa Fresnela między nadajnikiem i odbiornikiem

Na propagację fal mają wpływ przeszkody znajdujące się w obszarze pierwszej strefy Fresnela. Przestrzennie strefy Fresnela mają postać elipsoid obrotowych, których ogniska stanowią punkty umieszczenia anten [36]. Promień n-tej strefy Fresnela wynosi:

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_t d_r}{d_t + d_r}} \text{ [m]} \quad (2.5)$$

Największa wartość promienia osiągana jest w połowie odległości pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, gdy $d_t = d_r = d/2$. Promień pierwszej strefy Fresnela wynosi wówczas:

$$r_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d} = 8,66 \sqrt{\frac{d \text{ [m]}}{f \text{ [MHz]}}} \text{ [m]} \quad (2.6)$$

W praktyce zapewnienie czystości 60% I strefy Fresnela gwarantuje minimalne straty mocy. Obiekty (wzgórza, drzewa, budynki itp.) znajdujące się w pierwszej strefie Fresnela mają duży wpływ na propagację fali: im jest ich więcej i im są większe, tym gorsze warunki przesyłu sygnału. Następne (druga i kolejne) strefy Fresnela układają się koncentrycznie wokół pierwszej strefy i mają mniejsze znaczenie.

2.1.5 Mechanizmy propagacji sygnału

Sygnał musi przechodzić przez różnego rodzaju przeszkody np. konstrukcje stalowe, zbiorniki, budynki, drzewa, co powoduje pochłanianie części jego energii. W takich środowiskach wydajność urządzeń radiowych uzależniona jest od zdolności sygnału radiowego do:

- odbijania się od przeszkód,
- uginania się na przeszkodach,
- przenikania przez przeszkody,
- rozpraszania sygnału.

Odbicia

Fale radiowe mogą również ulegać odbiciu od przeszkód o dużej gęstości, takich jak np. metalowe ściany czy zbiorniki. Bardzo często sygnał radiowy zanim dotrze do odbiornika ulega wielokrotnemu odbiciu. Gdy sygnał ulega odbiciu część jego energii jest pochłaniana przez przeszkodę, zmniejszając moc sygnału odbitego. Tłumienie to rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości, czyli sygnały odbite o wyższych częstotliwościach są słabsze. Dlatego w obszarach, w których na drodze fal radiowych jest wiele przeszkód, następuje wiele odbić, sygnał zanika znacznie szybciej.

Uginanie się na przeszkodach

Fale radiowe mogą ulegać rozszczepieniu lub ugięciu, gdy napotykają na krawędź przeszkody. Dla fal o niższej częstotliwości kąt ugięcia jest większy, tym samym zdolność „omijania” przeszkody również wzrasta. Dzięki temu zjawisku sygnał radiowy o niższej częstotliwości jest blokowany przez przeszkodę w mniejszym stopniu niż sygnał o wyższej częstotliwości.

Przenikanie przez przeszkody

Przy przenikaniu przez przeszkody moc fali radiowej ulega zmniejszeniu. Im większa częstotliwość radiowa tym większe tłumienie i szybszy zanik sygnału. W tabeli 2.3 przedstawione zostały tłumienności (ang. *attenuation*) popularnych materiałów budowlanych [37, 38]. Wartości te mogą być wykorzystane dla szacowania tłumienności toru transmisyjnego.

Tabela 2.3 Tłumienności różnych materiałów, dla częstotliwości 900 MHz

Materiał	Tłumienie [dB]
Szkło, 6 mm	0,8
Szkło, 13 mm	2
Drewno, 76 mm	2,8
Cegła, 89 mm	3,5
Cegła, 178 mm	5
Cegła, 267 mm	7
Beton, 102 mm	12
Beton, 203 mm	23
Beton, 305 mm	35
Kamień, 203 mm	12
Kamień, 406 mm	17
Kamień, 610 mm	28
Beton zbrojony, 203 mm	27

Rozpraszanie

Obiekty takie jak drzewa powodują rozpraszanie sygnału. Zjawisko to powoduje szybkie i bardzo losowe osłabianie sygnału i dlatego jest bardzo trudne do przewidzenia. W tym samym miejscu wartość sygnału może się różnić o +/- 9 dB w zależności od pory roku i siły wiatru, który powoduje zmianę położenia liści i gałęzi. Podatność na zakłócenia pochodzące od drzew jest tym większa, im wyższa częstotliwość.

2.1.6 Kryterium Rayleigha

Fala radiowa padająca na powierzchnię ulega odbiciu lub rozproszeniu. Decyduje o tym gładkość powierzchni. Niewielkie nierówności nie zakłócają odbicia, a rozstrzygnięcie jak duże nierówności mają wpływ dokonywane jest za pomocą kryterium Rayleigha [39]. Określa ono maksymalną wysokość h nierówności powierzchni, przy której powierzchnię odbijającą możemy uznać za gładką. Zależy ona od długości fali i kąta padania γ :

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin(\gamma)} \quad (2.7)$$

2.1.7 Wpływ wielodrogowości na propagację sygnału

W praktycznych zastosowaniach bezpośrednia „widzialność” między nadajnikiem a odbiornikiem zdarza się rzadko, szczególnie w środowisku miejskim. Brak LoS (no LoS – NLoS) oznacza, że sygnał dociera poprzez odbicie (często wielokrotne), zagięcie, rozproszenie i dociera do odbiorcy po wielu ścieżkach (ang. *multipath propagation*) [40] generując zjawisko zanikania wielodrogowego (ang. *multipath fading*).

Fale przychodzące z poszczególnych ścieżek dodają się wektorowo w antenie odbiorczej. Interferencja negatywna może powodować zaniki sygnału i spadek mocy nawet o 30-40 dB w porównaniu do mocy sygnału dla LoS. Jeżeli nadajnik i odbiornik są nieruchome, to poziom sygnału jest stały w funkcji czasu za wyjątkiem fluktuacji wywołanych przez atmosferę oraz efektów wynikających ze zmiany otoczenia, czyli np. poruszających się ludzi czy pojazdów.

Interferencja fal może powodować zmniejszanie mocy sygnału, gdy różnica fazowa dwóch fal dochodzących do obserwatora jest zbliżona do połowy okresu fali, wtedy fale (pierwotna i odbita lub dwie odbite) interferują w przeciwfazach, a ich amplitudy wzajemnie się znoszą (punkt maksymalnego wygaszenia, w szczególności punkt ciszy). W punktach, w których obie fale interferują w fazach zgodnych, ich amplitudy zostają dodane (punkt maksymalnego wzmocnienia). W pozostałych punktach wysokość amplitudy jest wypadkową obu amplitud składowych i przyjmuje wartości pośrednie.

Komunikacja na obszarze leśnym powoduje dodatkowe 1,5–2-krotne zmniejszenie zasięgu. Jeżeli odległości między drzewami są rzędu długości fali, to na skutek interferencji fal z wielokrotnych odbić obserwuje się znaczne zmiany natężenia pola przy przejściu z jednego miejsca do drugiego, przy czym przy polaryzacji pionowej wpływ drzew jest większy [41].

Trudno jest osiągnąć małą tłumienność w obszarze zabudowanym. W takim otoczeniu zwykle nie występuje fala bezpośrednia, a fale docierające do anteny są wynikiem odbić, rozproszenia i dyfrakcji. Wewnątrz pomieszczeń wytwarza się fala stojąca, co powoduje zaniki w pewnych punktach [42]. Niektóre konstrukcje budynku, takie jak korytarze czy szachty, sprzyjają lepszemu rozchodzeniu się fal radiowych [43].

2.1.8 Zmienność mocy odbieranego sygnału

W komunikacji bezprzewodowej obserwowana jest zmienność mocy odbieranego sygnału. Powodami zmienności mogą być:

- poruszanie się nadajnika lub odbiornika
- zmiany warunków środowiskowych – wilgotność, temperatura, opady
- zmienność otoczenia – przestanianie (pory roku – listowie), obiekty pojawiające się np. w cyklu dziennym
- zmienność wynikająca z odbić od ludzi, pojazdów i przedmiotów na drodze propagacji sygnału

Ww. czynniki powodują, że zmieniają się ścieżki propagacji sygnału, co skutkuje innym wynikiem ich interferencji i czasową zmianą tłumienności toru transmisyjnego, zanikaniem (ang. *fading*) [23]. Zanikanie może być wolnozmienne (ang. *slow fading*) bądź szybkozmienne (ang. *fast fading*).

Wolnozmienne zanikanie ma miejsce także w przypadku bezruchu komunikujących się urządzeń – może być efektem zmienności otoczenia (tymczasowo pojawiający się obiekt

przeszkody lub odbicia), warunków środowiskowych. Zmiany te modelowane są na podstawie wiedzy o nich lub statystycznie za pomocą rozkładu logarytmiczno-normalnego (dla mocy sygnału w skali liniowej, w watach), co oznacza rozkład normalny w skali logarytmicznej (dla mocy odbieranego sygnału w dBm, dla tłumienności toru transmisyjnego w dB). Zanikanie wolnozmienne nazywane jest również zacienianiem (ang. *shadowing*).

Szybkozmienne zanikanie wynika z chwilowych zmian w otoczeniu transmisji: zmienności położenia obiektów, ludzi, poruszanie się roślin na wietrze, kołysanie masztu z koncentratorem. Zanikanie szybkozmienne modelowane jest jako zanikanie Rice'a (ang. *Rician fading*) lub zanikanie Rayleigh'a (ang. *Rayleigh fading*). Zanikanie Rice'a wykorzystywane jest do modelowania scenariusza ze ścieżką dominującą (często LoS). Zanikanie Rayleigh'a wykorzystywane jest, gdy nie ma dominującej ścieżki transmisji, szczególnie w pomieszczeniach.

Charakterystyka zanikania Rayleigh'a [23, 44, 45] wyrażona jest wzorem na amplitudę obwiedni sygnału

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, x \geq 0, \quad (2.8)$$

gdzie:

- σ^2 – wariancja rozkładów składowych.

Przekształcenie wzoru $p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, x \geq 0$, (2.8 pozwala na określenie rozkładu mocy sygnału dla zanikania Rayleigh'a [44]:

$$p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{P_r} e^{-\frac{x^2}{P_r}}, x \geq 0, \quad (2.9)$$

gdzie:

- $2\sigma^2 = \overline{P_r}$ – średnia moc odbieranego sygnału w jednostce liniowej (W).

Charakterystyka zanikania Rice'a [23, 44, 45] wyrażona jest wzorem na amplitudę obwiedni sygnału

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right), A \geq 0, x \geq 0, \quad (2.10)$$

gdzie:

- σ^2 – wariancja rozkładów składowych.
- A – wielkość amplitudy sygnału dominującego (najczęściej LoS)
- I_0 – zmodyfikowana funkcja Bessela pierwszego rodzaju rzędu 0

Rozkład Rice'a często wyrażany jest poprzez parametr K , który jest definiowany poprzez iloraz mocy sygnału dominującego do mocy sygnału wynikającej z sygnałów odbitych. Wartość ta jest definiowana jako:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{LoS}}{P_{NLoS}}, \quad K[dB] = P_{LoS}[dB] - P_{NLoS}[dB], \quad (2.11)$$

gdzie:

- $A^2 = P_{LoS}$ – moc odbieranego sygnału dominującego
- $2\sigma^2 = P_{NLoS}$ – moc sygnałów pobocznych (najczęściej odbitych)

Parametr K przyjmuje wartości zależnie od proporcji mocy sygnału dominującego i odbitego:

- dla $K \rightarrow \infty$, $K[\text{dB}] \rightarrow \infty$ – brak zanikania, dociera wyłącznie sygnał bezpośredni, brak wielodrogowości
- dla wysokich wartości K i $K[\text{dB}]$ – sygnał dociera głównie bezpośrednio
- dla $K = 1$, $K[\text{dB}] = 0$ – moc ścieżki bezpośredniej jest równa mocy składowych rozproszonych
- dla $K \rightarrow 0$, $K[\text{dB}] \rightarrow -\infty$ – brak dominującej ścieżki, wówczas zanikanie Rice’a upraszcza się do zanikania Rayleigh’a

Przekształcenie wzoru $p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right)$, $A \geq 0, x \geq 0$, (2.10 pozwala na określenie rozkładu mocy sygnału dla zanikania Rice’a [44], z wykorzystaniem parametru K określonego we wzorze $K = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{\text{LoS}}}{P_{\text{NLoS}}}$, $K[\text{dB}] = P_{\text{LoS}}[\text{dB}] - P_{\text{NLoS}}[\text{dB}]$, (2.11

$$p(x) = \frac{1+K}{\bar{P}_r} e^{-K - \frac{(1+K)x}{\bar{P}_r}} I_0\left(2\sqrt{K(1+K)} \frac{x}{\bar{P}_r}\right), x \geq 0, \quad (2.12)$$

gdzie:

- K – parametr zdefiniowany wzorem $K = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{\text{LoS}}}{P_{\text{NLoS}}}$, $K[\text{dB}] = P_{\text{LoS}}[\text{dB}] - P_{\text{NLoS}}[\text{dB}]$, (2.11
- $\bar{P}_r$ – średnia moc odbieranego sygnału w jednostce liniowej (W).

Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa pozwalają wyznaczyć wartości w skali liniowej (W); aby uzyskać rozkład w domenie logarytmicznej (dB) wartości należy wykonać przekształcenie:

$$P_{\text{dB}}(x) = 10 \log(P). \quad (2.13)$$

Wartości zanikania wolnozmiennego i szybkozmiennego sumują się do wartości tłumienności toru transmisyjnego [23].

2.2 Modele propagacyjne

Propagacja fal radiowych jest zjawiskiem o dużej złożoności, a odtworzenie procesu wymaga bardzo szczegółowych danych dotyczących otoczenia. W symulacji procesu z wykorzystaniem pewnych uproszczeń pomocne są modele propagacyjne, czyli algorytmy opisujące rozprzestrzenianie się fal radiowych, uwzględniające zachodzące w środowisku zjawiska i przedstawiające je w formie matematycznych zależności i wykresów. Modele te dzielą się na trzy główne rodzaje: empiryczne (czyli statystyczne), deterministyczne oraz złożone, które łączą cechy pierwszych dwóch.

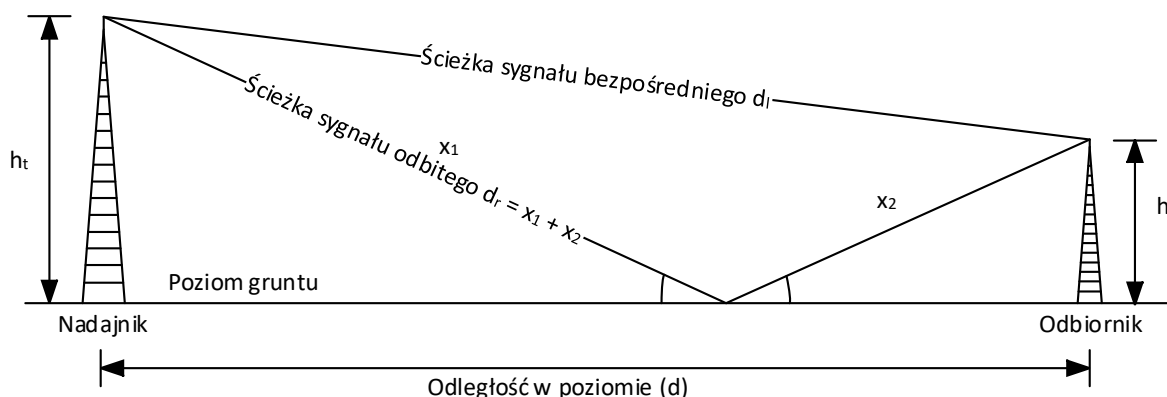
Modele empiryczne tworzone są na podstawie pomiarów i obserwacji przeprowadzonych w różnych warunkach. Dla tego typu modeli dokładność przewidywań zależy od podobieństwa środowiska symulacji do środowiska, w którym przeprowadzono pomiary.

Modele deterministyczne zależą od praw fizyki, dzięki czemu mogą być zastosowane w różnych sytuacjach z większą dokładnością. Stosowanie modeli deterministycznych wymaga znajomości szczegółowych danych dotyczące środowiska, w którym przebiega propagacja. Im lepiej te dane odpowiadają rzeczywistemu środowisku, tym bardziej dokładnie działają modele;

proces ten wymaga także więcej czasu przetwarzania. W tych modelach wykorzystuje się wzory opisujące mechanizmy takie jak odbicia, dyfrakcja, tłumienie, rozpraszanie i przenikanie.

2.2.1 Model Two-Ray Ground

Model Two-Ray Ground [23, 46] jest rozszerzeniem modelu propagacji w wolnej przestrzeni. Zakłada, że antena odbiorcza rejestruje dwa sygnały docierające do odbiornika, dwoma różnymi drogami tj. sygnał bezpośredni i sygnał odbity (rys. 2.3).



Rys. 2.3 Model Two-Ray Ground

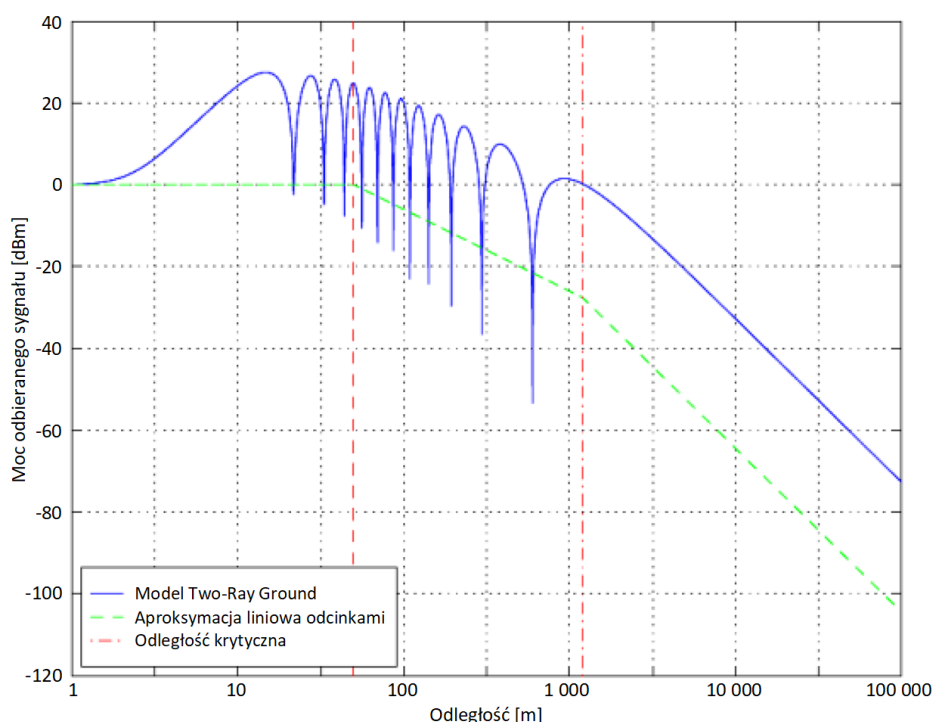
Sygnał odbity dociera do odbiornika później niż bezpośredni, a opóźnienie wynika z różnicy długości ścieżek sygnału odbijanego i bezpośredniego. W odbiorniku sygnał bezpośredni i odbity (o odwróconej fazie) sumuje się – osłabia się, gdy różnica długości ścieżek jest zbliżona do wielokrotności długości fali $i \cdot \lambda$ oraz wzmacnia się, gdy jest zbliżona do połowy odległości pomiędzy wielokrotnościami długości fali $(i + 1/2) \cdot \lambda$. Osłabienie (ale również wzmacnienie) jest tym większe im moc sygnału odbitego jest bardziej zbliżone do bezpośredniego. Sygnał odbity od gruntu ma mniejszą moc, jednak dla dużych odległości (a stąd małego kąta padania i odbicia) sygnał odbity ma moc zbliżoną do sygnału bezpośredniego. Różnica długości ścieżek wynosi:

$$\Delta = d_r - d_l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (2.14)$$

Dla mniejszych odległości d Δ przyjmuje wartości będące wielokrotnością długości fali jak i pomiędzy wielokrotnościami, co objawia się wygaszeniami i wzmacnieniami. Odległość, dla której wartość Δ jest równa $\lambda / 2$, określana jest odległością krytyczną (ang. *breakpoint distance* (*critical distance*)), w której występuje ostatnie wzmacnienie sygnału. Odległość ta wynosi:

$$d_{bp} = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (2.15)$$

Powyżej odległości d_{bp} wartość Δ jest coraz mniejsza, co powoduje coraz mocniejsze wygaszanie. Efekt ten do mocy sygnału odbieranego dodaje czynnik odwrotnie proporcjonalny do kwadratu odległości, co powoduje, że po przekroczeniu odległości krytycznej moc sygnału spada proporcjonalnie do odwrotności czwartej potęgi odległości [47].



Rys. 2.4 Moc sygnału w funkcji odległości w modelu Two-Ray Ground (źródło: [48])

2.2.2 Modele empiryczne dla obszarów zurbanizowanych

Pomiary wykonywane w różnych środowiskach pozwoliły na dopasowanie pewnych formuł i parametrów tych formuł do obserwowanych w pomiarach wartości. Tłumienność toru transmisyjnego to strata mocy sygnału pomiędzy mocą nadawania P_t a mocą odbieraną przez odbiornik P_r i wyraża się wzorem:

$$L [dB] = 10 \log \frac{P_t}{P_r} \quad (2.16)$$

Tłumienność jest zależna od wysokości nadajnika h_t i odbiornika h_r , częstotliwości transmisji f lub długości fali $\lambda = f \cdot c$ oraz odległości pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem d . W dużym stopniu zależy od tego czy urządzenia mają bezpośrednią widoczność i jakie obiekty znajdują się pomiędzy nimi i wokół nich. Obszary zurbanizowane, podmiejskie, wiejskie, ulice mają swoją specyfikę i na podobnych obszarach propagacja fal radiowych przebiega podobnie. Obszary te mają swoją specyfikę zależną np. od kraju, co może wynikać z innej techniki budowlanej. W związku z tym zostały zdefiniowane różne modele propagacji fal radiowych, które sprawdzają się na różnych obszarach.

2.2.2.1 Model logarytmiczny

Model logarytmiczny jest jednym z podstawowych modeli, został przedstawiony w dokumencie [47] i zakłada ogólny wzór tłumienności:

$$L = \alpha + 10 \beta \log_{10}(d) + 10 \gamma \log_{10}(f), \quad (2.17)$$

gdzie parametry α , β i γ są współczynnikami dobieranymi dla różnych warunków otoczenia. Dla funkcji tłumienności toru transmisyjnego w funkcji odległości współczynnik β określa szybkość tłumienia. W tabeli 2.4 przedstawione zostały typowe wartości dla częstotliwości mikrofalowych [23, 47].

Tabela 2.4 Wartość współczynnika β w zależności od otoczenia

Środowisko	β	Spadek mocy sygnału przy podwojeniu odległości
Otwarta przestrzeń	2	6 dB
LoS, obszar zurbanizowany	2,7–3,5	8,1–10,5 dB
NLoS, obszar zurbanizowany	3–5	9–15 dB
LoS, w korytarzu	1,6–1,8	4,8–5,4 dB
NLoS, w budynku	4–6	12–18 dB
NLoS, w fabryce	2–3	6–9 dB

2.2.2.2 Model Okumury-Haty

Modele empiryczne bazują na krzywych propagacji wyznaczonych doświadczalnie w różnych terenach miejskich i podmiejskich, w Japonii. Model Okumury-Haty [49] jest przeznaczony dla obszarów spełniających poniższe warunki:

- zakres częstotliwości: 150–1500 MHz,
- odległość między nadajnikiem a odbiornikiem: 1–20 km,
- wysokość anteny nadajnika: 30–200 m,
- wysokość anteny odbiornika: 1–10 m.

Wyznaczona formuła:

$$L = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(H_b) - a(H_m) + (44,9 - 6,55 \log(H_b)) \log(d), \quad (2.18)$$

gdzie:

- L – tłumienność toru transmisyjnego [dB]
- f – częstotliwość transmisji [MHz]
- H_b – wysokość nadajnika [m]
- H_m – wysokość odbiornika [m]
- d – odległość między nadajnikiem a odbiornikiem [km]
- $a(H_m)$ – współczynnik korekcji wysokości anteny

Wartość $a(H_m)$ określana jest odmiennie w zależności od okoliczności.

Dla niewielkiego miasta:

$$a(H_m) = (1,1 \log(f) - 0,7) H_m - (1,56 \log(f) - 0,8) \quad (2.19)$$

Dla silnie zurbanizowanego obszaru:

$$a(H_m) = 8,29 [\log(1,54 H_m)]^2 - 1,1, \text{ dla } f \leq 200 \text{ MHz} \quad (2.20)$$

$$a(H_m) = 3,2 [\log(11,75 H_m)]^2 - 4,97 \text{ dla } f \geq 400 \text{ MHz} \quad (2.21)$$

Dla obszarów podmiejskich i otwartych przestrzeni wprowadzana jest dodatkowa korekta:

$$L_{suburban} = L_{urban} - 2 \left[\log\left(\frac{f}{28}\right) \right]^2 - 5,4 \quad (2.22)$$

$$L_{open} = L_{urban} - 4,78[\log(f)]^2 + 18,33[\log(f)] - 40,94 \quad (2.23)$$

Przedstawione formuły pokazują, że powyższy model nie jest trywialny i obejmuje wiele wyznaczonych parametrów.

2.2.2.3 Inne modele empiryczne

W literaturze opisywanych jest wiele modeli propagacji fal radiowych, które są dopasowane do określonego rodzaju otoczenia czy parametrów transmisji. Wśród takich modeli można wymienić:

- Walfish-Ikegami – dla obszaru zurbanizowanego, uwzględnia dyfrakcję na krawędziach dachów [50],
- Longley-Rice – dla terenu nieregularnego, obejmującego budynki [51],
- COST 231 – rodzina modeli propagacji, dostosowana do warunków europejskich [52].

2.2.3 Modele deterministyczne

Metody deterministyczne dzielą się na dwie podstawowe: metodę śledzenia promieni (ang. *Ray Tracing*) i metodę wystrzeliwania promieni (ang. *Ray Launching*). W metodzie Ray Tracing [53, 54] uwzględnia się wszystkie promienie, które docierają do punktu odbiorczego różnymi drogami. Analizę wykonuje się w przekrojach lub w trójwymiarowej przestrzeni. Przyjmując odpowiednie warunki graniczne, moc sygnału w odbiorniku można wyznaczyć z wykorzystaniem równań Maxwell'a. Jednak z powodu złożoności obliczeń taka metoda nie jest często stosowana. W praktyce fale odbite, rozproszone i ugięte przybliża się prostymi równaniami geometrycznymi. Błąd tego przybliżenia jest mniejszy, jeśli odległość między odbiornikiem a najbliższą przeszkodą jest większa niż kilka długości fali, a przeszkody są duże i mają gładką powierzchnię.

W modelu Ray Launching [54, 55] tworzone są promienie, które są emitowane ze źródła punktowego. Kąt nachylenia promieni zwiększa się stopniowo o stałą wartość, w przypadku symulacji trójwymiarowej oddzielnie kąt elewacji i azymutu. Propagację każdego promienia śledzi się z osobna. Dla promieni trafiających w przeszkody np. ściany przeliczane są promienie odbite – zmiana kierunku i mocy sygnału. W przypadku gdy promień trafia na krawędź, wyznaczone są promienie dyfrakcyjne i przydzielane są im kąty z odpowiednią stałą zmianą. Gdy kilka promieni przechodzi przez taki sam punkt, następuje sumowanie wartości natężenia pola wszystkich tych promieni.

Modele deterministyczne sprawdzają się w modelowaniu propagacji na obszarach wiejskich, wzdłuż ulic, jeżeli nadajnik i odbiornik są nisko nad ziemią lub wewnątrz budynków, jeżeli dokładnie dobrane zostaną współczynniki tłumienności. Modele statystyczne znajdują zastosowanie przede wszystkim, jeżeli konieczne jest uwzględnienie mobilności odbiorców.

2.3 Konstrukcja urządzeń Internetu Rzeczy

Ograniczenie zużycia energii urządzeń Internetu Rzeczy wiąże się z odpowiednim podejściem do projektu ich warstwy sprzętowej, co wymaga wieloaspektowego podejścia, łączącego wybór komponentów oraz podejście energetyczne i architektoniczne [56]. Kluczowe elementy konstrukcji urządzenia Internetu Rzeczy obejmują: czujniki, jednostkę przetwarzającą (mikrokontroler), moduł radiowy oraz źródło zasilania [57].

Podstawowym zadaniem czujników jest konwersja sygnałów fizycznych na dane cyfrowe. Zazwyczaj urządzenie IoT zawiera jeden lub więcej czujników wraz z interfejsami I²C, SPI czy ADC, co umożliwia odczyt i przetwarzanie sygnału analogowego przez mikrokontroler.

Mikrokontroler (MCU) integruje CPU, pamięć, interfejsy I/O i peryferia w jednym układzie scalonym, co pozwala na ograniczenie liczby układów i optymalizuje przestrzeń płytki PCB. W nowoczesnych urządzeniach IoT dominują układy niskiej mocy zapewniające szybkie wybudzanie, autonomiczne peryferia i głębokie tryby uśpienia z prądem rzędu nanoamperów. Stosowane są również układy integrujące również komunikację radiową w jednym zintegrowanym układzie scalonym.

Moduł radiowy ma znaczący udział w całkowitym poborze mocy urządzenia. Dlatego stosuje się energooszczędne moduły nadawczo-odbiorcze (ang. *transceiver*), wspierające komunikację w technologii o dużej efektywności energetycznej, np. LoRaWAN.

Urządzenia IoT typowo zasilane są bateryjnie, dlatego muszą wykorzystywać energooszczędne układy oraz strategię oszczędzania energii. Obejmuje to m.in. dynamiczne skalowanie napięcia i częstotliwości (DVFS), a przede wszystkim różne tryby uśpienia [58]. Urządzenia mogą również wykorzystywać pozyskiwanie energii z otoczenia (ang. *energy harvesting*), które może być wsparciem w oszczędzaniu energii bądź stanowić podstawowe źródło energii [59].

Podczas projektowania obwodów elektronicznych urządzenia energooszczędnego, niskie zużycie energii osiągane jest poprzez:

- dobór i zastosowanie odpowiednich komponentów aktywnych/układów scalonych, które posiadają oszczędne tryby pracy, a także tryby uśpienia,
- dla komponentów aktywnych dostarczających wymaganą funkcjonalność, ale nieposiadających trybów oszczędnych – zastosowanie zewnętrznych obwodów umożliwiających całkowite odłączenie komponentu od źródła zasilania, którymi zarządza mikrokontroler sterujący pracą całego urządzenia,
- unikanie układów i elementów, które mogą prowadzić do wzrostu poboru prądu ze względu na zmienne warunki pracy (temperatura, wilgotność, upływ czasu – starzenie).

2.3.1 Mikrokontroler

W procesie projektowania urządzenia o niskim zużyciu energii szczególne znaczenie należy przypisać wyborowi mikrokontrolera. Obecnie większość producentów mikrokontrolerów oferuje dedykowane rodziny układów o obniżonym poborze mocy. Wybór powinien być dokonywany spośród serii określanych – w zależności od producenta – jako Low Power, Ultra Low Power, eXtreme Low-Power lub Nano Power.

Mikrokontrolery określane mianem energooszczędnych charakteryzują się następującymi parametrami:

- prąd w trybie zatrzymania/uśpienia (ang. *stop, sleep, deep sleep*): $< 100 \text{ nA}$,
- prąd w trybie uśpienia z aktywnym układem zegara czasu rzeczywistego: $< 1 \text{ }\mu\text{A}$,
- prąd w stanie aktywnym: $< 100 \text{ }\mu\text{A/MHz}$.

Wartość prądu w trybie uśpienia, podawana w dokumentacji producenta, odzwierciedla upływności wewnętrznych obwodów i w nowoczesnych mikrokontrolerach zazwyczaj nie przekracza wartości rzędu setek nanoamperów. W praktyce tryb ten jest rzadko stosowany w sposób bezpośredni, gdyż wymaga zastosowania zewnętrznego źródła wybudzania. Źródłem takiego zewnętrznego źródła wybudzania może być np. moduł nadawczo-odbiorczy. W wielu aplikacjach wykorzystuje się także wewnętrzne mechanizmy wybudzania, takie jak wbudowany

moduł zegara czasu rzeczywistego (ang. *Real Time Clock, RTC*). Z tego względu pobór prądu przez RTC stanowi istotny czynnik wpływający na efektywność energetyczną całego systemu, gdyż w tym trybie mikrokontroler może pozostawać przez zdecydowaną większość czasu pracy. Wybrane mikrokontrolery przedstawione zostały w tabeli 2.5.

Tabela 2.5 Przykładowe mikrokontrolery współcześnie stosowane w urządzeniach IoT

Model / Rodzina (Producent, rok)	Rdzeń, wydajność, proces technologiczny	Flash / RAM	VDD (typ.), VCORE	Active (prąd)	Deep Sleep (prąd)
TI MSP430 (Texas Instruments, 1992) [60]	16-bit / 16 MHz	do 48 kB Flash / 2 kB RAM	1,8–3,6 V	220 μ A/MHz	Low-power: ~500 nA; RTC: ~500 nA
STM32L4 (STM, 2015) [61]	Cortex-M4F / ~80 MHz / ~90 nm	do 1 MB / 320 kB RAM	1,65–3,6 V	~85–100 μ A/MHz	Standby ~130 nA; Shutdown ~30 nA
ESP32 (Espressif, 2016) [62]	Xtensa dual-core / 160–240 MHz / 40 nm	448 KB ROM / 520 kB SRAM	3,0–3,6 V	~40 mA (idle)	Deep Sleep: 10–150 μ A
EFM32 (Silicon Labs, 2017) [63]	Cortex-M0+/M3/M4 / $\leq$ 48 MHz / 90 nm	do 1 MB / 128 kB RAM	~1,8–3,3 V	114 μ A/MHz	Shutoff: 20–100 nA
SAM L10/L11 (Microchip, 2018) [64]	Cortex-M23 / 32 MHz	do 64 kB Flash / do 16 kB RAM	1,62–3,63V	25 μ A/MHz	<100 nA sleep
STM32U5 (STM, 2023) [65]	Cortex-M33F / ~160 MHz / 40 nm	do 2 MB / 786 kB RAM	1,71–3,6 V, VCORE:1,2 V	~16–19 μ A/MHz	Shutdown ~110 nA; Stop3 1700 nA
nRF54L15 (Nordic, 2025) [66]	Cortex-M33 / 128 MHz	do 1,5 MB RRAM/ 256 kB RAM	1,7–3,6 V	RX ~3,2 mA; TX ~5 mA	Standby ~800 nA

Oprócz wartości prądów pobieranych w poszczególnych trybach należy również uwzględniać czasy przełączania między tymi trybami. W zastosowaniach praktycznych czas wybudzania może przewyższać czas potrzebny procesorowi do wykonania wymaganych operacji po wybudzeniu, co istotnie wpływa na całkowity bilans energetyczny urządzenia.

Ponadto niektóre mikrokontrolery umożliwiają dynamiczne przełączanie źródła taktowania pomiędzy zegarem wolniejszym a szybszym. W określonych zastosowaniach stanowi to

dotatkową metodę redukcji zużycia energii, pozwalając na obniżenie częstotliwości taktowania w momentach, gdy pełna wydajność obliczeniowa nie jest wymagana.

Istotne znaczenie ma również proces technologiczny (litografia), w którym procesor został wykonany, jak również napięcie zasilania jądra mikrokontrolera, co wpływa na zużycie energii podczas trybu aktywności. W zależności od zastosowania istotne są elementy funkcjonalne takie jak wielkość pamięci przeznaczonej na program, wielkość pamięci operacyjnej, wydajność przetwarzania, ale również interfejsy (wejścia-wyjścia, przetworniki analogowo-cyfrowe, wyjścia PWM, magistrale komunikacyjne) oraz układy wewnętrzne mikrokontrolera, jak np. jednostka kryptograficzna.

2.3.2 Przetwornice i stabilizatory napięcia

Moduł zasilania w urządzeniu IoT odpowiada za dostarczanie stabilnego i bezpiecznego napięcia do wszystkich elementów układu, niezależnie od źródła energii, którym może być bateria, akumulator, zasilacz sieciowy czy panel fotowoltaiczny. W jego skład wchodzi układy przekształcania i stabilizacji napięcia, takie jak przetwornice obniżającej (ang. *step-down*) lub podwyższającej napięcie (ang. *step-up*), umożliwiające efektywną konwersję energii w zależności od warunków zasilania i wymagań obciążenia. Moduł pełni również funkcję ochronną, zabezpieczając system przed przepięciami, zwarciami i odwrotną polaryzacją, oraz realizuje zarządzanie energią, m.in. poprzez monitorowanie stanu źródła zasilania i przełączanie trybów pracy. W nowoczesnych konstrukcjach moduł zasilania może wspierać także pozyskiwanie energii z otoczenia z np. światła, drgań, ciepła w celu uzupełniania lub zastępowania tradycyjnych źródeł energii.

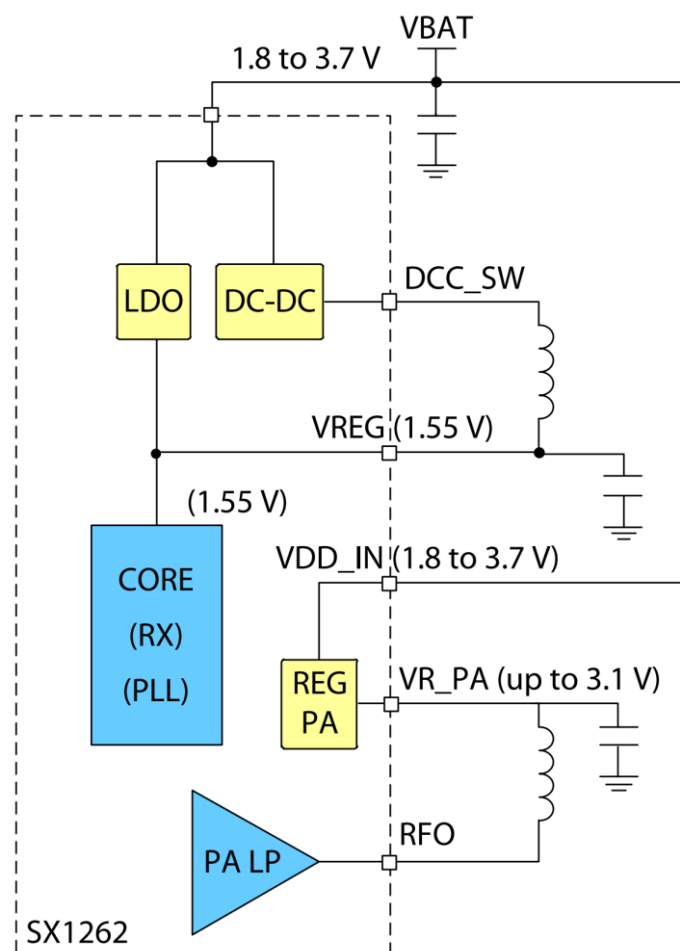
W przypadku potrzeby użycia w urządzeniu energooszczędnym liniowego stabilizatora napięcia należy wybierać elementy z niskim prądem spoczynkowym (ang. *low quiescent current*) oznaczany jako I_q . Dostępne są na rynku stabilizatory napięcia, dla których I_q jest na poziomie 1 μA . Przykładem może być stabilizator STLQ015M30R [67]. Stabilizator ten posiada wejście Enable, które pozwala na jego wyłączenie (OFF mode), wówczas pobór energii spada do zaledwie 1 nA.

Należy pamiętać, że liniowe stabilizatory napięcia są elementami, na których powstają straty energii. Moc, która odkłada się na szeregowym tranzystorze przekształcana jest w ciepło. Zaletą stabilizatora liniowego jest jego niski koszt.

W przypadku gdy priorytetem konstrukcji jest energooszczędność i mamy pobór prądu większy od 10 μA w miejsce stabilizatora napięcia warto zastosować przetwornicę obniżającą napięcie. Przykładem oszczędnej przetwornicy DC-DC obniżającej napięcie może być Texas Instruments TPS62745 [68].

Ze względu na pojawiające się na rynku przetwornice o coraz lepszych sprawnościach dla prądów rzędu μA , warto rozważyć zastosowanie przetwornicy obniżającej napięcie tylko ze względu na obniżenie zużycia energii, pomimo iż dostępne w układzie źródło nie przekracza zakresów napięć zasilania zastosowanych elementów. Na przykład dla ogniwa MnO_2 o napięciu maksymalnym ok. 3,2 V można zastosować przetwornicę, która obniży napięcie do 1,8 V i z takiego napięcia zasilać układ albo część układu, który może być zasilany od 1,8 V. Korzysta się w tym przypadku z faktu, iż typowo pobór prądu przez elementy, układy scalone bez wbudowanego własnego układu przetwarzania DC/DC będzie spadał wraz z obniżaniem napięcia zasilania. Niektórzy producenci takie rozwiązanie wprowadzili do swoich układów scalonych uzyskując w bilansie istotne ograniczenie zużycia energii.

Przykładem takiego rozwiązania jest moduł nadawczo-odbiorczy Semtech SX1262 [69] – przetwornica lub stabilizator liniowy (ang. *Low Dropout Regulator, LDO*) obniżające napięcie do poziomu 1,55 V dla CORE i części odbiorczej. W trybie odbioru radiowego w konfiguracji z przetwornicą dla $VCC = 3,3\text{ V}$ uzyskano dwukrotnie niższy prąd w stosunku do konfiguracji z LDO.

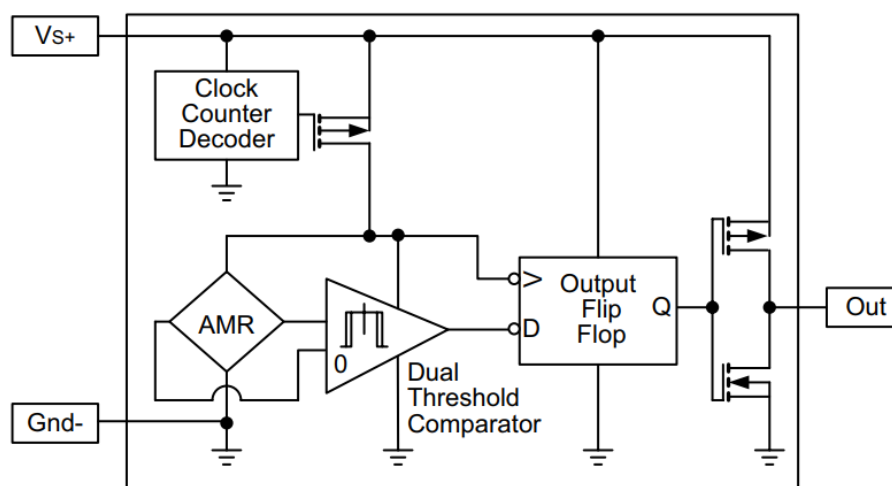


Rys. 2.5 Schemat zasilania modułu radiowego SX1262 (źródło: [61])

Takie rozwiązanie również zastosowane jest w module STMicroelectronics BlueNRG-2 [70].

2.3.3 Czujniki

Czujniki wykorzystywane w urządzeniach IoT takie jak np. sensory pola magnetycznego Halla czy magnetorezystywne pobierają w stanie aktywnym prądy rzędu kilku-kilkunastu mA. Zastosowanie tego typu czujników w urządzeniu energooszczędnym będzie więc wymagało tylko okresowego włączania czujnika i próbkowania jego wyjścia. Zadanie to może wykonywać mikrokontroler lub autonomiczny, wbudowany w czujnik własny mechanizm próbkujący. Przykładem takiego elementu jest sensor pola magnetycznego SM351LT firmy Honeywell [71]. Czujnik budzi się co ok. 100 ms, wykonuje pomiar trwający 15 μs , uaktualnia stan wyjścia (przerzutnik) i wraca do stanu uśpienia. Prąd w uśpieniu wynosi typowo $0,2\text{ }\mu\text{A}@1,8\text{ V}$, prąd w stanie aktywnym 1 mA. Wartości te pozwalają na uzyskanie prądu średniego w wysokości $0,35\text{ }\mu\text{A}$ (przy zaledwie 0,015% duty cycle).



Rys. 2.6 Schemat wewnętrzny sensora pola magnetycznego SM351LT

Dzięki przerzutnikowi na wyjściu sensora, mikrokontroler może w własnym cyklu całkowicie niezależnie od cyklu próbkowania czujnika odczytywać jego stan. Jeszcze większą korzyść energetyczną uzyskuje się w przypadku podłączenia czujnika do wejścia mikrokontrolera, które może być źródłem przerwania dla mikrokontrolera, wtedy wybudzenie nastąpi wskutek zmiany stanu czujnika.

W przypadku czujnika, który mierzy i zwraca wynik pomiaru wielkości fizycznej nie w postaci dwustanowej tylko w postaci wartości liczbowej, korzystny będzie wybór takiego czujnika, który posiada dodatkowe programowane wyjście dwustanowe. Wyjście to posłuży jako źródło przerwania dla mikrokontrolera. W takim przypadku ustawiany jest próg wyzwalania przerwania, dzięki temu mikrokontroler jest wybudzany i angażowany w przetwarzanie dopiero po przekroczeniu tego progu do wykonania pełnego odczytu wartości z czujnika. Przykładem takiego elementu może być akcelerometr LIS2DH12 STMicroelectronics [72].

Na przykładzie elementu SM351LT można zaobserwować korzyści wynikające z obniżenia napięcia zasilania w urządzeniu energooszczędnym. Zakres napięć zasilania dla elementu SM351LT wynosi od 1,65 V do 5,5 V. W tym zakresie prąd średni wielokrotnie wzrasta wraz ze wzrostem napięcia zasilania (od 360 nA do 6640 nA). Zatem dla napięcia 1,65 V moc pobierana wynosi 0,6 μ W, podczas gdy dla napięcia 5,5 V wynosi ponad 36 μ W.

2.4 Energooszczędna komunikacja

W kontekście urządzeń IoT największy udział w bilansie energetycznym mają operacje radiowe, aktywność nadajnika lub odbiornika. Z tego powodu stosowanych jest szereg technik, których celem jest skrócenie czasu aktywności modułu radiowego, przy jednoczesnym zachowaniu wymagań aplikacyjnych: niezawodności, opóźnienia, przepustowości. Poszczególne technologie mają różne charakterystyki komunikacji, inne wartości zużycia energii podczas odbioru czy nadawania, a także różniące się czasy przetaczania pomiędzy stanami. To powoduje, że stosowane są zróżnicowane podejścia w celu ograniczania zużycia energii przez zarządzanie sposobem transmisji i nasłuchu, które jednak mają pewne wspólne cechy, co zostało przedstawione poniżej.

Minimalizacja zużycia energii uzyskiwana jest poprzez:

- długi czas pozostawiania urządzenia w trybie uśpienia i nieaktywności modułu radiowego, w którym pobierana moc jest minimalna
- ograniczenie czasu aktywności odbiornika, wykorzystanie trybów odbioru energooszczędnego (o niższej czułości), nastuch z wykorzystaniem radia wybudzającego
- ograniczenie czasu aktywności nadajnika, wykorzystanie energooszczędnych modulacji, obniżanie mocy nadajnika
- ograniczanie ilości przesyłanych danych: narzutu protokołu, ilości przesyłanych danych (w tym kompresja), liczby komunikatów, agregacja danych

Minimalizacja zużycia energii nie powinna jednak uniemożliwiać realizacji funkcjonalności urządzeń, w szczególności skuteczność komunikacji czy opóźnienia. Poniżej przedstawione zostały typowe scenariusze, które związane są z komunikacją:

1. Przesyłanie ramek z danymi pomiarowymi

Urządzenia IoT najczęściej przesyłają dane pochodzące z własnych sensorów do systemu centralnego.

2. Przesyłanie komunikatów alarmowych

Urządzenia nieraz pełnią funkcje kontrolne i nadzorujące i przesyłają komunikaty lub przesyłają dodatkowe komunikaty w sytuacji wystąpienia warunków wygenerowania alarmu.

3. Gotowość do odbioru poleceń zmiany konfiguracji

Urządzenia IoT posiadają konfigurację, która jest zależna od ich funkcjonalności i obejmuje np. czas wysyłania danych pomiarowych (częstość lub godziny raportowania), wskazanie zdarzeń lub progi alarmowe wyzwalające asynchroniczną komunikację (alarm), parametry sterujące mechanizmami komunikacji (moc nadawania, interwał aktywacji odbiornika).

4. Gotowość do odbioru poleceń pobrania danych

Urządzenia IoT mogą pracować w modelu, w którym dane gromadzone są w lokalnym repozytorium, z którego dane te mogą zostać pobrane w razie potrzeby. W szczególności urządzenia autonomicznie przesyłają dane zagregowane, alarmy itp., natomiast dane szczegółowe takie jak surowe pomiary, dane diagnostyczne, logi działania urządzenia przesyłane są tylko na żądanie.

5. Odbiór pakietów kontrolnych

Pakiety kontrolne wspierają niezawodność komunikacji i utrzymanie synchronizacji komunikacji, co pozwala na minimalizację zużycia energii. Obejmują one m.in. odbiór pakietów potwierdzeń dostarczenia (w szczególności alarmów), pakiety synchronizujące (beacon)

6. Aktualizacja oprogramowania

Jedną z typowych funkcji jest zdalna aktualizacja oprogramowania, która jest istotną funkcją z uwagi na oczekiwany długi czas bezawaryjnej pracy urządzenia. Obejmuje możliwość usunięcia błędów oprogramowania, dostosowania do zmian regulacji prawnych, zapewnienia cyberbezpieczeństwa zgodnie z wytycznymi norm ETSI EN 303 645 [73]. Niejednokrotnie aktualizacja oprogramowania realizowana jest z wykorzystaniem komunikacji rozgłoszeniowej (ang. *broadcast*) i multiemisyjnej (ang. *multicast*).

7. Komunikacja wieloskokowa (ang. *multihop forwarding*)

Obsługa przekazywania pakietów pochodzących z innych urządzeń IoT, w szczególności w sieciach typu mesh, wymaga aktywacji odbiornika w celu ich odebrania.

8. Odbiór danych sterujących

Odbiornik aktywowany jest w celu utrzymania gotowości odbioru danych aplikacyjnych (downlink) obejmujących komunikaty umożliwiające sterowanie urządzeniem, które wynikają z aplikacji, m.in. sterowanie akuatorem (np. zawór, zamek, siłownik ogrzewania).

9. Odbiór alarmów i notyfikacji zdarzeń krytycznych

W aplikacjach związanych z bezpieczeństwem (ochrona zdrowia, monitoring środowiskowy, systemy przeciwpożarowe, systemy alarmowe) urządzenia muszą być gotowe na odbiór poleceń z systemu i ich niezwłoczne wykonanie.

Wszystkie powyższe przypadki często uwzględniane są przez konkretne protokoły i normy, a ich właściwa implementacja wymaga optymalizacji, aby zachować kompromis między responsywnością a żywotnością baterii. Dla realizacji wymienionych scenariuszy wymagana jest komunikacja pomiędzy urządzeniami, zatem w czasie nadawania do urządzenia urządzenie odbiorcze musi znajdować się w trybie odbioru. Ze względu na zużycie energii w trybie nasłuchu (ang. *listening*) optymalnym rozwiązaniem jest aktywacja odbiornika radiowego tylko wtedy, gdy realizowana jest transmisja kierowana do tego urządzenia, co jest jednak trudne do uzyskania przy nieregularności transmisji oraz pozostawiania w gotowości do odbioru komunikatu.

Podstawową techniką ograniczania czasu nasłuchu jest włączanie i wyłączanie odbiornika w cyklach, co ogranicza zużycie energii w stopniu zależnym od stopnia wypełnienia fazą aktywności odbiornika [74]. Taki stały cykl pracy (ang. *fixed duty cycle*) może być oparty o stały czas okres włączenia i wyłączenia bądź harmonogramy np. godziny rozpoczęcia okien nasłuchowych i czas ich trwania.

Komunikacja z urządzeniem możliwa jest tylko w czasie trwania okna nasłuchowego, zatem czas do najbliższego okna nasłuchowego determinuje opóźnienie w komunikacji z urządzeniem. W przypadku komunikacji wieloskokowej również komunikacja z urządzeniami wymagających węzłów pośredniczących jest ograniczona do czasu okien nasłuchowych.

Czas nadawania do urządzeń musi być zgodny z czasem aktywności ich odbiorników, który jest wyznaczany ich wewnętrznymi zegarami czasu rzeczywistego (ang. *Real-Time Clock, RTC*) lub licznikami czasu (ang. *timer*). Zegary te ulegają rozsynchronizowaniu, co oznacza konieczność zachowywania marginesów czasowych tj. uwzględniania możliwego rozsynchronizowania i inicjowania komunikacji w odpowiednio mniejszym oknie czasowym lub rozszerzania okna nasłuchu [75]. Poziom rozsynchronizowania zwiększa się w czasie od czasu ostatniej synchronizacji lub potwierdzenia poziomu rozsynchronizowania zegarów. W celu ograniczenia rozszerzania okien nasłuchu sieci realizują cykliczną synchronizację czasu. Optymalna częstość wykonywania synchronizacji zależy od kosztu energetycznego procesu synchronizacji względem kosztu energetycznego rozszerzania okien nasłuchu. Wyznaczanie czasu aktywacji okna nasłuchowego może także uwzględniać wyznaczany dryft tj. wartość różnicy szybkości zegarów, co pozwala na zmniejszenie stopnia powiększania okna nasłuchowego [76].

W przypadku sieci z komunikacją wieloskokową, z węzłami pośredniczącymi, okna nasłuchu mogą być ustalone dla całej sieci na ten sam czas, co upraszcza konfigurację sieci oraz zmniejsza opóźnienia komunikacji, jednak powoduje to zwiększenie liczby przesyłanych

komunikatów w tym wspólnym czasie, co przekłada się na większe prawdopodobieństwo kolizji. Okna nastuchowe mogą również być ustalane niezależnie dla każdego urządzenia, jednak urządzenie nadawcze musi posiadać informację o czasie trwania okna. Informacja ta może zostać przesłana lub bazować na znanym nadajnikowi parametru urządzenia odbiornika np. jego adresu.

Komunikacja oparta o stałe okna nastuchowe jest dobrym rozwiązaniem w sieciach realizujących scenariusz cyklicznego przesyłania małej ilości danych z urządzeń końcowych, np. w sieciach zdalnego odczytu liczników mediów.

Model nastuchu opartego o stałe okna nastuchowe nie jest jednak wystarczająco elastyczny w przypadku zmiennego natężenia ruchu sieciowego. Odpowiedzią na tę zmienność są dostosowujące się okna nastuchowe (ang. *adaptive duty cycling*) [77, 78]. Mechanizm dostosowuje długości lub częstość okien nastuchu do bieżącego natężenia ruchu, zajętość kolejki pakietów do przekazania, priorytetu wiadomości, a także innych czynników takich jak pozostała ilość energii węzła lub dostępność energii zebranej z otoczenia (ang. *energy harvesting*) [79, 80, 81, 82].

Protokoły dostępu do łącza można podzielić na rezerwacyjne (ang. *scheduling-based*) i rywalizacyjne (ang. *contention-based*).

2.4.1 Protokoły rezerwacyjne

W rezerwacyjnych protokołach dostępu do łącza czas nadawania jest ściśle ustalony i określony w sposób, aby minimalizować ryzyko wystąpienia kolizji. Wyznaczane są również szczeliny czasowe, w których mają nastuchiwać i oczekiwać na ewentualne nadejście ramki, dzięki czemu w pozostałym okresie ich odbiornik może pozostawać w trybie uśpienia. W protokołach rywalizacyjnych również występują okresy aktywności oraz uśpienia modułu radiowego, jednak brak jest przyporządkowania konkretnego czasu na wymianę danych, zachodzi zgodnie z potrzebą. Protokoły rezerwacyjne wykorzystywane są głównie w sieciach z dużą deterministycznością (niezmieniająca się topologia sieci, regularne czasy przesyłania danych, stałe czasy gotowości do odbioru danych). Można dla nich osiągnąć duży poziom energooszczędności ze względu na bardzo długie okresy uśpienia. Z drugiej strony wymagają procedury synchronizacji, wymiany komunikatów związanych z rezerwacją czasu (ang. *Time Division Multiple Access*, TDMA) lub również kanału (ang. *Frequency Division Multiple Access*, FDMA) dla poszczególnych operacji, co wymaga dodatkowej energii na przesyłanie ramek z tymi informacjami, jednakże pozwala na unikanie kolizji, szczególnie gdy harmonogramowanie planowanie jest centralnie.

Przykładami protokołów rezerwacyjnych stosowanych w sieci urządzeń IoT są:

- TDMA – nie tyle protokół, a technika pozwalająca na przydzielanie poszczególnym węzłom szczelin czasowych do nadawania i odbioru, w prostym modelu przydzielane są stałe szczeliny,
- R-MAC [83] – protokół wykorzystujący dwie fazy: fazę rywalizacyjną w celu dokonania rezerwacji szczelin czasowych dla kolejnych transmisji, natomiast a w drugiej fazie węzły wymieniają się danymi w ustalonych szczelinach czasowych. Węzły pozostają aktywne tylko w swoich szczelinach nadawania lub odbioru, w pozostałych pozostają uśpione,
- Y-MAC [84] – protokół dla sieci z dużą liczbą węzłów, który wykorzystuje przetaczanie komunikacji na inne kanały w sytuacji dużego ruchu, co umożliwia równoległą komunikację i zmniejsza prawdopodobieństwo kolizji,

- Z-MAC [85] – protokół dostosowujący się do obciążenia sieci, przy dużym obciążeniu korzysta z TDMA, przy małym z CSMA,
- 6TiSCH [86] – protokół oparty na ustandaryzowanym IEEE 802.15.4e TSCH (ang. *Time Slotted Channel Hopping*) [87], który zarządza przydzielaniem i zwalnianiem szczelin czasowych poszczególnym węzłom sieci.

2.4.2 Protokoły rywalizacyjne

Protokoły rywalizacyjne bardziej dostosowane są do sieci, w których komunikacja zachodzi nieregularnie, w szczególności, gdy do komunikacji dochodzi bardzo rzadko. Występują w nich mniejsze opóźnienia przesyłu ze względu na to, że przesył jest inicjowany w momencie wystąpienia potrzeby, jednak obarczone są większym ryzykiem wystąpienia kolizji. W celu ograniczenia prawdopodobieństwa kolizji stosowane są metody badania stanu łącza przed nadaniem. Metodą taką jest CSMA/CA (ang. *Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance*), gdzie przed nadaniem nasłuchiwany jest kanał i gdy jest zajęty to nadawanie jest opóźniane, następna próba badania realizowana jest za losowy czas. Podobną metodą jest LBT, gdzie przez czas CCA (ang. *Clear Channel Assessment*) obserwowany jest poziom mocy sygnału i gdy zaobserwowany zostanie poziom mocniejszy od założonego, to proces nadawania opóźniany jest o losowy czas. Niektóre protokoły wykorzystują również wymianę ramek sterowania przepływem: żądania wystania / zezwolenia na wystanie (ang. Request to Send / Clear to Send, RTS/CTS).

Występują również protokoły hybrydowe, które są dobrą odpowiedzią dla nieregularnego inicjowania komunikacji, po czym następuje dodatkowa wymiana danych np. konfiguracja urządzenia, aktualizacja oprogramowania czy pobranie danych archiwalnych.

Jednym z klasycznych protokołów rywalizacyjnych warstwy łącza danych, w których kluczowym celem jest oszczędzanie energii jest S-MAC [88, 89]. W protokole tym urządzenie pracuje w cyklu krótkiego czasu nasłuchu i długiego czasu uśpienia, co jest głównym źródłem energooszczędności. Czas nasłuchu i czas nadawania ramek pokrywają się dzięki nadawaniu ramek synchronizacyjnych. Okres nasłuchu pozostaje wystarczająco długi, aby z zapasem uwzględnić wpływ rozsynchronizowania się zegarów węzłów. W oknie komunikacji przesyłany może być komunikat synchronizacyjny, w kolejnym okresie komunikaty CTS, w trzeciej części RTS, po czym węzły przechodzą do uśpienia. Protokół wykazuje istotną energooszczędność, jednak przesyłanie i odbiór ramek synchronizacyjnych oraz nasłuch w oczekiwaniu na ramki CTS i RTS w sytuacji, gdy one nie są przesyłane jest źródłem nieefektywności energetycznej.

Protokół T-MAC [90] częściowo poprawił efektywność energetyczną S-MAC poprzez redukcję czasu aktywności odbiornika, gdy obciążenie sieci jest zmienne. Protokół wprowadza dynamiczny czas zakończenia okresu aktywności po czasie nieaktywności, dzięki czemu przy małym ruchu w sieci węzły szybciej przechodzą do trybu uśpienia, co zmniejsza ilość energii marnowanej na zbyteczny nasłuch, zachowując przy tym pełną wydajność przy ruchu większym.

Innymi protokołami rywalizacyjnymi bazującymi na idei protokołów S-MAC i T-MAC są ADP-MAC [91], AWR-PS-MAC[92], ADMC-MAC [93], AP-MAC [94].

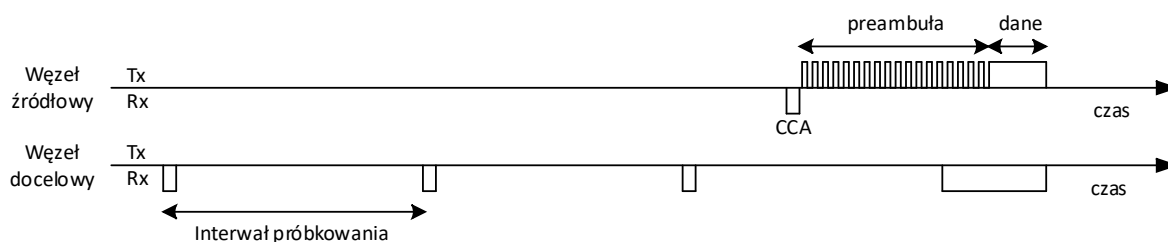
2.4.3 Nasłuch próbkowany

Osobną rodziną protokołów rywalizacyjnych są protokoły oparte o nasłuch próbkowany, który polega na okresowej aktywacji odbiornika na bardzo krótki czas, co pozwala na wykrycie potencjalnego sygnału wybudzającego w postaci preambuły (ang. *preamble sampling*), który inicjuje komunikację. Nadawca nadaje ramkę z długą preambułą albo serią ramek z wydłużoną

preambułą, których czas nadania dopasowany jest do cyklu wybudzeń odbiornika. Detekcja preambuły przez urządzenie odbiorcze powoduje pozostanie odbiornika w stanie aktywnym i odbiór danych, natomiast brak wykrycia sygnału wybudzającego powoduje natychmiastowe uśpienie. Taki schemat działania opisywany jest w literaturze jako Low-Power Listening (LPL). Radykalne skrócenie czasu trwania bezczynnego nasłuchu (ang. *idle listening*) przynosi ogromne oszczędności energii.

2.4.3.1 Protokół B-MAC

Początki popularyzacji techniki LPL nastąpiły za sprawą protokołu B-MAC [95] i systemu operacyjnego TinyOS [96] przeznaczonego dla platform urządzeń bezprzewodowych sieci sensorowych, w którym protokół B-MAC został osadzony.



Rys. 2.7 Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole B-MAC

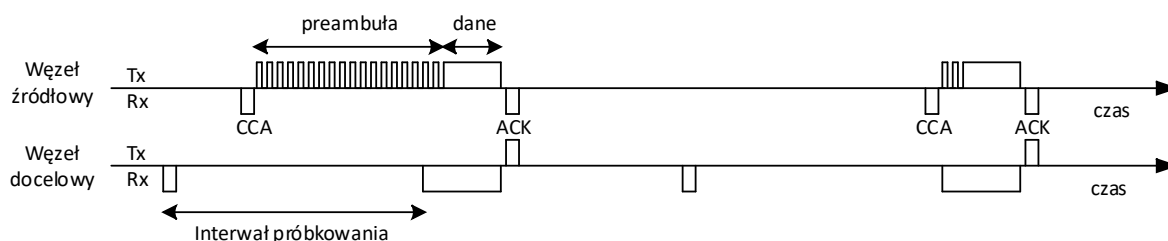
Protokół zakłada działanie odbiornika, który uaktywniany jest co stały interwał próbkowania (ang. *check interval, CI*), w czasie którego następuje identyfikacja czy nadawana jest preambuła. Pomiędzy aktywnością odbiornika pozostaje on w stanie uśpienia. Nadawnik chcąc skomunikować się sprawdza zajętość kanału poprzez identyfikację poziomu mocy sygnału (ang. *Clear Channel Assessment, CCA*) i w przypadku wolnego kanału nadaje preambułę o czasie trwania CI, co sprawia, że jedno próbkowanie zostanie wykonane w czasie jej nadawania. Odbiornik po wykryciu preambuły pozostaje w stanie aktywności, dzięki czemu odbiera preambułę do końca, a następnie dane ramki. Preambuła jest wykrywana również poprzez CCA, węzeł docelowy ma ustaloną wartość progową powyżej której uznaje, że sygnał jest obecny i pozostaje aktywne w celu odebrania ramki.

Czas trwania próbkowania do czasu interwału pomiędzy próbkami jest bardzo mały, typowo znacznie poniżej 1%. Zaletą protokołu jest brak potrzeby jakiegokolwiek wiedzy o stanie urządzenia odbiorczego w urządzeniu nadawczym, co pozwala na brak jakichkolwiek mechanizmów synchronizacji (prostota, brak zużycia energii na komunikację służącą synchronizacji), odporność na zaburzenia interwałów próbkowania np. wskutek komunikacji, restartów urządzenia, realizacji innych funkcji urządzenia. Wadą jest natomiast nadawanie długiej preambuły, co przekłada się na kilka niekorzystnych zjawisk:

- duża energia przeznaczona na nadawanie preambuły, gdy nadawca ramki jest zasilany bateryjnie,
- zużycie energii na jej odbiór w urządzeniu docelowym, gdzie średnio odbierana jest połowa jej długości,
- niezamierzony odbiór ramki z długą preambułą przez inne urządzenia, do których ramka nie jest kierowana (ang. *overhearing*).

2.4.3.2 Protokół WiseMAC

Istotnym jest, aby węzeł źródłowy nadawał ramkę w czasie, gdy węzeł docelowy jest w stanie nasłuchu. Protokół WiseMAC [97] rozszerza ideę protokołu B-MAC o ramkę potwierdzenia odebrania ramki (ACK), jednak dodatkowo potwierdzenie to zawiera informację o następnym czasie wybudzenia odbiornika.



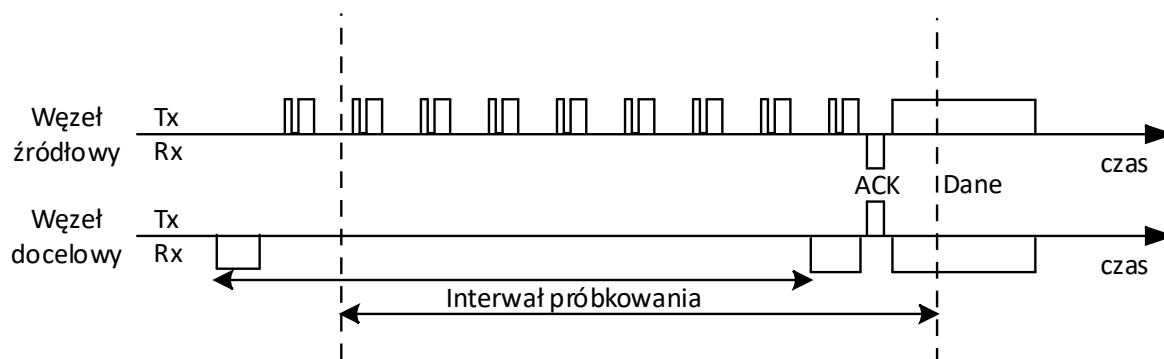
Rys. 2.8 Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole WiseMAC

Dzięki tej informacji oraz wiedzy dotyczącej interwału próbkowania podczas kolejnej komunikacji pomiędzy tymi węzłami nadawanie preambuły może być realizowane dokładnie w czasie próbkowania węzła docelowego. Czas nadawania kolejnej ramki oraz długość preambuły powinna uwzględniać potencjalny dryft pomiędzy zegarami urządzeń i czas od ostatniego odebrania ramki ACK. W przypadku nieodległego czasu pomiędzy ramkami długość preambuły będzie minimalna, co pozwala oszczędzać energię zarówno w węźle źródłowym (krótsze nadawanie), węźle docelowym (krótszy odbiór) jak i węzłach znajdujących się w bezpośrednim zasięgu (znacząco mniej prawdopodobny niezamierzony odbiór). Jednak dodatkowym kosztem energetycznym jest przesyłanie ramki ACK oraz jej odbiór.

Stosowanie rozwiązania zaproponowanego w protokole WiseMAC jest korzystne w ogólnym scenariuszu, w którym komunikacja do węzła o ograniczonej energii jest realizowana na tyle często, że preambuła może rzeczywiście zostać skrócona.

2.4.3.3 Protokół X-MAC

Nadawanie długich preambuł powoduje zużycie energii w węźle źródłowym, docelowym jak i znajdujących się w bezpośrednim zasięgu. Protokół X-MAC [98] wprowadza mechanizm dzielenia długiej preambuły na serię ramek z krótkimi preambułami (ang. *strobed preamble*) i wskazaniem odbiorcy, które mają na celu jego aktywację. Pomiedzy ramkami węzeł źródłowy przelatuje się w nasłuch i następuje oczekiwanie na ramkę potwierdzenia (ramka ACK), którą przesyła węzeł docelowy w przypadku skutecznego wybudzenia. Po tym węzeł źródłowy przesyła właściwą ramkę z danymi.



Rys. 2.9 Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole X-MAC

Niepożądane odebranie ramki wybudzającej dzięki znacznie krótszej preambule skutkuje krótszym czasem odbioru i ograniczeniem energii marnowanej na odbiór preambuły zarówno urządzenia, do którego ramka jest kierowana, jak i do urządzeń w bezpośrednim zasięgu. Po otrzymaniu potwierdzenia węzeł źródłowy przestaje nadawać ramki z preambułą wybudzającą, dzięki czemu także węzeł źródłowy ogranicza zużycie energii; średni czas nadawania preambuły wynosi nieco ponad połowę czasu nadawania w protokole B-MAC. Zaletą przyjętego schematu transmisji i nasłuchu jest także elastyczność częstości próbkowania.

W sieci urządzeń IoT nieraz występują scenariusze, które już po zainicjowaniu komunikacji wymagają przesłania większej liczby ramek, np. podczas pobierania danych archiwalnych urządzenia lub podczas przekazywania ramek z innych węzłów. Protokół X-MAC także w takim przypadku przy każdej ramce stosuje procedurę nadawania serii ramek wybudzających. Protokoły XX-MAC i jego ewolucja EX-MAC [99] rozszerzają X-MAC o znacznik kontynuacji komunikacji, co pozwala na przesyłanie kolejnych ramek w serii z wykorzystaniem krótkiej preambuły i krótkiego nasłuchu, co w tym przypadku ogranicza zużycie energii zarówno przez węzeł źródłowy, jak i docelowy.

Innymi przykładowymi protokołami wykorzystującymi schemat X-MAC są:

- RI-MAC [100] – wprowadzający inicjowanie komunikacji przez odbiornik,
- RIX-MAC [101] – wykorzystuje model dzielonych preambuł (X-MAC) oraz inicjowanie komunikacji przez odbiornik (RI-MAC),
- TRIX-MAC [102] – bazuje na modelu dzielonych preambuł (X-MAC) oraz inicjowaniu komunikacji przez odbiornik (RI-MAC), dostosowując do sieci w topologii drzewa,
- PAX-MAC [103] – nadający priorytet dla ruchu alarmowego, dzięki czemu zmniejszone są opóźnienia dla ramek priorytetowych.

3 Analiza mocy sygnału radiowego

Modele propagacji fal radiowych pozwalają na oszacowanie tłumienności toru transmisyjnego pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem. Dzięki temu oszacowaniu oraz w połączeniu z parametrami urządzeń uczestniczących w komunikacji można oceniać prawdopodobieństwo powodzenia komunikacji. Zastosowane w urządzeniach moduły radiowe oraz parametry takie jak modulacja, szybkość transmisji, kodowanie pozwalają na osiągnięcie budżetu łącza (różnica pomiędzy mocą nadawania a czułością odbiornika), natomiast anteny dzięki swej konstrukcji (materiał, kształt, kierunek) posiadają uzysk, który wyrażany jest parametrem EIRP (ang. *Equivalent Isotropically Radiated Power*) w jednostce dBi.

Propagacja fal radiowych zależy od przeszkód w przestrzeni pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem. Istotne znaczenie mają gabaryty tych przeszkód, w szczególności w porównaniu do długości fali radiowej. Dla często wykorzystywanych w komunikacji urządzeń IoT pasm częstotliwości 433 MHz, 868 MHz, 2,4 GHz długości fal to odpowiednio 69 cm, 35 cm, 12,5 cm. Przeszkody dużo mniejsze od długości fali nie zaburzają znacząco propagacji, przeszkody porównywalne do długości fali wpływają na jej rozproszenie i dyfrakcję, przeszkody istotnie większe od długości fali powodują odbicia. Charakter odbić od dużych obiektów może też zależeć od rodzaju materiału, z którego wykonany jest obiekt, w szczególności przenikalności dielektrycznej materiału [104, 105] (który znacząco się różni dla metalu, betonu, szkła czy drewna), jak również od chropowatości materiału, która może powodować w większym stopniu rozpraszanie [39]. Zjawiska te zostały opisane w rozdziale 2.1.

W przypadku środowiska rzeczywistego działania sieci IoT, takiego jak np. zabudowa miejska, nawet dla urządzeń stacjonarnych wartość tłumienności kanału transmisyjnego zmienia się w czasie. Istotnym elementem zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu jest uwzględnienie charakteru tych zmian dla utrzymania skuteczności transmisji oraz energooszczędności rozwiązania poprzez unikanie strat pakietów oraz ich retransmisji.

Modele propagacji fal radiowych i środowiska służące do ich modelowania pozwalają na przewidywanie mocy sygnału w odbiorniku dla zadanych parametrów transmisji. Bardzo istotne jest odwzorowanie przestrzeni, w której realizowana jest transmisja oraz – zgodnie z powyższym – uwzględnienie obiektów znacząco większych od długości fali wraz z uwzględnieniem materiału, z którego są wykonane, jak również tych o porównywalnej wielkości. Uwzględnienie danych dotyczących obiektów istotnych dla propagacji fal radiowych jest niezwykle trudne, w szczególności ze względu na ich niedostępność. Trudno dostępne są dane dotyczące kształtu budynków, materiałów, z których są wykonane, a także detali konstrukcyjnych, a dla wspomnianych długości fal istotne są nawet te o wielkości rzędu 10 cm. Dodatkowo przestrzeń, w której realizowana jest transmisja, jest dynamiczna tj. pojawiają się i znikają obiekty takie jak pojazdy, ludzie, które jako obiekty porównywalne do wielkości fali mają istotny wpływ na propagację.

Ograniczona wiedza nt. szczegółów struktury obiektów stałych oraz zmienność otoczenia sprawiają, że nie jest możliwe przewidzenie dokładnej wartości tłumienności toru transmisyjnego pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem. Z tego względu stosowane są statystyczne modele propagacji fal radiowych omówione w rozdziale 2.2. Modele te zwracają pojedynczą wartość przewidywanej mocy sygnału, odpowiadającej typowemu środowisku propagacyjnemu. Tłumienność toru transmisyjnego ulega zmianom w czasie, co wynika ze zmian otoczenia w przestrzeni komunikacji. Zmienność tłumienności wpływa na moc odbieranego sygnału,

dlatego powinna być uwzględniana dla efektywnego zarządzania sposobem transmisji i nastuchu, aby zapewnić odpowiedni poziom skuteczności, a z drugiej strony energooszczędność transmisji. W literaturze dostępne są badania zmienności mocy sygnału będącej wynikiem zanikania, jednak mało jest prac koncentrujących się na sieciach L WAN i systemach telemetrii działających w środowisku miejskim. Zmienność sygnału, a także charakter tej zmienności jest analizowany w ramach badań opisanych w rozdziale, co można uwzględnić w sterowaniu parametrami transmisji.

Niniejszy rozdział przedstawia wyniki badań eksperymentalnych w rzeczywistym środowisku, które dotyczą komunikacji pomiędzy urządzeniami działającymi w zmodyfikowanym protokole wM-Bus oraz w drugim przypadku w protokole LoRaWAN. W literaturze dostępne są wyniki pomiarów, jednak najczęściej przeprowadzane są one w ograniczonej skali [16, 106, 107, 108]. Badania przeprowadzane są także przez dużych producentów modułów radiowych, są to badania zarówno laboratoryjne, jak i terenowe [109]. Prowadzone są również intensywne badania propagacji fal radiowych dla nowych technik 3GPP [110, 111, 112]. Opisane w niniejszym rozdziale wyniki dotyczą pomiarów wykonanych dla dużej liczby urządzeń i długiego czasu obserwacji, co pozwoliło na wiarygodne wnioski dotyczące przydatności modeli propagacji fal radiowych oraz ustalenie charakteru zmienności, którą warto uwzględnić w zarządzaniu sposobem transmisji i nastuchu.

3.1 Badania eksperymentalne sieci wM-Bus

W ramach badań eksperymentalnych zaplanowana została realizacja pomiarów mocy sygnału pomiędzy urządzeniami końcowymi a koncentratorami, które umieszczone zostały w miejscach eksponowanych, typowo na dachach budynków.

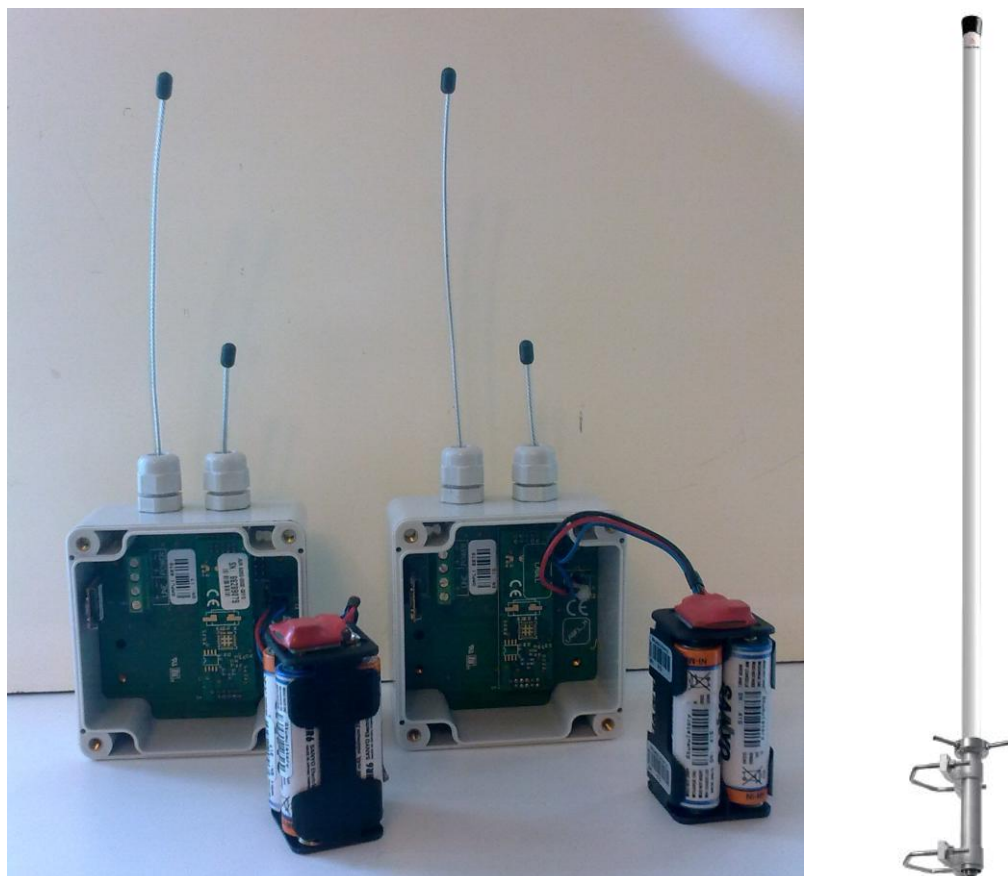
3.1.1 Założenia eksperymentu

Koncentratory były montowane głównie na dachach budynków o różnych wysokościach (rysunek 3.1), natomiast urządzenia końcowe były przytwierdzane do elewacji budynku na wysokości 3 metrów. Instalowane urządzenia były zasilane z akumulatorów. Zbierane dane były zapisywane na kartę SD. Po zakończonym dniu testów karta była wymieniana na pustą, a dotychczasowa była demontowana celem odczytania zebranych danych.



Rys. 3.1 Lokalizacja testowa jednego z koncentratorów

Na potrzeby pomiarów wykorzystane zostały 2 typy urządzeń – koncentrator oraz urządzenie końcowe (rysunek 3.2). Oba te urządzenia bazują na module radiowym CC1020 [113] firmy Texas Instruments wzmacniacz mocy sygnału (ang. *Power Amplifier*) oraz loggerze uDRIVE-uSD-G1 z kartą SD. Urządzenia koncentratorów zostały wyposażone w anteny dookólne Interline INT-HOR-08/08-V o zysku 8 dBi (rysunek 3.2).



Rys. 3.2 Urządzenia końcowe i antena koncentratora

Komunikacja bezprzewodowa pomiędzy urządzeniami bazowała na technice wM-Bus, w trybie R2. Parametry transmisji zostały przedstawione w tabeli 3.1.

Tabela 3.1 Przyjęte parametry transmisji wM-Bus

Parametr	Wartość
Pasmo częstotliwości	869,4 MHz
Szerokość kanału	25 kHz
Szybkość transmisji	4800 b/s
Moc nadawania	+27 dBm (500 mW)
Modulacja	FSK
Kodowanie bitów	NRZ
Czułość odbiornika	-110 dBm

Przyjęty schemat komunikacji bazuje na superramce trwającej 32 sekundy, gdzie zgodnie z modelem TDMA w poszczególnych szczelinach czasowych (początki kolejnych sekund) rozpoczynają nadawanie:

- sekunda 0 – koncentrator 1
- sekunda 1-3 – koncentratory 2-4
- sekundy 4-10 – cisza
- sekunda 11 – urządzenie końcowe 1
- sekundy 12-30 – urządzenia końcowe 2-20
- sekunda 31 – cisza

Koncentratory ze względu na eksponowane miejsca montażu mają bardzo dobre połączenie i wzajemnie synchronizują się z koncentratorem 1, natomiast urządzenia końcowe synchronizują się do ostatnio usłyszanej ramki synchronizującej (ang. *beacon*), z dowolnego koncentratora. Tak przyjęty mechanizm synchronizacji zapobiega kolizjom ramek w ramach eksperymentu.

Przyjęty został przedstawiony na rysunku 3.3 format ramek przesyłanych przez urządzenia końcowe:

6 B	3 B	1 B	3 B	100 B	4 B
SEQ	DEL	LEN	ADDR	PATT	RPATT

Rys. 3.3 Format ramki w badaniach eksperymentalnych

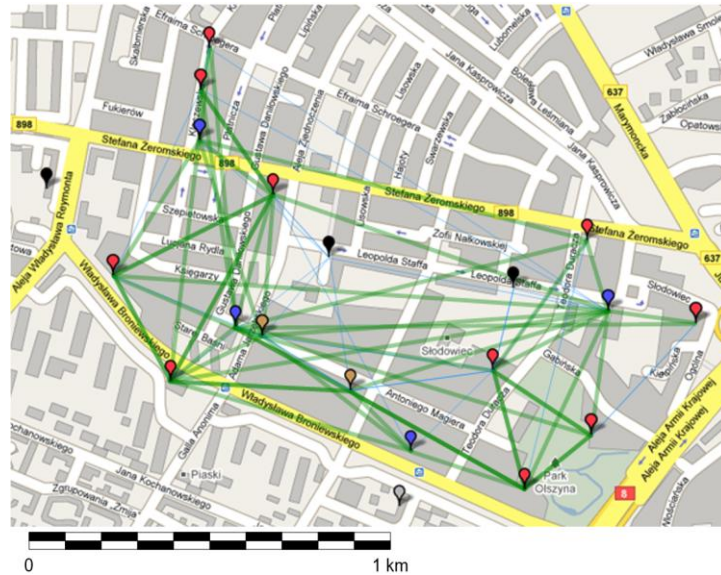
Znaczenie poszczególnych pól:

- SEQ (*Preamble sequence*) [6 B] – sekwencja synchronizująca preambuły, 6 bajtów o wartości 0xAA
- DEL (*Start of frame delimiter*) [3 B] – znacznik początku ramki, po odebraniu którego kolejne odbierane bity niosą przesyłaną informację, 1 bajt o wartości 0xD3.
- LEN (*Length*) [1 B] – pole długości ramki
- ADDR (*Address*) [3 B] – adres nadawcy, 1-bajtowy identyfikator powtórzony 3-krotnie
- PATT (*Pattern*) [100 B] – pole o stałej wyselekcjonowanej wartości, która pozwoli na analizę zakłóceń. Pole to ma wartość:
0xAAC4A9ED2683A948BE42BFA1A2017EA49DF5316658B86F8AE0
AD41EE02C3BEF611C6FF1CF67434063021667B39BE66D13333
3333E3388EE3F0F0F0F0C0071F7CE0077EE007F803FE00FF00
FF00FF00FF00FC0FC0FF00FC0FC0FF0000F0FFFF0000F0FFFF
- RPATT (*RSSI pattern*) [8B] – pole wzorca służące do mierzenia poziomu sygnału po stronie odbiornika, 8 bajtów o wartości 0xCC

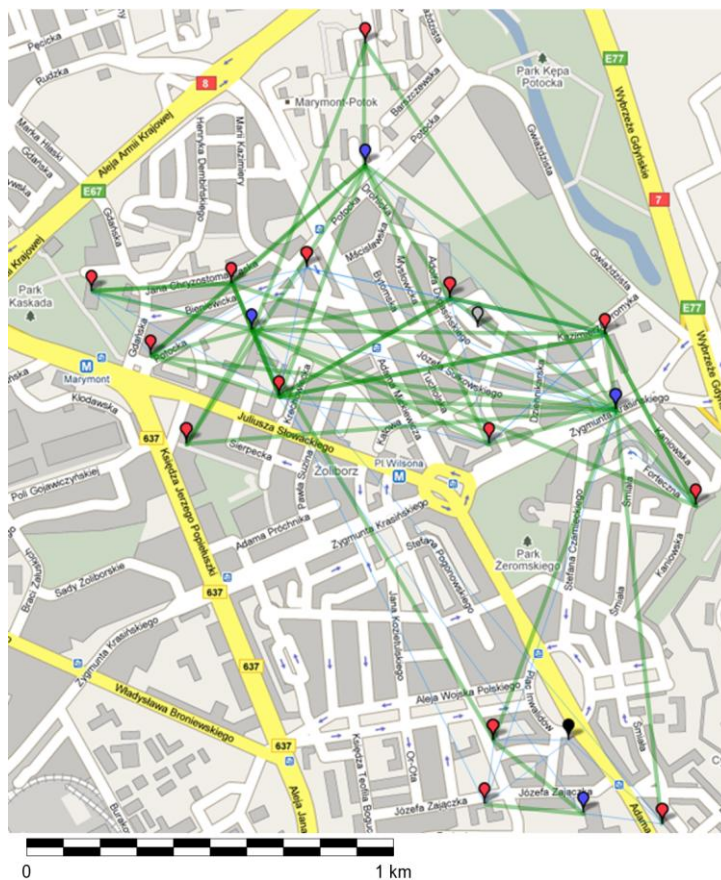
3.1.2 Pomiary

Pomiary były realizowane przez 15 dni. Pomiary wykonywane były w sierpniu, temperatura otoczenia wahała się od 15 do 25°C, brak opadów. Każdego dnia instalowano do 4 koncentratorów oraz do 20 urządzeń końcowych. Urządzenia końcowe przesyłały ramki radiowe przez około 20 godzin. Ramki te były odbierane w odbiornikach koncentratorów oraz innych urządzeń końcowych. Łącznie zebrano dane z 36 miejsc montażu koncentratorów oraz komunikujących się

z nimi urządzeń końcowych, które były umieszczone w 135 lokalizacjach. Przeanalizowanych zostało 509 potencjalnych połączeń pomiędzy urządzeniami. Łącznie zebrano 390 154 ramek radiowych, na których oparto wyniki badań. Na rysunkach 3.4 i 3.5 przedstawione zostało rozmieszczenie urządzeń z dwóch wybranych dni. Miejsca montażu koncentratorów zostały oznaczone markerem niebieskim, sprawne urządzenia końcowe markerem czerwonym. Skuteczna komunikacja wizualizowana jest liniami zielonymi, sporadyczna cienkimi niebieskimi.



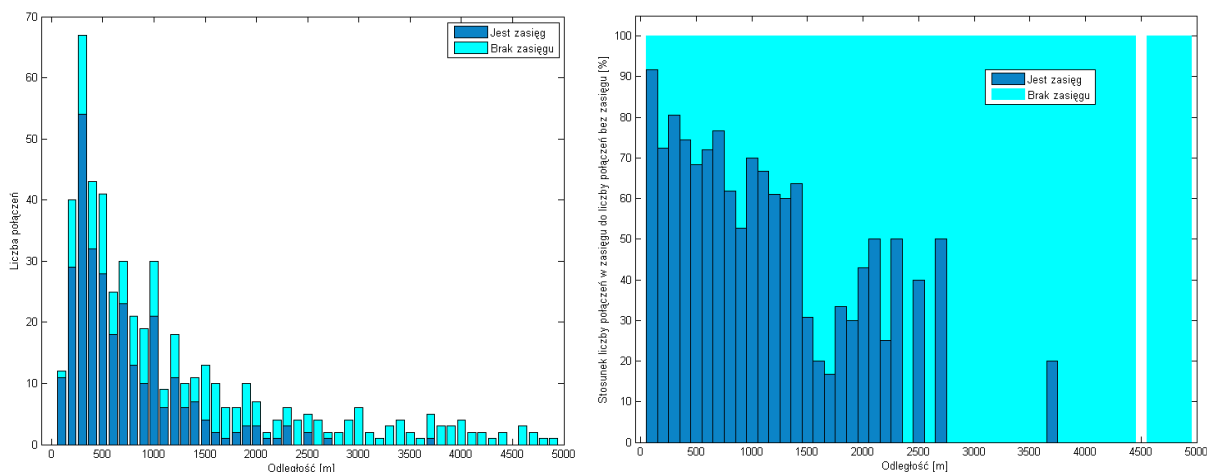
Rys. 3.4 Pomiary sieci wM-Bus, dzień 11



Rys. 3.5 Pomiary sieci wM-Bus, dzień 12

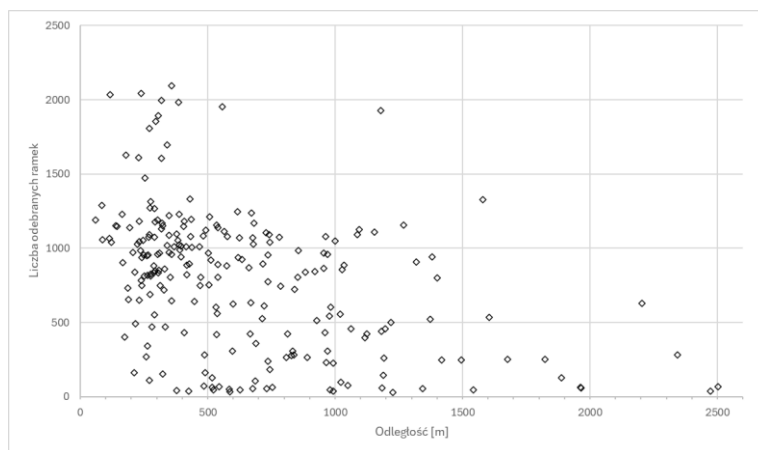
3.1.3 Skuteczność komunikacji

W ciągu 15 dni realizacji pomiarów możliwych było 509 potencjalnych połączeń pomiędzy koncentratorami a urządzeniami końcowymi, spośród których komunikacja zarejestrowana została dla 293 połączeń, w tym dla 239 połączeń odebranych zostało co najmniej 30 komunikatów, co jest istotne dla statystycznej oceny połączenia. Liczba potencjalnych (w tym skutecznych) połączeń w funkcji dystansu pomiędzy urządzeniem końcowym a koncentratorom przedstawiona została na rysunku 3.6.



Rys. 3.6 Skuteczność komunikacji w funkcji dystansu dla pomiarów wM-Bus

Pierwszy wykres przedstawia liczbę połączeń dla poszczególnych przedziałów odległości nadajnika od anteny. Najczęściej występujące dystanse pomiędzy urządzeniem końcowym a koncentratorom były z przedziału od 200 do 300 metrów, maksymalne odległości wynosiły do 5 000 metrów. Statystycznie skuteczność komunikacji spadała wraz ze wzrostem odległości, przy czym dla nawet najmniejszych odległości komunikacja pomiędzy urządzeniami nie była skuteczna dla 100% par urządzenie końcowe–koncentrator. Skuteczna komunikacja dla ponad 50% procent połączeń występowała dla odległości do 1 500 metrów. W przedziale od 1 500 do 2 500 metrów skuteczność komunikacji była mniejsza, jednak liczba takich dystansów była zbyt mała, aby miała wartość statystyczną. Powyżej 2 500 metrów skuteczna komunikacja występowała tylko sporadycznie.



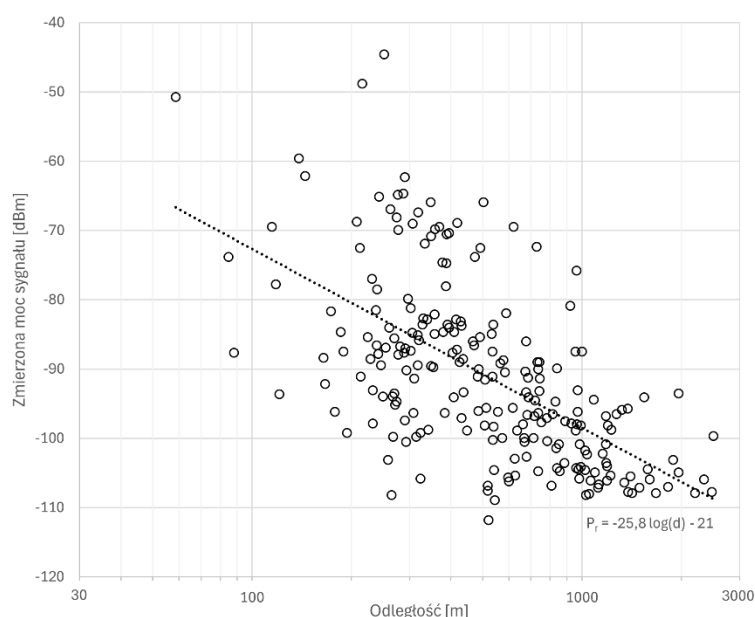
Rys. 3.7 Liczba odebranych ramek wM-Bus w funkcji odległości

Dla każdego połączenia zliczona została liczba odebranych ramek z poprawną sumą kontrolną. Zależność liczby ramek od odległości przedstawiony został na rysunku 3.7. W ciągu ok. 20 godzin trwania pomiarów każdy koncentrator mógł odebrać maksymalnie ok. 2 250 ramek z każdego urządzenia końcowego.

Można zauważyć, że – podobnie jak dla zależności skuteczności komunikacji – najwięcej ramek jest odbieranych od urządzeń pozostających w odległości do 1500 metrów, a największą liczbę ramek zarejestrowano od urządzeń pozostających w najmniejszych odległościach.

3.1.4 Poziom mocy sygnału

Dla zarejestrowanych 293 połączeń wyznaczona została średnia moc sygnału. Wartości zostały zaprezentowane na rysunku 3.8.



Rys. 3.8 Moc sygnału w funkcji odległości

Do danych została dopasowana aproksymacja logarytmiczna – odbierana moc sygnału wyrażona w dBm:

$$P_r = -21 - 25,8 \log(d[m]), \quad (3.1)$$

Co przekłada się na formułę tłumienności toru transmisyjnego:

$$L = P_t + G_t + G_r - P_r, \quad (3.2)$$

gdzie:

- $G_t = 0$ dBi – zysk anteny urządzenia końcowego
- $G_r = 8$ dBi – zysk anteny koncentratora
- $P_t = 27$ dBm – moc nadawania

Ostatecznie tłumienność toru transmisyjnego aproksymowana jest formułą:

$$L[dB] = 133,4 + 25,8 \log(d[km]) \quad (3.3)$$

Dopasowanie wynikowej formuły do modelu logarytmicznego opisywanego w rozdziale 2.2.2.1 wskazuje na wartość współczynnika $\beta = 2,58$. Niska wartość może wynikać z tego, że część

wartości mocy sygnału nie zostało uwzględnionych w aproksymacji logarytmicznej ze względu na tak małą moc sygnału, że ramki nie zostały odebrane i przez to moc ich sygnału nie została uwzględniona. Istotnym elementem jest również duża wysokość montażu koncentratorów (typowo na dachach 10-piętrowych budynków o wysokości około 30 metrów) oraz urządzeń końcowych (typowo 3 metry), co spowodowało, że w większości przypadków nie była lub nie była znacząco przekraczana odległość krytyczna Fresnela, która w tym przypadku wynosi:

$$d_{Bp} = \frac{4h_t h_r}{\lambda} = \frac{4 \cdot 30 \cdot 3}{0,345} = 1043 \text{ m} \quad (3.4)$$

Widoczny na rysunku 3.8 rozrzut wartości mocy sygnału dla zbliżonych wartości odległości jest duży, przez co wartości aproksymacji w wielu przypadkach obarczone są sporym błędem, co liczbowo obrazuje współczynnik determinacji R^2 równy 0,36. Oznacza to, że szacowanie mocy sygnału formułą bazującą tylko na odległości może być wyłącznie zgrubne.

3.1.5 Analiza ilościowa błędów

Przyjęty w założeniach eksperymentu format ramki (rys. 3.3) został przyjęty także w celu identyfikacji liczby i charakteru przekłamań danych w ramce. Pole PATT zawiera także długie ciągi wartości bitowych „0” i „1”, co pozwala na weryfikację wpływu ich występowania na prawdopodobieństwo błędu. Do weryfikacji wykorzystane zostały ramki z 239 połączeń, w ramach których odebranych zostało co najmniej 30 komunikatów. Łącznie wziętych pod uwagę zostało 390 154 ramek [114].

Ramka uznawana była za odebraną, gdy moduł radiowy poprawnie zidentyfikował początek ramki oraz odebrane zostało pole adresu. Następnie analizowana była zgodność pola PATT z ustalonym wzorcem. Wiele urządzeń znajdowało się na granicy zasięgu co sprzyjało obserwacji błędów w ramkach. Liczba ramek z i bez błędów została przedstawiona w tabeli 3.2.

Tabela 3.2 Liczba ramek z i bez błędów

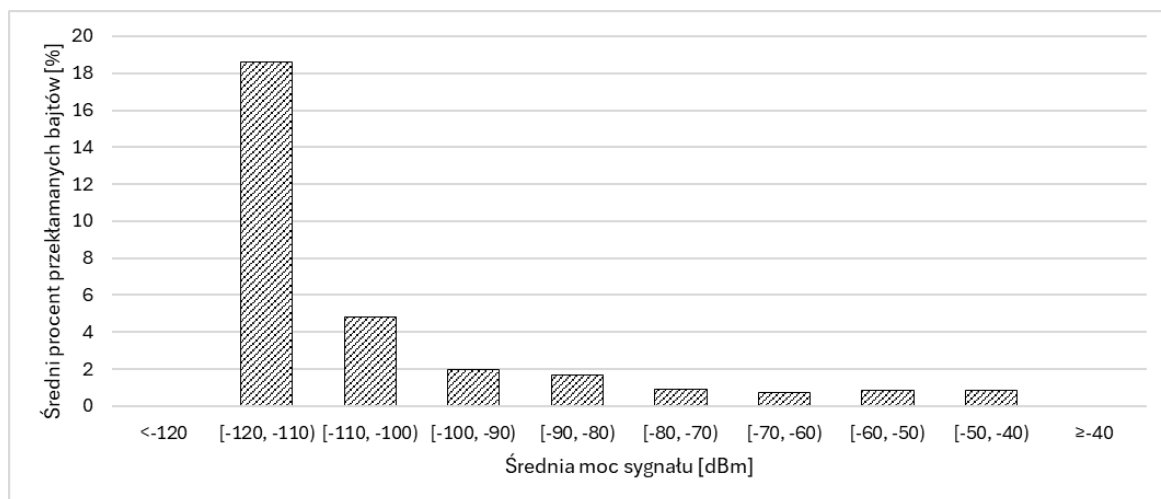
Wszystkie ramki	390 154
Ramki z błędami	98 592 (25,27%)
Ramki bez błędów	291 562 (74,73%)

Dla każdego połączenia policzona została średnia liczba przekłamywanych bitów i bajtów:

- średnia liczba przekłamywanych bajtów w ramce wynosi 6,30, co stanowi 6,3% całej ramki,
- średnia liczba przekłamywanych bitów w ramce wynosi 17,5, tj. 2,2% wszystkich bitów.

W przypadku niskiej liczby błędnych bitów i losowego rozkładu błędów liczba przekłamywanych bajtów powinna być tylko nieco mniejsza od liczby przekłamywanych bitów, co jednak nie było obserwowane. Wynik wskazuje więc, że często błędy bitowe grupowały się i występowały w tych samych bajtach.

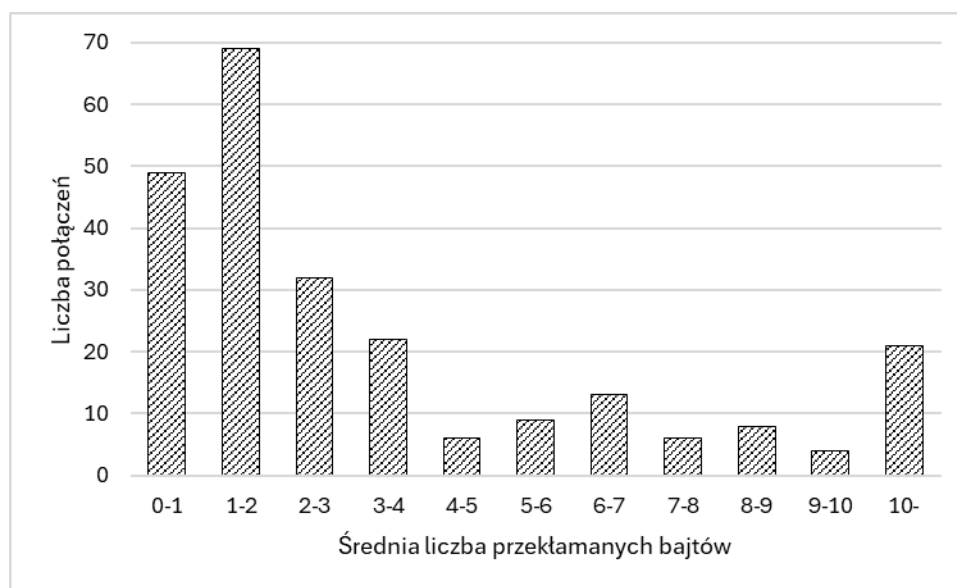
Liczba przekłamywanych bajtów silnie zależy od mocy odbieranego sygnału. Zależność ta dla zebranych pomiarów została przedstawiona na rysunku 3.9.



Rys. 3.9 Odsetek przekłamanych bajtów w funkcji mocy sygnału

Zaobserwowano zostało, że dla ramek z dużą liczbą przekłamań nastąpiło wstawienie dodatkowego lub usunięcie istniejącego bitu z ramki. Efekt ten dotyczył niemal 10% wszystkich przesłanych ramek (tj. 38,6% przekłamanych ramek). Prawdopodobną przyczyną tego zjawiska są przesyłane długie ciągi wartości „0” i „1”, które powodują utratę synchronizacji zegara bitowego i utratę poprawnej identyfikacji miejsca, gdzie zaczynają się i kończą poszczególne odbierane bity. Można uznać, że utrata synchronizacji jest niedoskonałością konstrukcji modułu radiowego.

Na rysunku 3.10 przedstawiony został rozkład liczby połączeń w zależności od średniej liczby przekłamanych bajtów.



Rys. 3.10 Histogram liczby połączeń dla średniej liczby przekłamanych bajtów

Największa liczba przekłamanych bajtów jest często związana z niską mocą sygnału. Dla połączeń ze średnią liczbą przekłamanych bajtów większą od 10 bardzo często występują błędy wstawienia lub usunięcia istniejącego bitu danych, stąd tak duża liczba przekłamań.

Wykluczając błędy wstawienia lub usunięcia bitu średnie liczby przekłamanych bitów i bajtów mają wartości:

- średnia liczba przekłamanych bajtów w ramce wynosi 2,10, co stanowi 2,1% całej ramki,

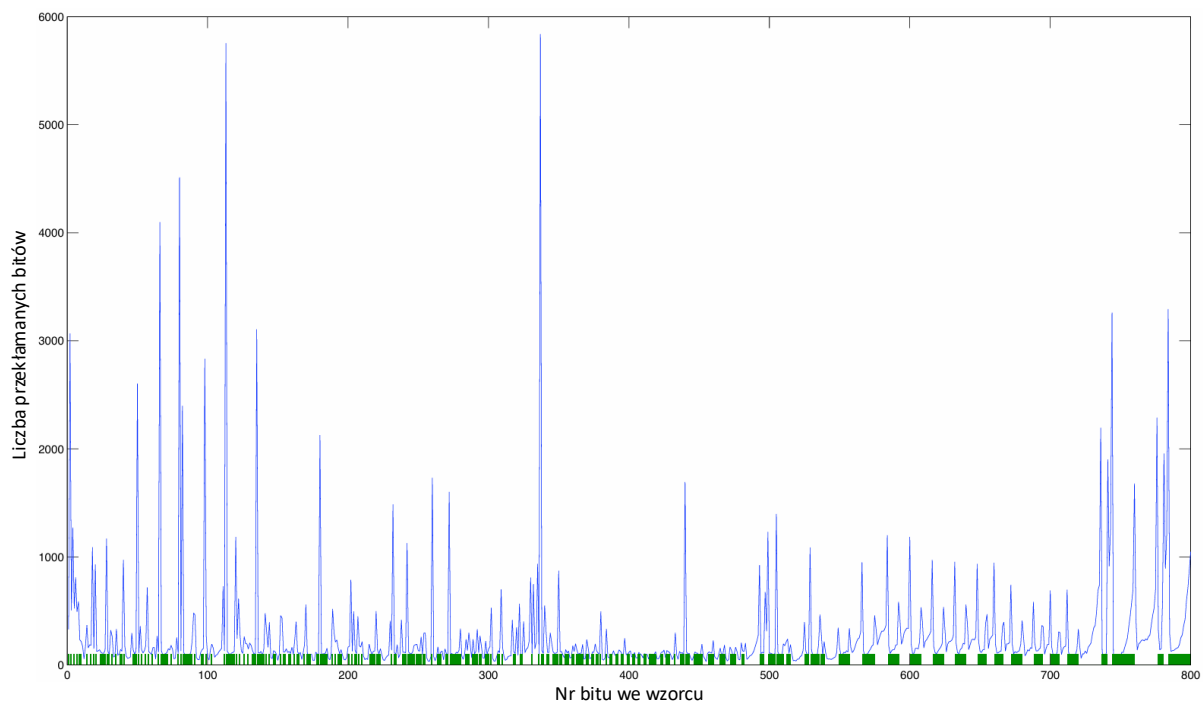
- średnia liczba przekłamanych bitów w ramce wynosi 6,37, tj. 0,8% wszystkich bitów.



Rys. 3.11 Średnia moc sygnału dla ramek ze wskazaną liczbą przekłamanych bitów

Liczba przekłamanych bitów silnie zależy od mocy sygnału. Wykres na rysunku 3.11 przedstawia zależność średniej mocy sygnału radiowego dla ramek z tą samą liczbą przekłamań bitów.

Prawdopodobieństwo wystąpienia przekłamanie bitu zależy również od danych występujących w ramce; w przeprowadzonym eksperymencie wykorzystywany był zawsze ten sam wzorec.



Rys. 3.12 Liczba przekłamań bitów na poszczególnych pozycjach

Na wykresie z rysunku 3.12 zielona seria oznacza wygodną reprezentację bitową przesłanego wzorca. Zaś seria niebieska wskazuje na liczbę przekłamań bitu znajdującego się na danej pozycji. Łatwo zauważyć, że niektóre bity generują nadspodziewanie duży poziom błędów, gdy inne przekłamywane są rzadko. Rzadkie przekłamywanie bitów można obserwować dla fragmentu obszarów, w których wartości „0” i „1” zmieniają się wystarczająco często (m.in. w pobliżu

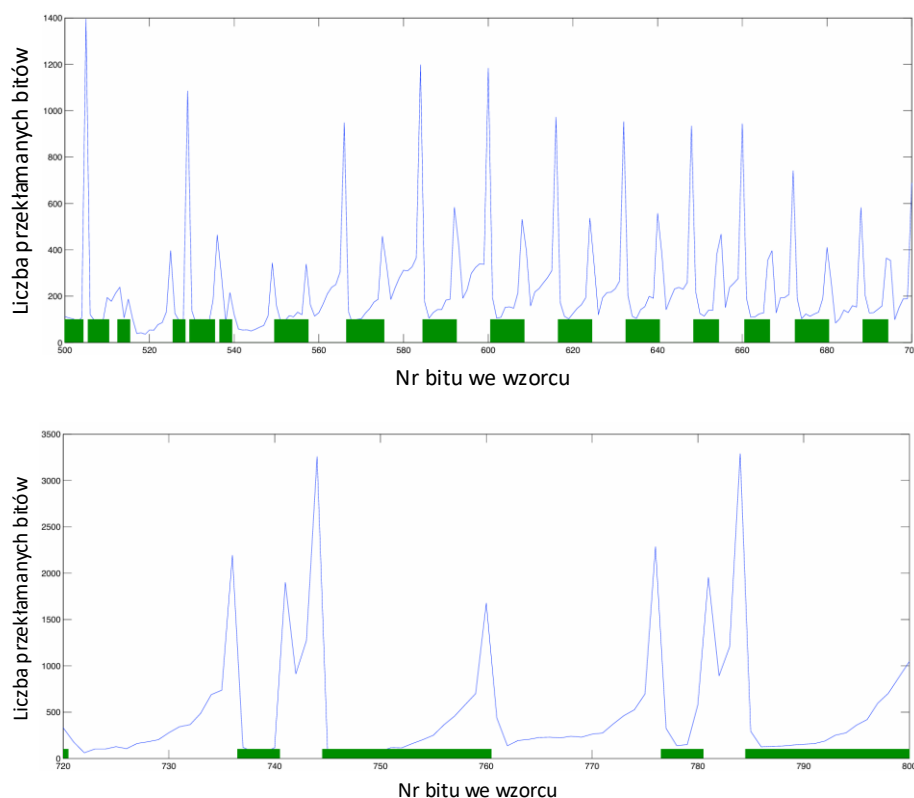
bitu nr 400). Dla tego obszaru liczbę przekłamań można szacować na około 200, co przy niemal 400 000 ramek przekłada się na bitową stopę błędów (ang. *Bit Error Rate, BER*) równą 0,05%.

Dobrze mieć na uwadze, że dokumentacje modułów radiowych najczęściej wskazują parametr czułości odbiornika dla $BER = 10^{-3}$ [115, 116], co jest wielkością niezbyt małą, gdyż dla długich ramek pakietowa stopa błędów (ang. *Packet Error Rate, PER*) jest znacząca, co wynika ze wzoru:

$$PER = 1 - (1 - BER)^n, \quad (3.5)$$

Dla eksperymentu ($n = 800$ bitów) oraz $BER = 10^{-3}$ wartość PER jest równa 55%. Zatem dla czułości wskazanej przez dokumentację otrzymujemy skuteczność niższą niż 50%.

Dla serii powtarzających się wartości bitów (na rysunku 3.13 zaprezentowano wykresy w powiększeniu) można zaobserwować, że z każdym kolejnym bitem o tej samej wartości wzrasta liczba błędów poprawnej identyfikacji danego bitu, co może być związane z wyżej wspomnianej stopniowej utracie synchronizacji zegara bitowego.



Rys. 3.13 Liczba przekłamań bitów na pozycjach z ciągami powtarzających się wartości bitowych

Każdy kolejny bit o tej samej wartości powoduje w powtarzający się sposób zwiększenie prawdopodobieństwa wystąpienia przekłamania bitu. Zjawisko występuje zarówno dla ciągu wartości „0” jak i „1”. Dla ciągów składających się z 8 wartości „0” liczba błędów wzrasta do około 1 000, przy ciągach 16 wartości „0” liczba błędów wzrasta do ponad 2 000, na 390 154 wszystkich analizowanych ramek.

3.1.6 Wnioski

Opisane badania eksperymentalne pozwoliły na wyznaczenie skuteczności transmisji, pomiary poziomu mocy odbieranego sygnału oraz zależności mocy sygnału od długości toru transmisyjnego. Ponadto wzorzec bitowy zawarty w przesyłanej ramce pozwolił na analizę charakteru błędów bitowych. Dane zebrane w eksperymencie posłużyły także do analizy zmienności mocy odbieranego sygnału opisanej w podrozdziale 3.2.

Analiza ilościowa błędów opisana w 3.1.5 pokazała znaczący negatywny wpływ ciągów wartości „0” i „1” na występowanie błędów transmisji, to pokazało potrzebę stosowania metod ich ograniczania, którymi są kodowania zapobiegające takim długim ciągom:

- kodowanie NRZ-I – kodowanie, w którym dla wartości „1” następuje zmiana stanu, a dla „0” pozostawienie dotychczasowego stanu – skuteczne częściowo
- Manchester – wartości logiczne przesyłane jako 2 bity fizyczne o przeciwnych wartościach – maksymalna długość ciągu bez zmiany wartości to 2 bity, wykorzystywane m.in. w Ethernetie [117] czy wM-Bus [21]
- 4B5B – 4 bity logiczne kodowane są na 5 fizycznych, gdzie liczba następujących po sobie wartości „0” nie przekracza 3 bitów, następnie kodowane NRZ-I – maksymalna długość ciągu bez zmiany wartości to 3 bity, wykorzystywane m.in. w Fast Ethernet [117]
- technika szpilkowania (ang. *bit stuffing*) – wstawianie dodatkowych bitów, gdy w ciągu danych występuje określona liczba takich samych wartości np. po 5 kolejnych „1” wstawiany jest bit o wartości „0”, który jest pomijany po stronie odbiorczej, wykorzystywany m.in. w CAN [118] lub USB 2.0 [119]
- technika scramblingu (alternatywnie *data whitening*) – realizacja operacji XOR na ciągu bitów komunikatu i innym ciągu bitów (pseudolosowym np. generowanym wielomianem [120] lub ciągiem wynikającym z kryptografii), który jest znany nadajnikowi i odbiornikowi, stosowany m.in. w modułach radiowych Spirit1 [116], CC1020 [113], SX1262 [115], wykorzystywany m.in. w LoRaWAN [121]

Ograniczanie ilości błędów bitowych jest również uzyskiwane dzięki kodowaniu nadmiarowemu, które pozwala nie tylko na detekcję błędów, ale także na ich korektę. Są to techniki kodowania korygującego (ang. *Forward Error Correction, FEC*) błędów kodowania Hamminga, Reed-Solomona, konwolucyjne, Turbo, LDPC. W szczególności modulacja LoRa przewiduje kodowanie nadmiarowe 4/5, 4/6, 4/7 i 4/8 [115], gdzie 4 bity informacji przesyłane są w postaci od 5 do 8 bitów danych w kanale fizycznym. Kodowanie LoRa inspirowane jest kodami Hamminga i pozwala na korekcję 1 bitu (dla kodu 4/6) lub 2 bitów (dla kodu 4/8), co istotnie poprawia współczynnik BER.

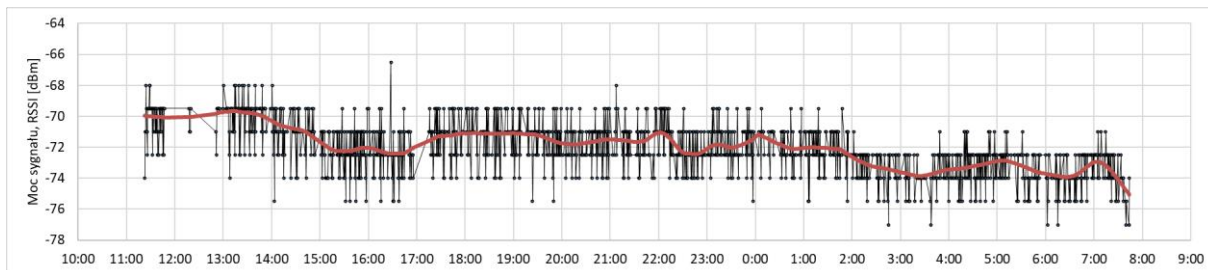
3.2 Zmienność mocy odbieranego sygnału

Z punktu widzenia zarządzania sposobem transmisji i nasłuchu, w szczególności w zakresie sterowania mocą nadawania, istotna jest nie tylko kwestia mocy odbieranego sygnału, ale także jej zmienność w czasie.

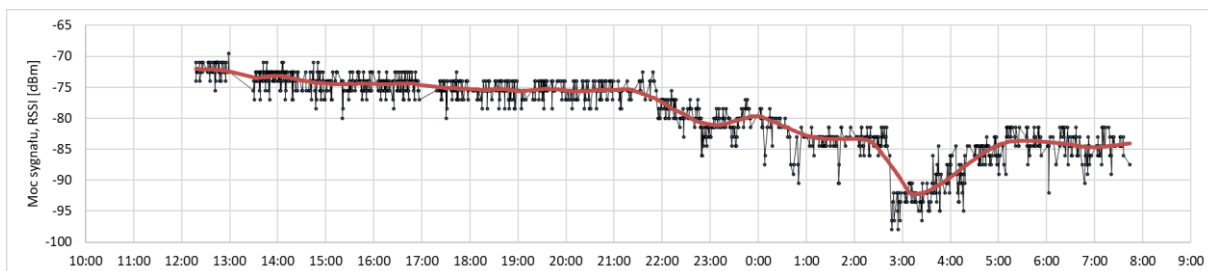
3.2.1 Zanikanie wolnozmienne

Na rysunkach od 3.14 do 3.25 przedstawione zostały wartości mocy sygnału ramek odbieranych od 12 urządzeń końcowych w ciągu jednego dnia przez jeden koncentrator. Dane zostały

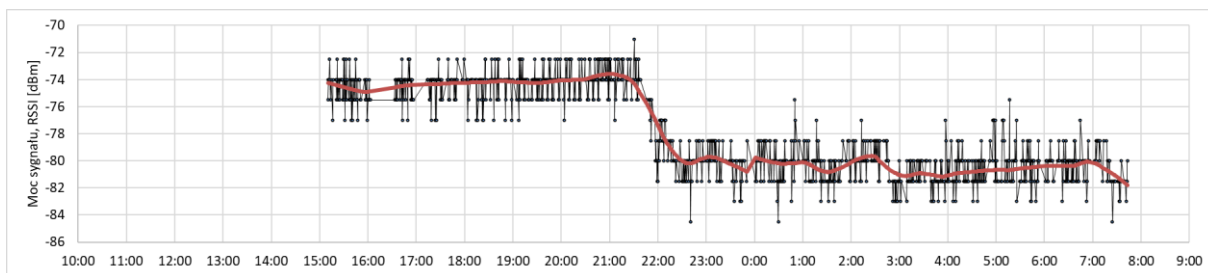
uzupełnione o trend wygenerowany z użyciem metody LOWESS z parametrem $\text{frac}=0,07$; trend został przedstawiony linią bordową.



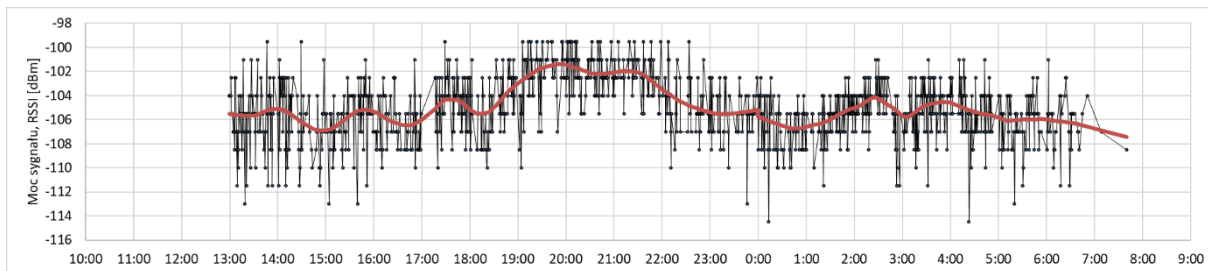
Rys. 3.14 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 02



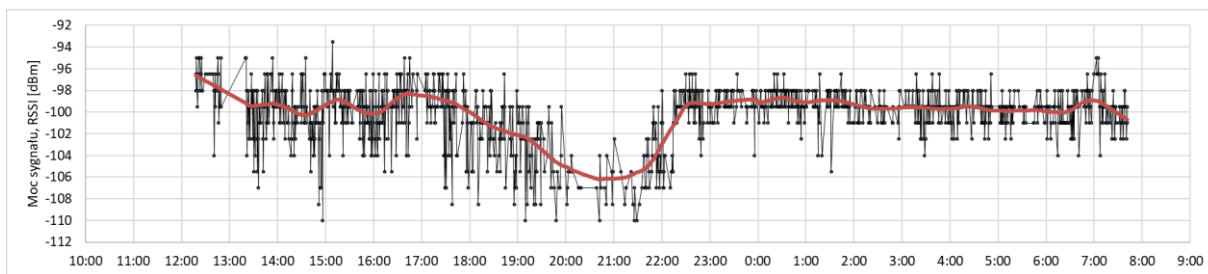
Rys. 3.15 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 03



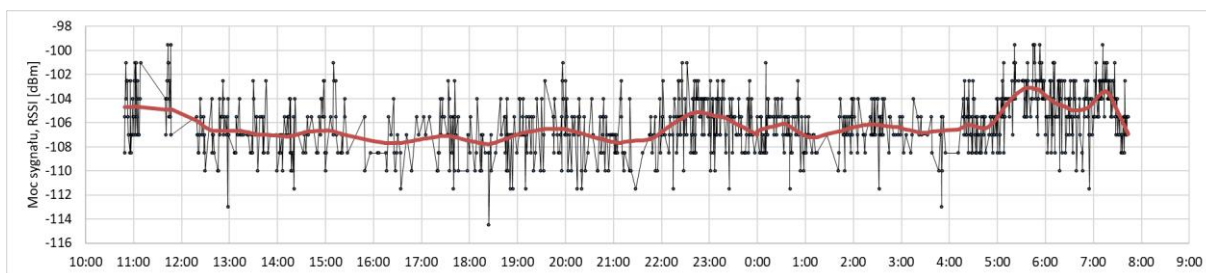
Rys. 3.16 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 04



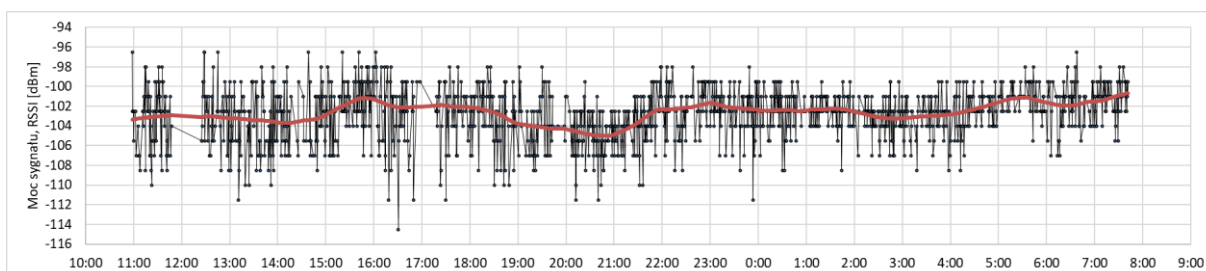
Rys. 3.17 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 07



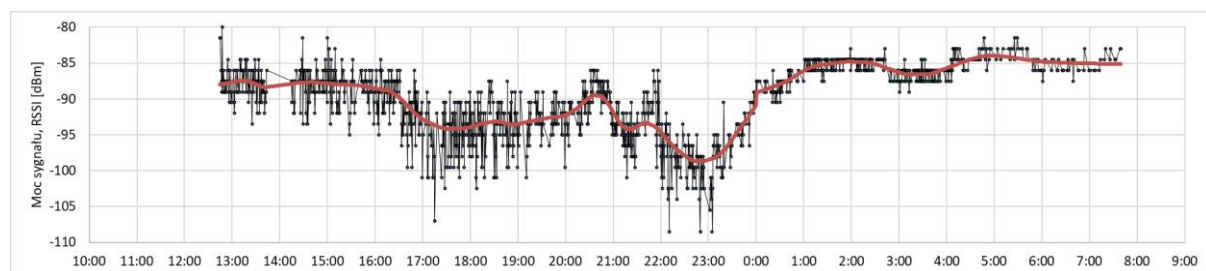
Rys. 3.18 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 08



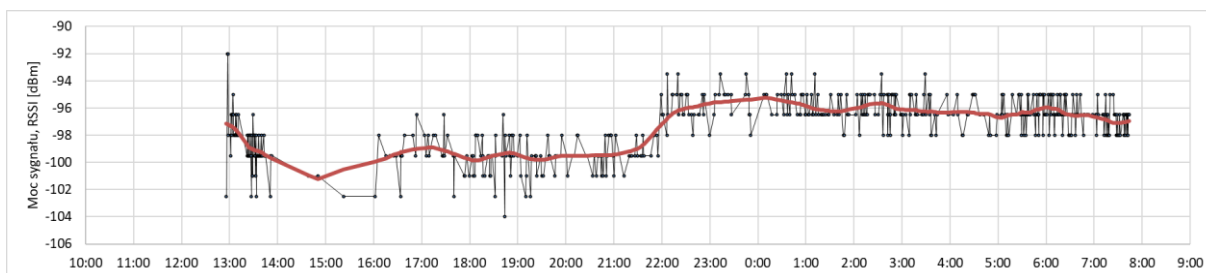
Rys. 3.19 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0A



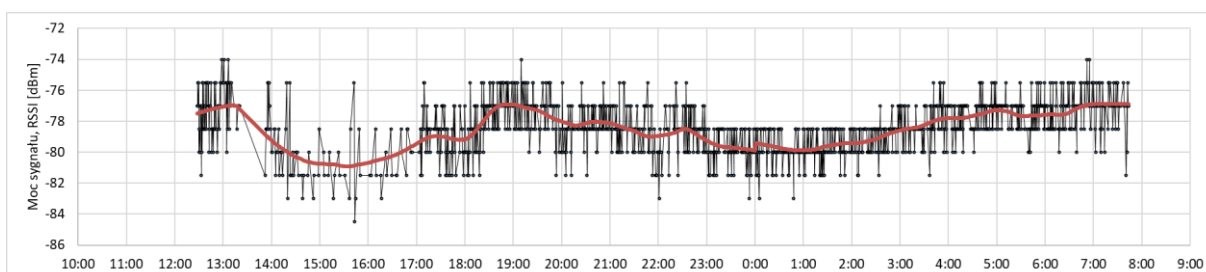
Rys. 3.20 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0B



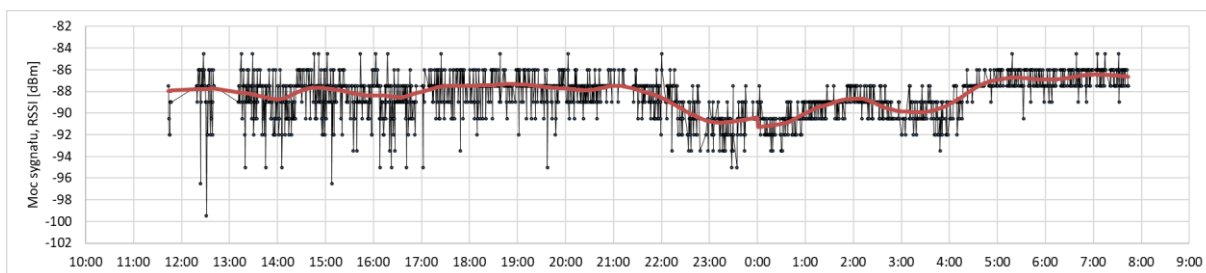
Rys. 3.21 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0E



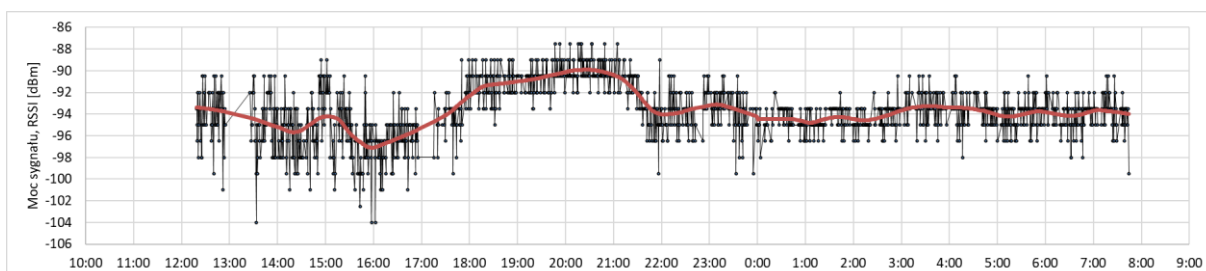
Rys. 3.22 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 10



Rys. 3.23 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 11



Rys. 3.24 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 12



Rys. 3.25 Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 13

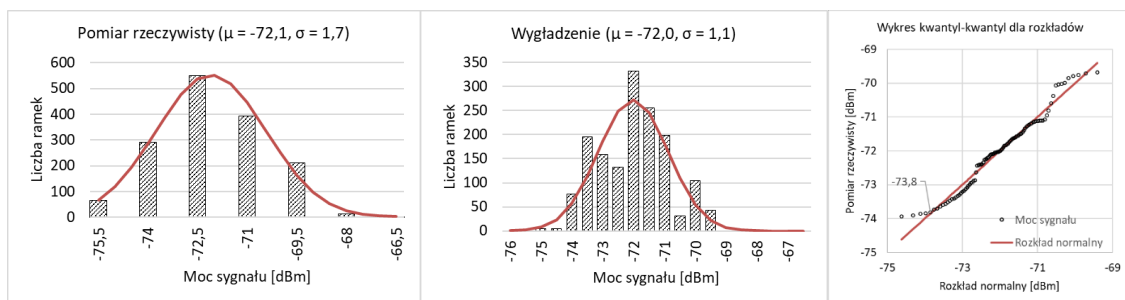
Powyższe przebiegi przedstawiają obraz stopnia i charakteru zmienności mocy sygnału. Przebiegi pokazują występujące oscylacje, a dla niektórych urządzeń także trwałe zmiany:

- urządzenia 02, 0A, 0B, 11, 12 – niewielkie zmiany mocy sygnału
- urządzenie 03 – pogorszenie o 10 dB w godzinach 3-4
- urządzenie 04 – pogorszenie o 6 dB od godz. 22
- urządzenie 08 – pogorszenie o 6 dB w godz. 18-22
- urządzenie 0E – pogorszenie o 10 dB w godzinach 22-24
- urządzenie 10 – polepszenie o 3 dB od godziny 22
- urządzenia 07 i 13 – polepszenie o 4,5 dB w godzinach 18-22

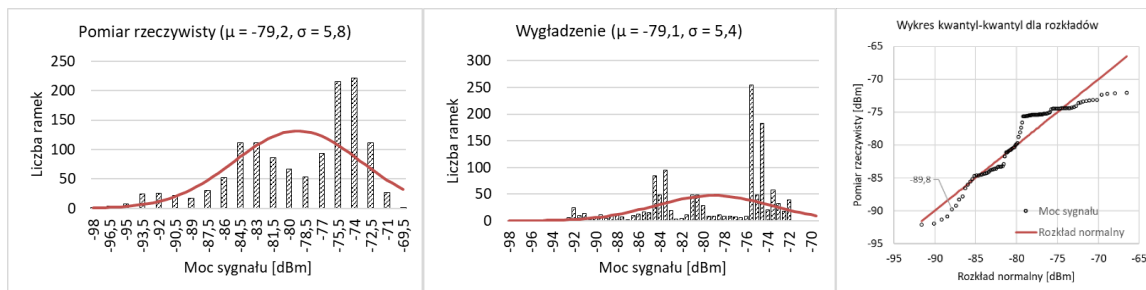
Zmiana mocy sygnału, trwająca przez kilka godzin, może wskazywać na zmianę tłumienności toru transmisyjnego pomiędzy urządzeniem końcowym a koncentratorem powodowaną pojawieniem się lub zniknięciem przeszkód na drodze transmisji sygnału radiowego (bezpośredniego lub odbitego). Takie trwałe zmiany wynikają z zaników wolnozmiennych (ang. *slow fading*), co zostało omówione w rozdziale 2.1.8. Przez tę zmienność odchylenie standardowe wartości mocy sygnału dla całego okresu jest większa.

Moc sygnału mierzona jest z rozdzielczością 1,5 dB, jednak deklarowana dokładność pomiaru mocy sygnału to ± 3 dB [113]. Należy jednak mieć na uwadze, że dokładność ta dotyczy pomiaru bezwzględnego, błąd względny jest prawdopodobnie znacznie mniejszy, co pozwala na ocenę oscylacji wartości mocy sygnału. Na poniższych rysunkach dla kolejnych urządzeń przedstawione zostały:

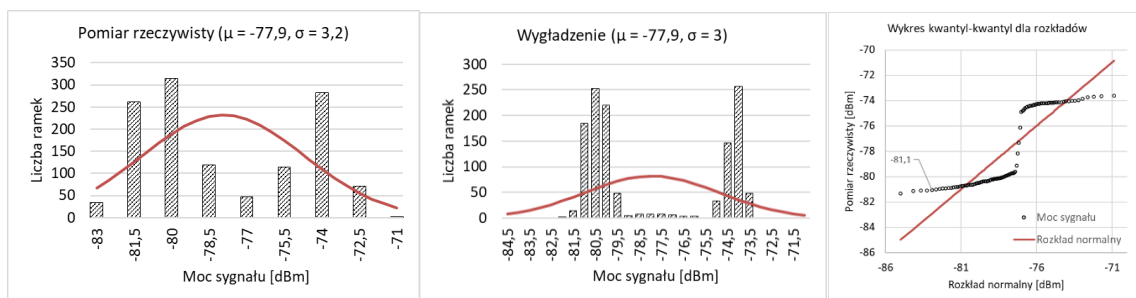
- histogramy zmierzonej mocy sygnału z dopasowaniem rozkładem normalnym,
- histogram wygładzonej mocy sygnału z dopasowaniem rozkładem normalnym,
- wykres kwantyl-kwantyl porównujący zgodność rozkładu wygładzonej mocy sygnału z rozkładem normalnym.



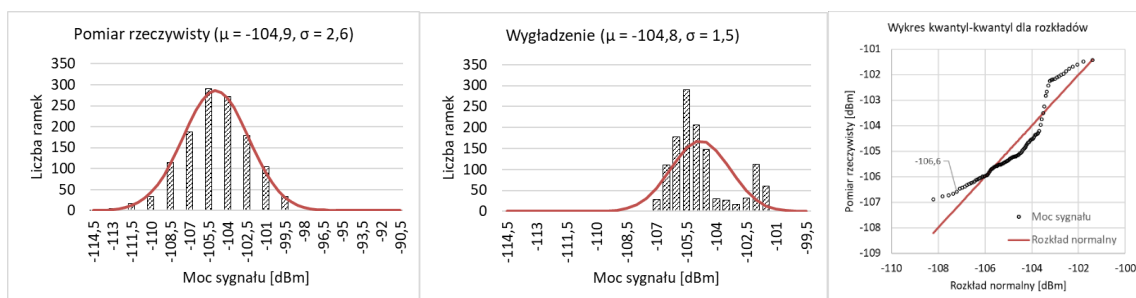
Rys. 3.26 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 02



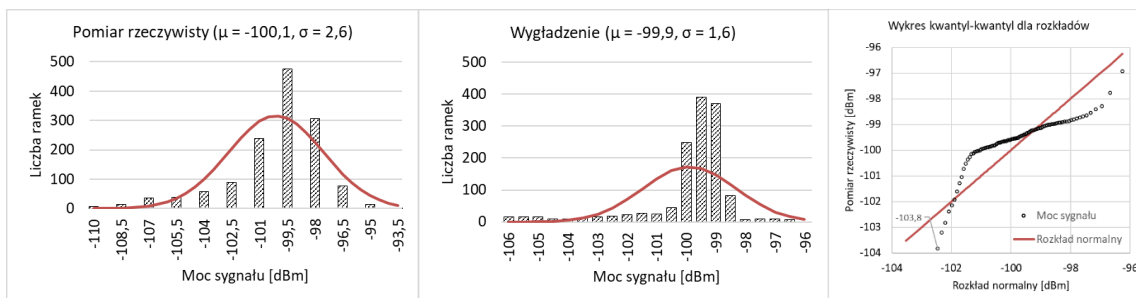
Rys. 3.27 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 03



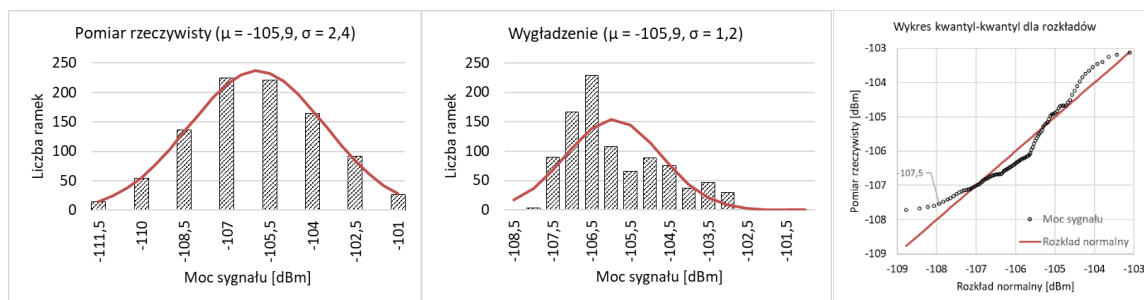
Rys. 3.28 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 04



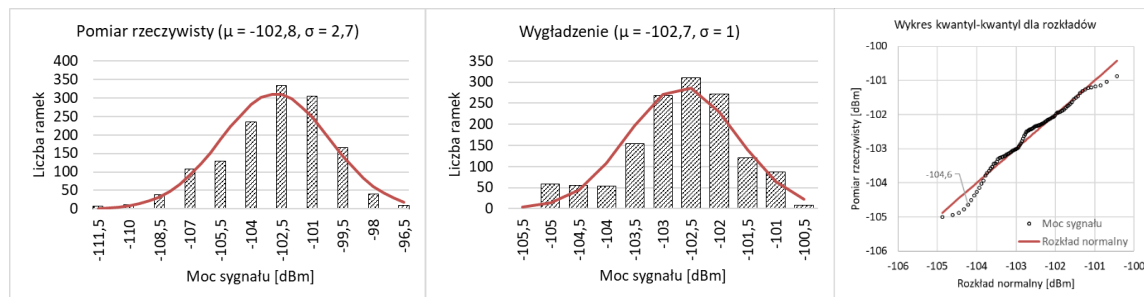
Rys. 3.29 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 07



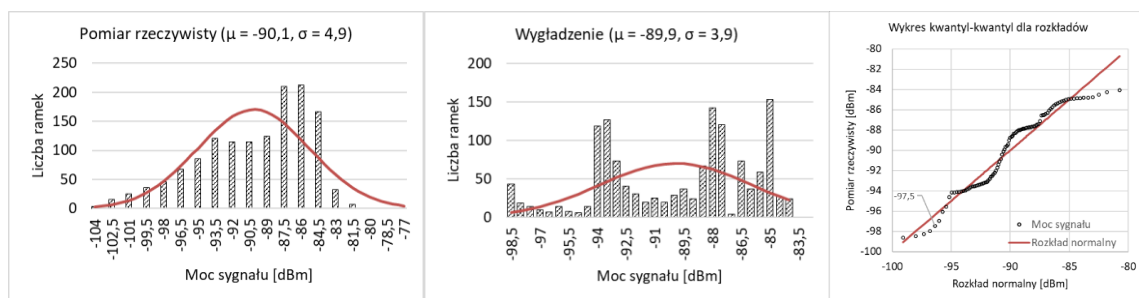
Rys. 3.30 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 08



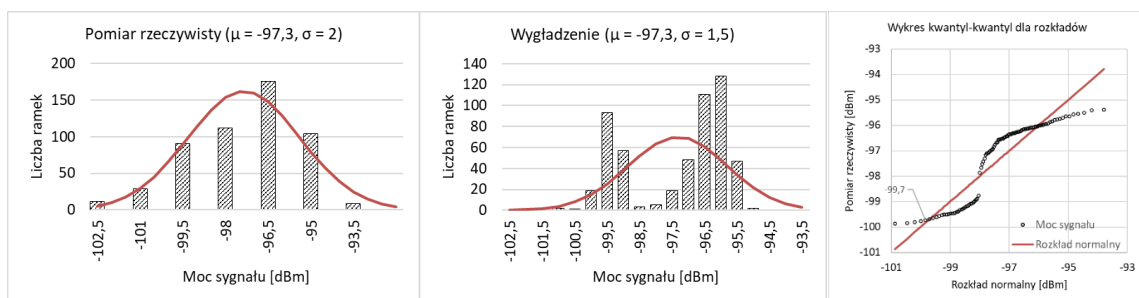
Rys. 3.31 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0A



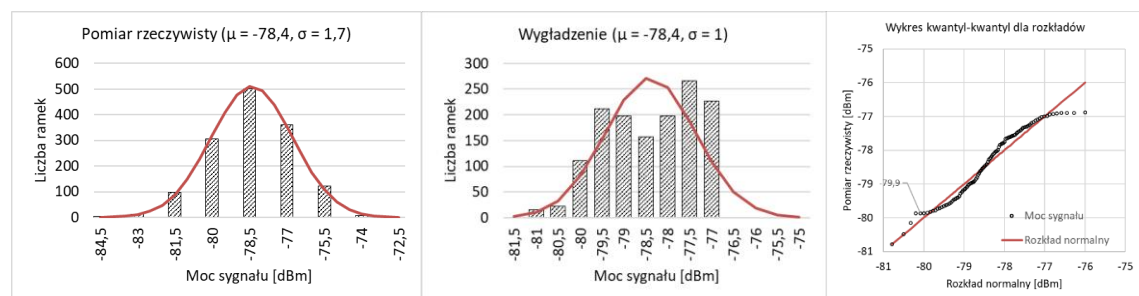
Rys. 3.32 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0B



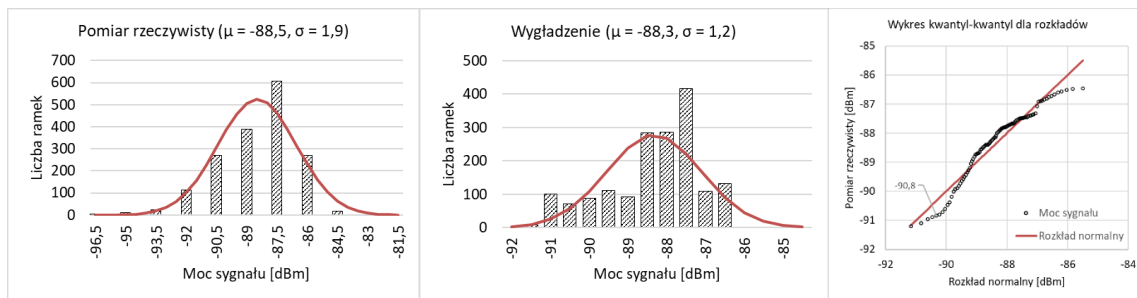
Rys. 3.33 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0E



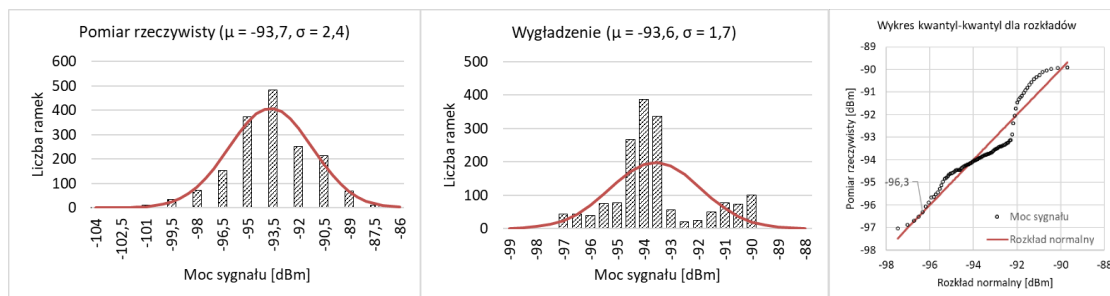
Rys. 3.34 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 10



Rys. 3.35 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 11



Rys. 3.36 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 12



Rys. 3.37 Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 13

Wykresy umieszczone na rysunkach od 3.26 do 3.37 dla kolejnych urządzeń pozwalają na ocenę charakteru zmienności odbieranej mocy sygnału pomiędzy urządzeniami nieruchomymi.

Pierwszy wykres dla każdego z urządzeń przedstawia gęstość prawdopodobieństwa odbieranej mocy sygnału w postaci histogramu oraz dopasowany do histogramu rozkład normalny wraz ze wskazaniem wartości średniej i odchylenia standardowego. Drugi wykres przedstawia gęstość prawdopodobieństwa wartości trendu odbieranej mocy sygnału. Wyznaczenie trendu spowodowało zniwelowanie wpływu zanikania szybkozmiennego, wskutek czego – dla urządzeń nieporuszających się – histogram odwzorowuje proces zanikania wolnozmiennego, dla którego również wykonana jest próba dopasowania rozkładu normalnego. Trzecie okno dla każdego urządzenia zawiera wykres kwantyl-kwantyl (ang. *Q-Q plot*), który zawiera kolejne percentyle rozkładu normalnego i wartości pomiarów odbieranej mocy sygnału. Wykres kwantyl-kwantyl pozwala na ocenę zgodności rozkładu zmiennej losowej mocy odbieranego sygnału z dopasowanym rozkładem normalnym.

Na podstawie obserwacji wykresów gęstości prawdopodobieństwa mocy sygnału można zauważyć, że zbiór danych pomiarowych w dużym stopniu jest zgodny z rozkładem normalnym dla większości urządzeń:

- dla urządzeń 02, 08, 0A, 0B – zgodność w dużym stopniu
- dla urządzeń 03, 07, 11, 12 i 13 – znaczna zgodność, lekka bimodalność
- dla urządzeń 04, 0E i 10 – widoczna wyraźna bimodalność rozkładu, która wynika z jednokrotnej trwałej zmiany mocy sygnału.

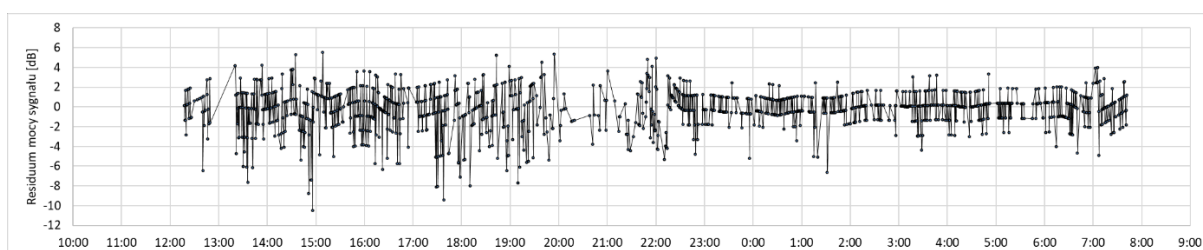
Obserwowane podobieństwo do rozkładu normalnego może być skutkiem złożenia dwóch zmiennych losowych – zanikania wolnozmiennego i szybkozmiennego, które miały porównywalny wpływ na zmienność mocy sygnału.

Wartość wyznaczonego trendu odpowiada zanikaniu wolnozmiennemu. Dopasowanie rozkładu normalnego do gęstości prawdopodobieństwa wartości trendu weryfikowane jest za

pomocą wykresu kwantyl-kwantyl. Na podstawie tej oceny można zaobserwować, że dla części urządzeń występuje podobieństwo, a dla części jest ono gorsze niż dla bezpośredniego pomiaru mocy sygnału odebranego z urządzenia. Może to być związane z krótkim czasem obserwacji w porównaniu do odstępów czasu pomiędzy zdarzeniami mającymi wpływ na zanikanie wolnozmiennne.

3.2.2 Zanikanie szybkozmiennne

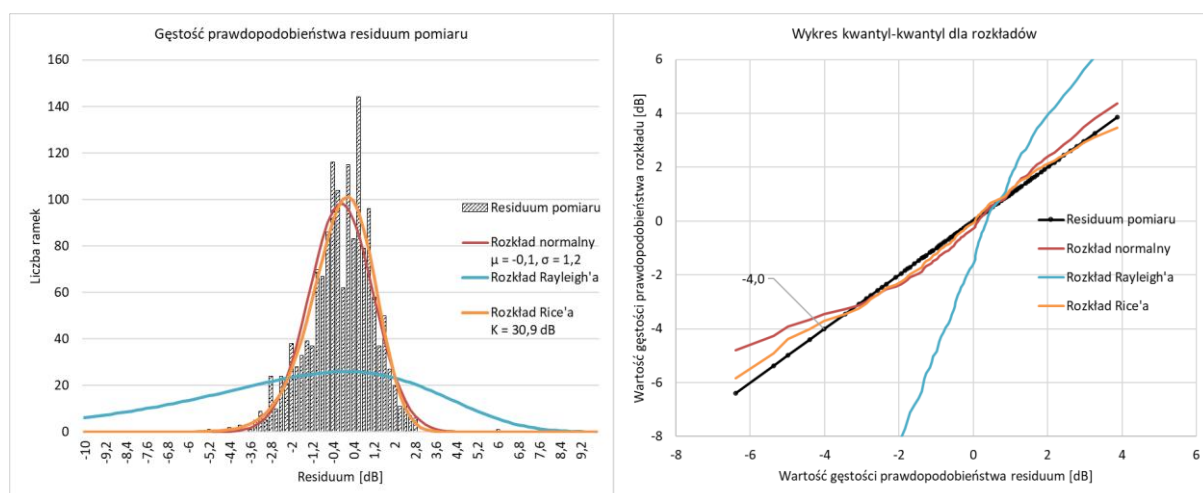
Wartość odchylenia standardowego dla zanikania wolnozmiennnego jest wyraźnie niższa niż dla bezpośredniego pomiaru mocy odbieranego sygnału. Zmienność sygnału poza wartością trendu jest efektem zanikania szybkozmiennnego. Residuum uzyskane poprzez odjęcie trendu od pomiarów mocy odbieranego sygnału odpowiada wartości zanikania szybkozmiennnego. Przebieg zanikania szybkozmiennnego dla urządzenia 08 został przedstawiony na rysunku 3.38.



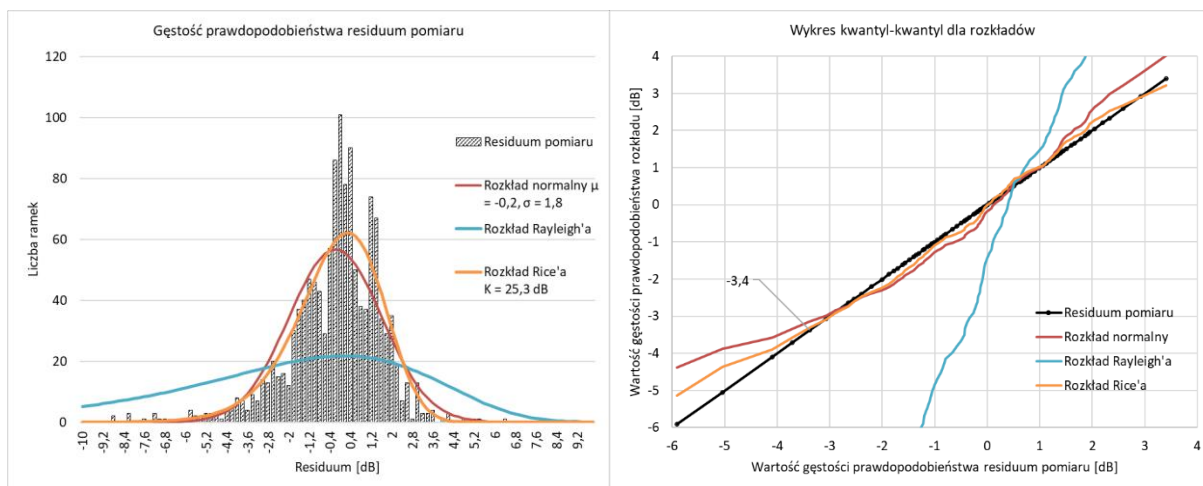
Rys. 3.38 Przebieg zanikania szybkozmiennnego dla urządzenia 08

W celu poznania charakterystyki zanikania szybkozmiennnego zbiory wartości residuum zostały przedstawione w postaci histogramu, który przedstawia liczbę ramek z poszczególnymi wartościami residuum. Zbiór podzielony został na przedziały klasowe (koszyki, ang. *bins*) o szerokości 0,2 dB ze środkiem przedziału od -10 do 10 dB.

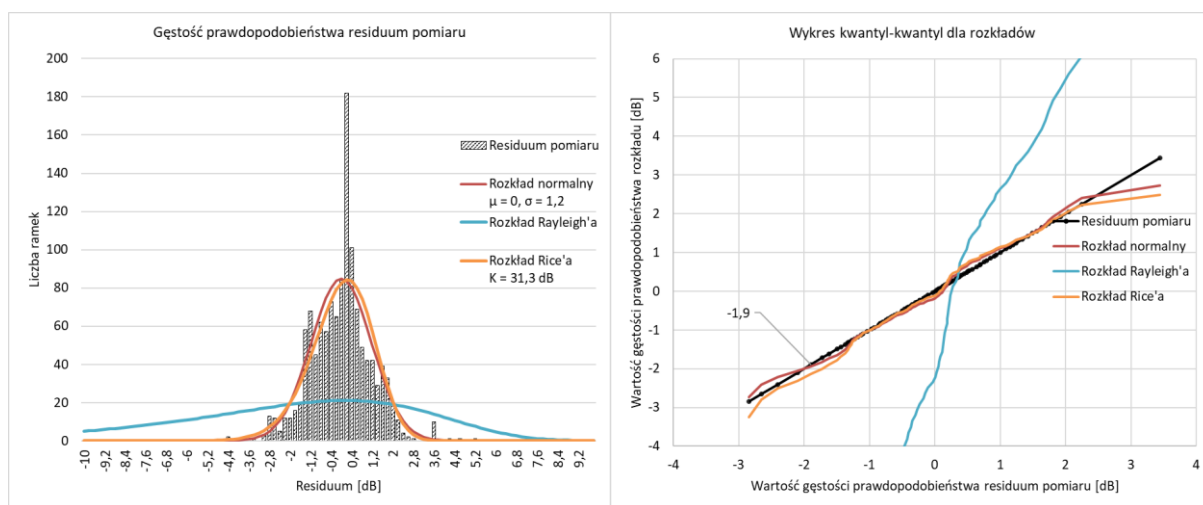
Do wartości residuów dopasowane [122] zostały rozkłady gęstości prawdopodobieństwa opisujące zanikanie sygnału według modeli Rice'a i Rayleigha, a także rozkład normalny oraz zostały przeskalowane z uwzględnieniem szerokości przedziału klasowego i liczności zbioru. Zgodność dopasowanych modeli można oceniać dzięki wykresom kwantyl-kwantyl, na których pokazane jest dopasowanie rozkładów do rozkładu wartości residuów pomiaru. Wykres kwantyl-kwantyl zawiera wartości kolejnych percentyli, zaznaczona została wartość 5-tego percentyla residuum, od której 95% pomiarów jest większa.



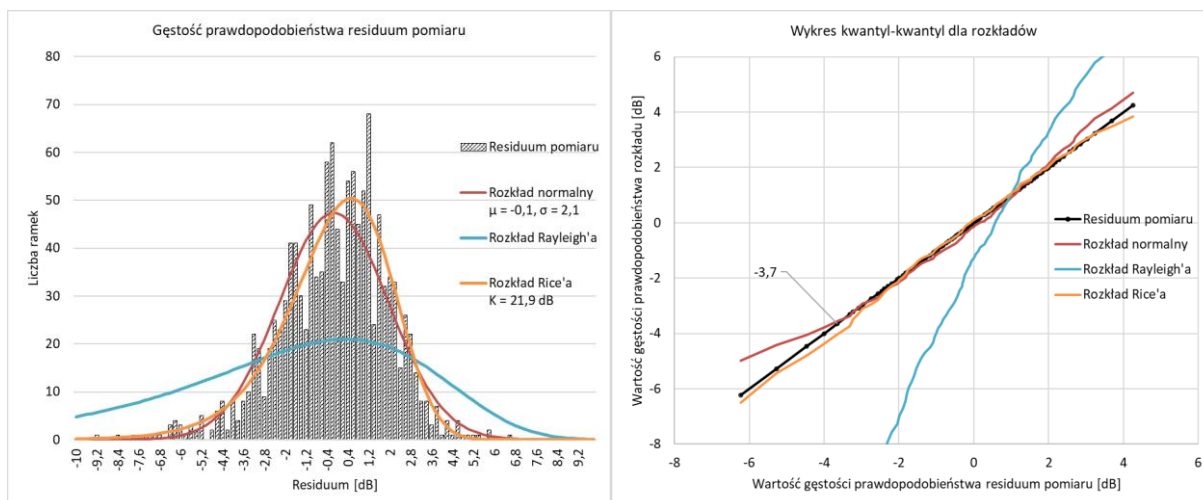
Rys. 3.39 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 02



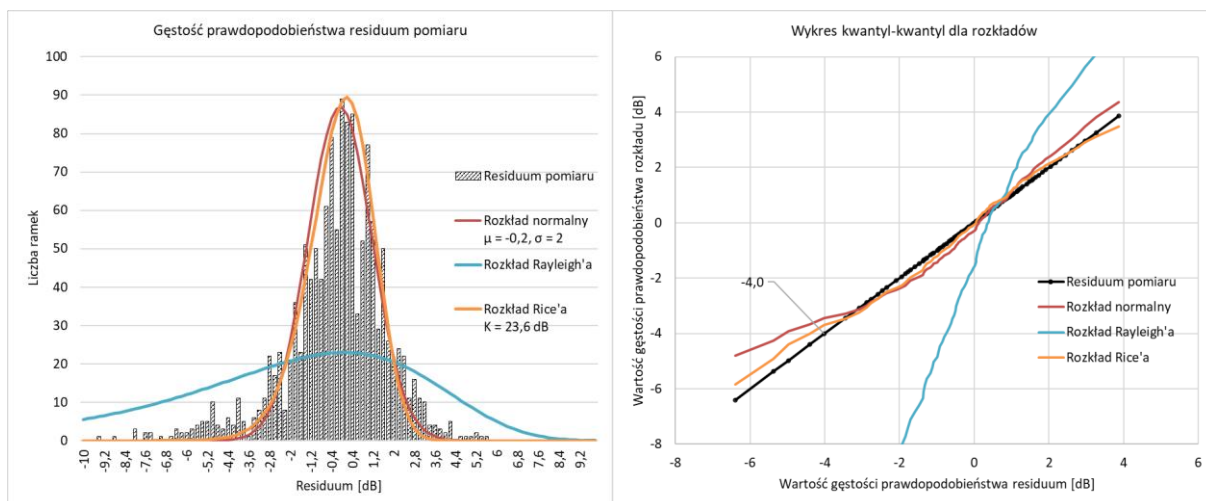
Rys. 3.40 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 03



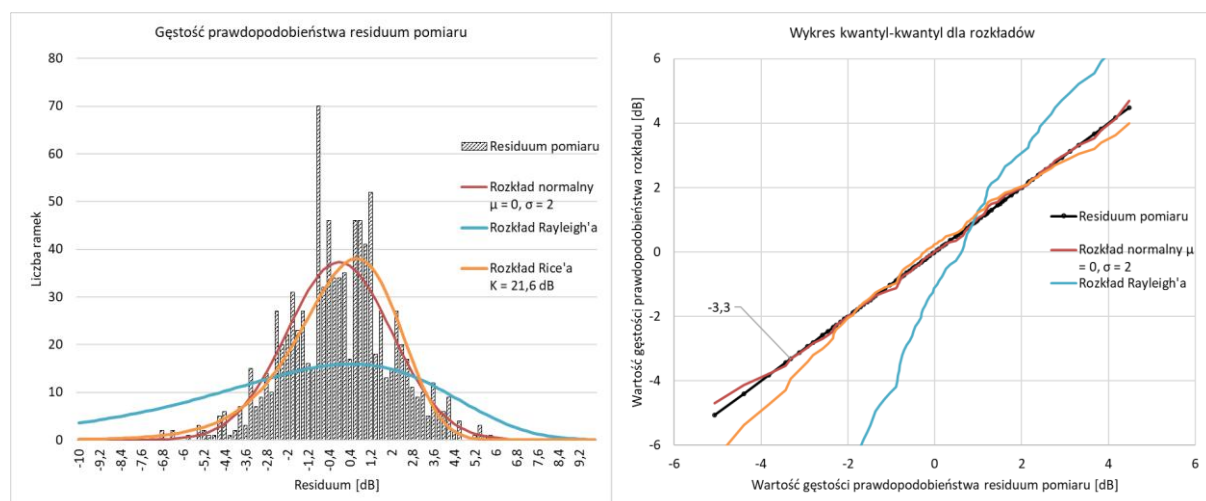
Rys. 3.41 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 04



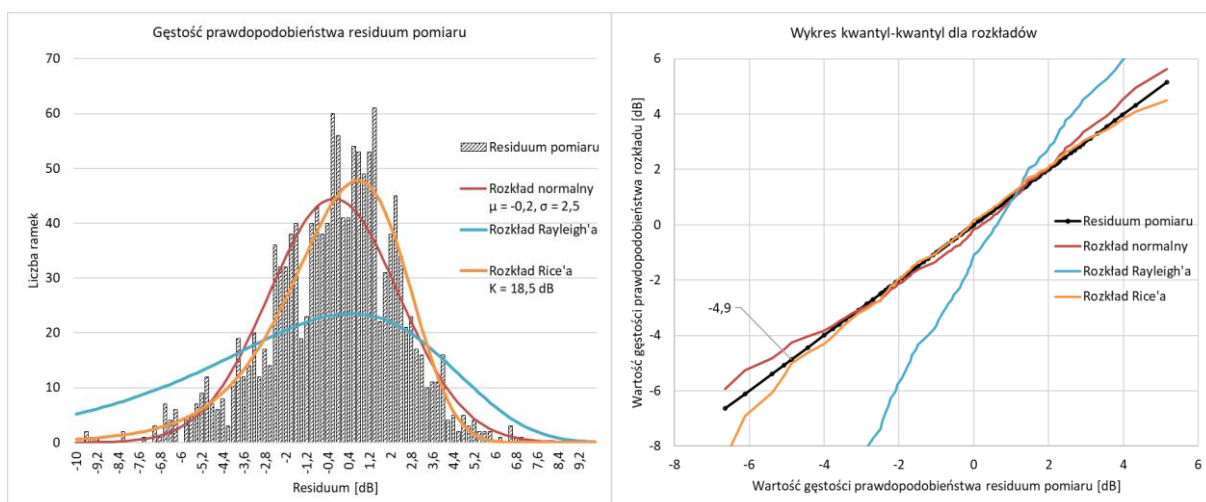
Rys. 3.42 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 07



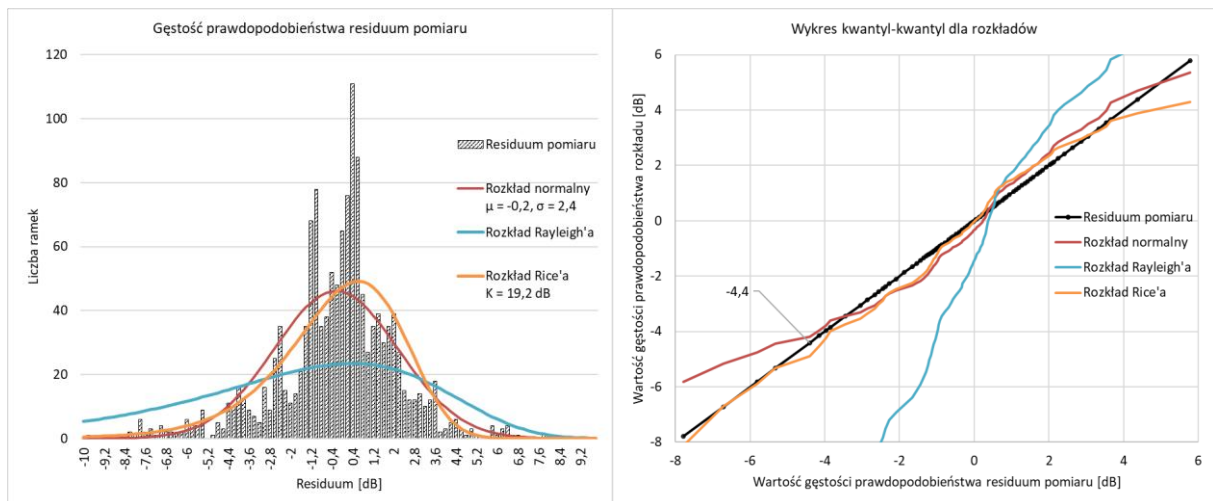
Rys. 3.43 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 08



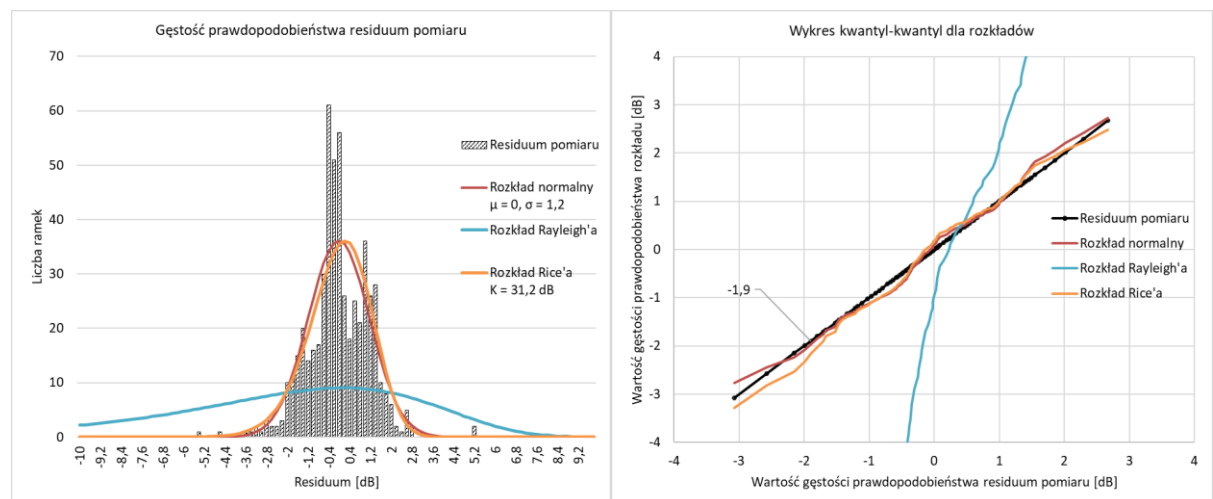
Rys. 3.44 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0A



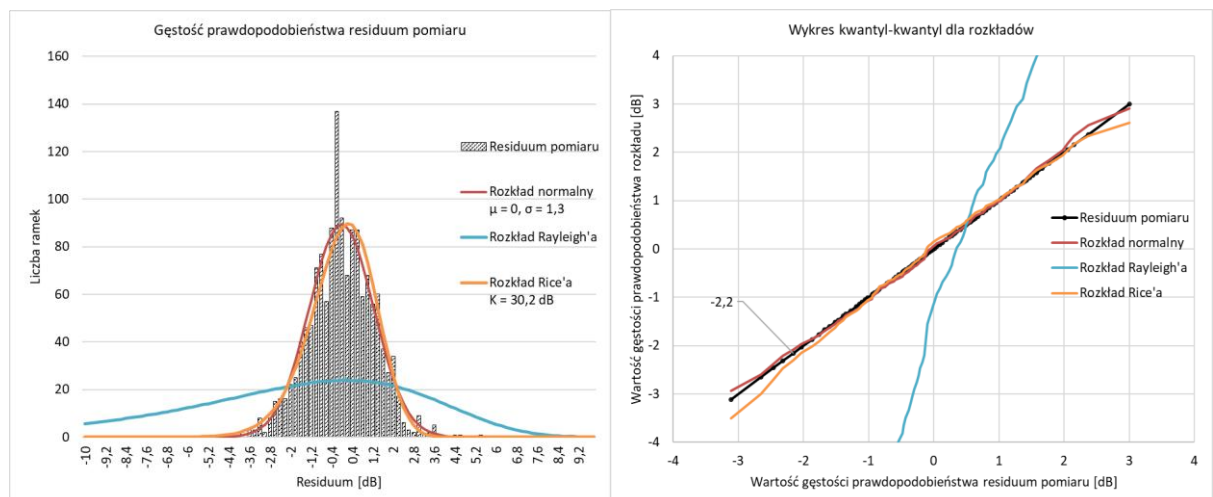
Rys. 3.45 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0B



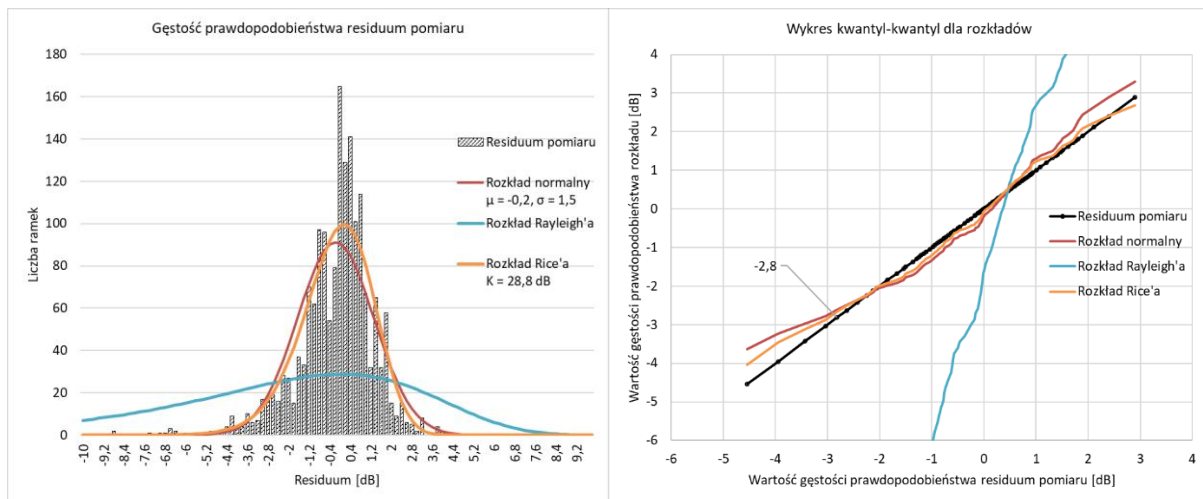
Rys. 3.46 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0E



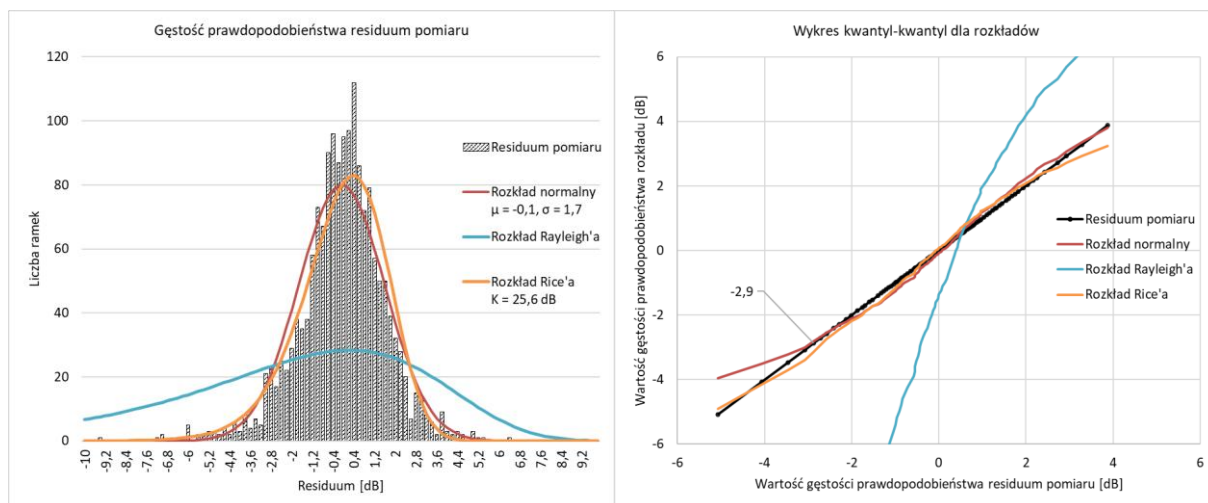
Rys. 3.47 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 10



Rys. 3.48 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 11



Rys. 3.49 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 12



Rys. 3.50 Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 13

Rysunki od 3.39 do 3.50 pokazują dobre dopasowanie rozkładu normalnego i Rice'a oraz niezgodność z rozkładem Rayleigha. Analiza zależności na wykresach kwantyl-kwantyl pokazuje, że w rozkład Rice'a lepiej przybliża rozkład residuów pomiarów w większości przypadków (urządzenia 02, 03, 07, 08, 0B, 0E, 12, 13). Rozkład normalny lepiej przybliża dla pomiarów z urządzeń 04, 0A, 10 i 11, choć i dla tych przypadków rozkład Rice'a jest bliski rozkładowi residuów pomiarów. Dla dopasowanych rozkładów Rice'a wartości parametru K wyniosły od 18,5 dB do 31,3 dB, co wskazuje na występowanie wyraźnego sygnału dominującego w komunikacji, a moc sygnału docierającego wielodrogowo jest o K dB niższa.

Histogramy residuów pomiarów wykazują wyraźny pik dla wartości bliskich zero, które oznaczają braku wpływu zanikania szybkozmiennego, co można zaobserwować dla urządzeń 04, 0E, 11 i 12. Gęstości prawdopodobieństwa dla tych samych urządzeń charakteryzują się elementami bimodalności.

Zmienność wahań mocy sygnału wynikająca z zanikania szybkozmiennego, którą odwzorowuje odchylenie standardowe jest zróżnicowana dla różnych urządzeń i wynosi od 1,2 do 2,5 dB i nie można dobrać jednej wartości odpowiadającej całej populacji.

3.2.3 Wnioski

Analiza przebiegów wartości mocy odbieranego sygnału zaprezentowana w podrozdziale 3.2.1 pokazała, że całość zmiana wartości mocy może być odzwierciedlona rozkładem normalnym dla większości analizowanych urządzeń. W kilku przypadkach obserwowana jest bimodalność rozkładu, co może być skutkiem rzadkiego występowania zdarzeń wpływających na zanikanie wolnozmiennne. Wydłużenie okresu obserwacji powinno zbliżać rozkład do normalnego. Odchylenie standardowe rozkładów znacznie różniło się dla poszczególnych urządzeń i zmieniało od 1,7 do 5,8 dB, co oznacza, że można przyjąć jednej wartości odpowiadającej całej populacji.

W przebiegach wartości mocy odbieranego sygnału wyraźnie widoczne są zaniki wolnozmiennne, występujące w okresach godzin oraz zaniki szybkozmiennne objawiające się oscylacjami co pomiar. Analiza residuów pomiarów przeprowadzona w podrozdziale 3.2.2 wykazała, że rozkład wartości zaników szybkozmiennych odpowiada rozkładowi Rice'a, nieco gorsze dopasowanie występuje dla rozkładu normalnego. Wartości K rozkładu Rice'a wahają się od 18,5 do 31,3 dB, co wskazuje na komunikację o przeważającej mocy sygnału dominującego. Zmienność mocy sygnału wynikająca z zanikania szybkozmiennnego waha się od 1,2 do 2,5 dB.

Tabela 3.3 Parametry zmienności wartości pomiarów mocy sygnału oraz rozkładów

	Urządzenie	02	03	04	07	08	0A	0B	0E	10	11	12	13
1	Odchylenie standardowe σ zbioru	1,7	5,8	3,2	2,6	2,6	2,4	2,7	4,9	2,0	1,7	1,9	2,4
2	1,65 σ rozkładu normalnego	2,8	9,5	5,3	4,3	4,3	3,9	4,4	8,1	3,3	2,8	3,1	3,9
3	σ zanikania wolnozmiennego	1,1	5,4	3,0	1,5	1,6	1,2	1,0	3,9	1,5	1,0	1,2	1,7
4	1,65 σ zanikania wolnozmiennego	1,8	8,9	4,9	2,5	2,6	2,0	1,6	6,4	2,5	1,6	2,0	2,8
5	Odchylenie 5-ty percentyla wolnej zmienności pomiarów	1,8	10,7	3,2	2,2	1,6	1,6	1,8	7,4	2,4	1,5	2,3	2,6
6	σ zanikania szybkozmiennego	1,2	1,8	1,2	2,1	2	2	2,5	2,4	1,2	1,3	1,5	1,7
7	1,65 σ zanikania szybkozmiennego	2,0	3,0	2,0	3,5	3,3	3,3	4,1	3,9	2,0	2,1	2,5	2,8
8	Odchylenie 5-ty percentyla szybkiej zmienności pomiarów	3,9	3,2	1,9	3,6	3,8	3,3	4,7	4,2	1,9	2,2	2,6	2,8

W tabeli 3.3 przedstawiono parametry zmienności dla poszczególnych urządzeń. W wierszu 5 tabeli przedstawiona jest wartość odchylenia 5-ty percentyla wolnej zmienności pomiarów tj. różnica pomiędzy wartością średnią a 5-tym percentylem, która wskazuje, że 95% pomiarów miało większą wartość niż wartość średnia pomniejszona o wskazane odchylenie. Analogiczna wartość została wyznaczona dla rozkładu normalnego i zaprezentowana jako 1,65 σ zanikania wolnozmiennego w wierszu 4. Porównując te 2 wartości dla kolejnych urządzeń można stwierdzić, że parametry dopasowanego rozkładu normalnego dobrze szacują wartość niezbędnego zapasu budżetu łącza, który jest równy odchyleniu 5-tego percentyla zanikania wolnozmiennego.

Dla wysokich wartości K, które są wynikiem pomiarów, rozkład Rice'a jest bardzo zbliżony do rozkładu normalnego, co można zaobserwować na wykresach na rysunkach od 3.39 do 3.50, a ich odchylenie standardowe jest zbliżone. Dlatego dla ułatwienia szacowania zapasu budżetu łącza wynikającego z zanikania szybkozmiennego można posłużyć się również wartością odchylenia standardowego rozkładu normalnego. Podobnie jak dla zanikania wolnozmiennego

można ocenić dokładność takiego szacowania zmienności zanikania szybkozmiennego. W wierszu 7 tabeli 3.3 przedstawiono wartość $1,65 \sigma$ zanikania szybkozmiennego, natomiast w wierszu 8 odchylenie 5-ty percentyla szybkiej zmienności pomiarów. Porównując wartości z wierszy 7 i 8 dla poszczególnych urządzeń można potwierdzić, że metoda szacowania zapasu budżetu łącza dla zaników wolnozmiennych ma bardzo dużą dokładność dla wszystkich urządzeń poza 02.

Analiza pomiarów zebranych w badaniach eksperymentalnych opisanych w podrozdziale 3.1 pozwoliły na ustalenie charakteru zmian obserwowanej mocy sygnału. Z punktu widzenia efektywności energetycznej transmisji radiowej optymalne jest takie sterowanie mocą nadawania, aby była ona minimalna, jednak wystarczająca dla skutecznego odbioru. W systemach, w których urządzenia są stacjonarne (systemy zdalnego odczytu mediów i wiele innych) tłumienność toru transmisyjnego nie zmienia się w dużym stopniu, dlatego szczególnie korzystne energetycznie jest wdrażanie aktywnego zarządzania mocą nadawania urządzeń. Ustawiana wartość mocy nadawania powinna uwzględniać nie tylko średnią mierzoną moc sygnału, ale także – aby odbierać zakładany procent ramek – odpowiedni zapas budżetu łącza zależny jest od obserwowanej zmienności mocy sygnału (ang. *fading margin*).

W zakresie komunikacji występującej rzadko (np. 2 razy dziennie) zapas budżetu łącza musi uwzględniać zmienność tłumienności toru transmisyjnego w całym zakresie. W przypadku komunikacji częstej (z częstością sekund lub minut) zapas budżetu łącza może uwzględniać tylko zanikanie szybkozmiennego oraz aktywnie zarządzać mocą sygnału w przypadku wystąpienia zmian wolnych.

Przekształcając wzór 3.2 na tłumienność toru transmisyjnego mierzona moc sygnału wynosi:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L \quad (3.6)$$

Warunkiem poprawnej komunikacji jest, aby moc sygnału P_r była większa od czułości odbiornika S . Biorąc pod uwagę średnią wartość tłumienności toru radiowego $\bar{L}$ oraz zmienność wartości tłumienności toru radiowego, którą odzwierciedla wartość odchylenia standardowego mierzonej mocy sygnału σ oraz charakter losowy o rozkładzie normalnym, wynika, że:

- w 95% przypadków $L > \bar{L} - 1,65 * \sigma$
- w 99% przypadków $L > \bar{L} - 2,33 * \sigma$

Zatem należy dobierać taką moc nadawania P_t , aby osiągnąć akceptowany poziom stratności komunikacji (który można określić jako „apetyt na ryzyko” przez analogię do znaczenia określenia w dziedzinach finansów i zarządzania ryzykiem). W praktyce skuteczność komunikacji jest obniżana także przez inne czynniki (jak wykazane w 3.1.3), dlatego dla rozważań przyjęto akceptowalny poziom stratności w wysokości 5%. Wówczas wartość mocy nadawania z zachowaniem zapasu budżetu łącza powinna wynosić:

$$P_t = P_{t0} + S - \bar{P}_r + 1,65 * \sigma, \quad (3.7)$$

gdzie:

- P_{t0} – dotychczasowa moc nadawania
- S – czułość odbiornika
- $\bar{P}_r$ – dotychczasowa średnia moc sygnału dla ramek nadawanych z mocą P_{t0}
- σ – wartość odchylenia standardowego mierzonej mocy sygnału

Dla urządzenia 10 dla 95% skuteczności komunikacji rzadkiej wartość mocy nadawania (uwzględniająca zapas budżetu łącza dla całego procesu zanikania) powinna wynosić minimum:

$$P_t = 27 + (-111) - (-97,3) + 1,65 * 2,0 = 16,4 \text{ dBm}, \quad (3.8)$$

gdzie (w nawiasie wartości dla przykładowego urządzenia 10 z eksperymentu):

- $P_{t0} = 27 \text{ dBm}$
- $S = -111 \text{ dBm}$ – pasmo 868 MHz, prędkość 4,8 kb/s, kanał 25 kHz, kodowanie NRZ [113] (tabela 3.1)
- $\bar{P}_r = -97,3 \text{ dBm}$ (rys. 3.39)
- $\sigma = 2,0 \text{ dB}$ (rys. 3.39 oraz wartość z wiersza 1 tabeli 3.3)

Dla urządzenia 10 dla 95% skuteczności komunikacji częstej wartość mocy nadawania (uwzględniająca zapas budżetu łącza dla zanikania szybkodziennego) powinna wynosić minimum:

$$P_t = 27 + (-111) - (-97,3) + 1,65 * 1,2 = 15,3 \text{ dBm}, \quad (3.9)$$

gdzie $\sigma = 1,2 \text{ dB}$ (rys. 3.39 oraz wartość z wiersza 6 tabeli 3.3).

Dla komunikacji częstej wymagany jest dodatkowy mechanizm sterowania mocą nadawania, który będzie uwzględniał zanikanie wolnozmiennne. W przypadku wykrycia braku komunikacji lub komunikacji o obniżonej skuteczności należy zwiększyć moc nadawania i odwrotnie – zmniejszać ją w przypadku obserwacji wyższej średniej mocy odbieranego sygnału.

3.3 Symulacja mocy sygnału sieci wM-Bus

Istotnym elementem efektywności energetycznej sieci bezprzewodowej jest planowanie rozmieszczenia koncentratorów komunikujących się z urządzeniami końcowymi. Rozmieszczenie wpływa na tłumienność toru transmisyjnego pomiędzy urządzeniami, a tłumienność wpływa na moc sygnału lub inne parametry takie jak prędkość transmisji, która musi być dostosowana dla pomyślnej komunikacji. Umieszczanie nadmiarowej liczby koncentratorów jest nieefektywne ekonomicznie, zbyt mała liczba koncentratorów zwiększa zużycie energii węzłów, zmniejsza skuteczność transmisji oraz potrzebę stosowania retransmiterów.

Symulacyjny model badania propagacji fal radiowych oparty został na narzędziu do tworzenia map propagacyjnych dla nadajników pracujących w paśmie częstotliwości 868 MHz. Oprogramowanie tej klasy pozwala, które pozwoli na obliczanie mocy odbieranego sygnału radiowego (ang. *Received Signal Strength Indication, RSSI*) nadawanego z dowolnie wybranych punktów zadanego obszaru. Ze względu na zasadniczy wpływ środowiska na propagację fal radiowych narzędzie powinno uwzględniać ukształtowanie terenu, dla którego wyznaczane są mapy propagacyjne.

W podrozdziale opisano poszczególne etapy tworzenia i weryfikacji modelu symulacyjnego, tj. wybór narzędzi, format i przygotowanie danych wejściowych, opis i proces weryfikacji przyjętej metody, a także szacowanie błędu, który dodatkowo powstaje na skutek przeprowadzonych transformacji danych [123].

3.3.1 Dobór narzędzi

3.3.1.1 Przegląd istniejących narzędzi do tworzenia map propagacyjnych

Na rynku dostępnych jest kilka aplikacji umożliwiających generowanie map propagacji sygnału radiowego, m.in.: SPLAT!, Radio Mobile, OPNET i TAP. Ponadto matematyczne modele propagacyjne można implementować w środowiskach do obliczeń matematycznych i technicznych np. MATLAB.

RF Signal Propagation, Loss, And Terrain (**SPLAT!**) [124] jest narzędziem do tworzenia map propagacyjnych dla nadajników w zakresie częstotliwości od 20 MHz do 20 GHz. Oprogramowanie służy do tworzenia map propagacyjnych za pomocą modelu Longley-Rice Irregular Terrain Model. Występuje w wersji dla Windowsa i Linuksa, jest programem opensource, dzięki czemu istnieje możliwość zaimplementowania własnych modeli propagacyjnych oraz modułów wczytywania danych topograficznych w innym formacie. SPLAT! pozwala generować raporty, wykresy i bardzo szczegółowe mapy typograficzne obrazujące ścieżki bezpośredniej widzialności (LoS), ścieżki, na których sygnał znika, siłę sygnału i oczekiwane pokrycie przez urządzenia nadajnika i retransmitera. SPLAT! pozwala generować również pliki w formacie .geo (*Georeference Information Files*) oraz w formacie .kml (*Keyhole Markup Language*) obsługiwany przez program Google Earth. Program przyjmuje dane elewacyjne w formacie SRTM.

Radio Mobile [125] jest symulatorem propagacji fal radiowych o częstotliwości od 20 MHz do 20 GHz, zaprojektowanym w oparciu o model Longleya–Rice’a. Model ten przeznaczony jest do wykorzystywania głównie w terenie pozamiejskim o zmiennym ukształtowaniu. Oprogramowanie przeznaczone jest dla systemu Windows, jest wolnym oprogramowaniem dystrybuowanym w oparciu o licencję GNU, bez dostępu do kodu źródłowego. Program korzysta z danych elewacyjnych m.in. w formacie SRTM, DTED, GTOPO 30, GLOBE, BIL. Parametry dla modelu propagacyjnego są podobne jak w programie SPLAT!, ponadto pozwala na definiowanie wzorca anten. Podstawową funkcją jest generowanie map propagacyjnych i analiza toru transmisyjnego pomiędzy dwoma punktami. Model propagacyjny, na którym bazuje Radio Mobile oparty jest na modelu Okumura-Hata. W pierwszej kolejności oceniana jest bezpośrednia widzialność między nadajnikiem a odbiornikiem szacując czystość strefy Fresnela. W przypadku bezpośredniej widzialności stosowany jest model Two-Ray Ground. Jeżeli nie ma bezpośredniej widzialności stosowany jest zmodyfikowany model Longleya–Rice’a.

OPNET Modeler [126] jest symulatorem zdarzeń dyskretnych dedykowanym do modelowania i analizy systemów informatycznych opracowanym przez OPNET Technologies Inc., która została przejęta przez firmę Riverbed Technology, która jest obecnym właścicielem oprogramowania. OPNET jest komercyjne. Oferuje kilka modeli propagacyjnych dla szacowania mocy odbieranego sygnału zarówno w terenie otwartym jak i w obszarach miejskich. Modeler pozwala na implementację własnych modeli, a także parametryzację i modyfikację dostępnych. Zaimplementowane modele to m.in.: CCIR, Free-Space, HATA, Longley Rice, Walfisch-Ikegami. Moduł Terrain pozwala na wykorzystanie danych w formacie DTED (*Digital Terrain Elevation Data*) lub DEM (*Digital Elevation Map*).

Softwright Terrain Analysis Package (TAP) [127] jest narzędziem do analizy propagacji fal radiowych, jest komercyjnym oprogramowaniem firmy Softwright przeznaczonym dla systemu Windows, które umożliwia m.in. generowanie map propagacji, analizę zjawiska intermodulacji. W oprogramowaniu zaimplementowano 25 różnych modeli propagacyjnych. Oprogramowanie wykorzystuje dane w formacie ESRI.

MATLAB [128] jest środowiskiem obliczeniowym firmy The MathWorks przeznaczonym dla inżynierów i naukowców, umożliwiającym przeprowadzanie obliczeń matematycznych, analizy numerycznej, wizualizacji otrzymanych wyników (2D, 3D), jak również tworzenie algorytmów i programów. Dla programu można znaleźć implementację matematycznych modeli propagacyjnych, które uwzględniają jedynie pewne własności terenu w sposób statystyczny, a nie pozwalają na dokładną analizę modelowanego obszaru.

3.3.1.2 Przegląd istniejących formatów danych typograficznych

System Informacji Geograficznej (Informacji Przestrzennej, GIS, SIP) to skomputeryzowany system umożliwiający pozyskiwanie, przechowywanie, przetwarzanie, analizowanie i udostępnianie informacji posiadającej odniesienie przestrzenne do powierzchni Ziemi (czyli informacji geograficznej). W przypadku, gdy System Informacji Geograficznej gromadzi dane opracowane w formie mapy wielkoskalowej (tj. w skalach 1:5000 i większych), może być nazywany Systemem Informacji o Terenie (ang. *Land Information System, LIS*).

Spośród wielu dostępnych formatów danych typograficznych przeanalizowanych zostało kilka najbardziej popularnych formatów, tj. SRTM, DTED, BIL, SHP, biorąc pod uwagę przede wszystkim możliwość uzyskania danych w wyżej wymienionych formatach.

Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) to zrealizowana w lutym 2000 roku misja promu kosmicznego Endeavour mająca na celu interferometryczne radarowe skanowanie powierzchni Ziemi. Uzyskane w wyniku tej misji interferogramy radarowe pozwalają na opracowanie modelu powierzchni terenu dla ponad 80% powierzchni kuli ziemskiej z wyjątkowo dużą rozdzielczością wyrażoną siatką o module $\Delta\phi = \Delta\lambda = 1'' = 0.000278^\circ$ układu odniesienia WGS-84, co w przybliżeniu dla obszaru Polski odpowiada siatce $\Delta x = 20$ m i $\Delta y = 30$ m.

Dane SRTM wymagają dodatkowych opracowań, aby odzwierciedlały powierzchnię terenu wystarczająco dokładnie, aby mogły być wykorzystane m.in. do celów naukowych. Obecnie dostępne są dwie wersje danych SRTM: SRTM-1 (o pełnej sekundowej rozdzielczości) i SRTM-3 (o rozdzielczości liniowo trzykrotnie mniejszej, czyli o module $\Delta\phi = \Delta\lambda = 3'' = 0,000833^\circ$, co dla Warszawy odpowiada prostokątowi około 57x92 metry. Dane te są publicznie dostępne na serwerach earthexplorer.usgs.gov czy też www.earthdata.nasa.gov.

Dane te mają bardzo dużą objętość; zestaw danych dla obszaru Polski składa się z 96 segmentów, gdzie jeden segment ma wymiar 1201 na 1201, co łącznie daje ponad 138 mln liczb.

W surowej wersji dane SRTM-3 są określone we współrzędnych geograficznych układu odniesienia WGS-84. Podzielone są na segmenty, z których każdy obejmuje wycinek powierzchni Ziemi o wymiarach 1° na 1° , a ściślej bok wycinka wynosi 1.000833° i w wyniku tego sąsiadujące ze sobą segmenty nieznacznie na siebie zachodzą. Dane w każdym segmencie stanowią macierz liczb odpowiadających sieci o wielkości 1201 wierszy i 1201 kolumn złożonej z komórek o wymiarach $\Delta\phi = \Delta\lambda = 3'' = 0.000833^\circ$. Skrajne wiersze i kolumny w sąsiadujących segmentach pokrywają się i zawierają takie same dane. Centralne punkty komórek położonych w narożnikach segmentów mają współrzędne wyrażone w pełnych stopniach. Prostokąt obejmujący (*Bounding Box*) segment, w którym zawarta jest Warszawa (dzielnica Żoliborz), ma współrzędne: (50.999583°, 19.999583°), (52.000417°, 21.000417°).

Każdemu segmentowi o budowie przestrzennej określonej powyżej w danych SRTM-3 odpowiada jeden plik binarny z rozszerzeniem ".hgt". Dla nazw tych plików przyjęto zasadę, że zawierają liczby określające równoleżnik ograniczający segment od dołu i południk ograniczający

go z lewej strony. Wszystkie pliki binarne mają identyczną budowę i wielkość równą 2 884 802 bajtów. Wynika to z faktu, że zawierają jedynie macierz 1201 x 1201 2-bajtowych liczb całkowitych ze znakiem (nie mają żadnych nagłówków ani części końcowych). Liczby w macierzy ułożone są wierszami – pierwszy wiersz dotyczy komórek położonych najbardziej na północ i pierwsza liczba w wierszu dotyczy komórki położonej najbardziej na zachód. Ostatnia liczba macierzy odpowiada komórce położonej w narożniku południowo-wschodnim. Liczby są zapisane w konwencji Big Endian. Dla wskazanego obszaru Warszawy dane w tym formacie znajdują się w pliku n52e020.hgt

Model **DTED** jest kolejnym formatem danych, który został uzyskany z map topograficznych o skali 1:50 000 wykorzystywanych przez Wojsko Polskie, poprzez ich wektoryzację. Dokładność tego modelu jest zróżnicowana i zależy od materiału źródłowego zastosowanego do wytworzenia map, jego dokładności. Mapy te przygotowywane są zgodnie ze NATO-wskim porozumieniem standaryzacyjnym STANAG 2215, w myśl którego bezwzględne wielkości błędów nie powinny przekraczać:

- Dla standardu DTED 1 – w poziomie 50 m, w pionie 30 m
- Dla standardu DTED 2 – w poziomie 30 m, w pionie 20 m

Pliki BIL zawierają informację o danych elewacyjnych w postaci binarnych plików rastrowych. Liczby w macierzy ułożone są wierszami – pierwszy wiersz dotyczy komórek położonych najbardziej na północ i pierwsza liczba w wierszu dotyczy komórki położonej najbardziej na zachód. Plik nie zawiera żadnego nagłówka. Uzupełnieniem są pliki o rozszerzeniu *.hdr i *.blw, które są plikami tekstowymi i stanowią uzupełnienie plików *.bil.

Plik *.hdr zawiera informacje o sposobie organizacji danych (Little Indian, Big Indian), liczbie wierszy i liczbie kolumn, odstępach w stopniach między punktami w poziomie i w pionie, współrzędne geograficzne lewego górnego narożnika, a także o rozmiarze i dokładności pojedynczych liczb w pliku binarnym.

W pliku *.blw są powtórzone informacje o współrzędnych geograficznych lewego górnego narożnika oraz o odstępach w stopniach między punktami w poziomie i w pionie.

Dane DTED o rozdzielczości 1 sekundy kątowej dostępne są tylko dla obszarów Stanów Zjednoczonych [129], dane w rozdzielczości 3 sekund kątowych dostępne są dla całej planety. Warto jednak zauważyć, że ze względu na pełną parametryzację w plikach nagłówkowych, teoretycznie rozdzielczość może być dowolnie duża.

Format pliku **SHP (ESRI Shape Format)** został opracowany przez Environmental System Research Institute, jako format reprezentacji danych wektorowych. Wspiera obiekty typu punkt, wielopunkt, wielolinia, wielokąt. Do opisywanych obiektów geograficznych umożliwia dołączenie atrybutów, nie wspiera przechowywania danych topologicznych.

Format SHP składa się ze zbioru plików obowiązkowych oraz opcjonalnych. Pliki SHP zapewniają najbardziej dokładny opis danego terenu dostarczając informacji o wszystkich obiektach, ich wzajemnym położeniu i wymiarach. Dane te nie są ogólnodostępne.

3.3.1.3 Wybór narzędzi i formatu danych

Wybór środowiska podyktowany był przede wszystkim możliwością wykorzystania danych topograficznych o dużej rozdzielczości oraz dostępnością oprogramowania symulacyjnego. Przeprowadzonych zostało kilka testów generowania map propagacji dla obszaru opisanego

danymi SRTM-3 o dokładności 90 m. Porównując te wyniki z danymi pochodzącymi z rzeczywistych pomiarów, można było stwierdzić, że powyższa rozdzielczość nie jest akceptowalna i dla wiarygodnych wyników konieczne jest uzyskanie dokładnej informacji o topografii badanego terenu.

Z opisanych formatów danych jedynie format BIL zapewniał żadaną rozdzielczość oraz mógł być wykorzystany w darmowym narzędziu – Radio Mobile. Programy SPLAT! i OPNET bazują na danych SRTM i wykorzystanie innych danych wymagałoby implementacji własnych modułów.

Dla testów przygotowany został plik BIL imitujący obszar pokryty kilkoma budynkami o określonej wysokości. Przeprowadzone testy pozwoliły zauważyć, że model propagacyjny wykorzystywany w programie Radio Mobile pozwala uwzględnić zjawisko zacienienia przez budynki i dyfrakcji sygnału na ich dachach. Wadą programu jest brak uwzględniania odbić od budynków oraz analiza strefy Fresnela, która realizowana jest jedynie w pionie, niemniej jednak uzyskane rezultaty pozwalały sądzić, że wtórna obróbka uzyskanej mapy propagacji np. przy pomocy programu MATLAB pozwoli na identyfikację obszarów, w których wyniki mogą być mocno przekłamane i oszacowanie poprawnej wartości mocy sygnału.

3.3.2 Przygotowanie danych do symulacji

3.3.2.1 Przygotowanie danych typograficznych

Pierwszym krokiem było uzyskanie danych, które pozwoliłyby na przygotowanie plików BIL o zadanej rozdzielczości i o bardzo dużej dokładności. Badania zostały przeprowadzone na rzecz jednostki miejskiej warszawskiej dzielnicy Żoliborz, dzięki czemu uzyskany został dostęp do plików zawierających informacje o wysokości wszystkich obiektów występujących na obszarze dzielnicy Żoliborz, a także ich wzajemnym położeniu i rozmiarze.

Dane te zostały uzyskane w formacie SHP, zapisane w układzie Warszawa 2000, który jest przeznaczony do opisu map wektorowych o dużej dokładności. Przekształcenie tych danych do formatu BIL wymagało przekształcenia na układ współrzędnych geograficznych WSG-84, a następnie wygenerowanie rastra o zadanej dokładności. Podsumowując przekształcenie pliku SHP do BIL wymagało powiązania współrzędnych wewnętrznych (układ linii i kolumn) ze współrzędnymi zewnętrznymi (X i Y [m] w układzie topograficznym, dł. i szer. geograficzna);

3.3.2.2 Wygenerowanie mapy rastrowej o zadanej rozdzielczości

Systemy współrzędnych geograficznych można podzielić ze względu na ich pochodzenie teoretyczne, czyli przyjętą powierzchnię matematyczną, która ogólnie opisuje kształt geoidy, zarówno lokalnie, jak i globalnie, oraz rodzaj i zakres obszarowy stosowanego odwzorowania. Najczęściej stosowanym odwzorowaniem jest jednostrefowe odwzorowanie Gaussa-Krügera używane w kartografii dla map w skalach mniejszych niż 1:5000 oraz czterostrefowe odwzorowanie Gaussa-Krügera dla mapy zasadniczej. Układ 2000 to czterostrefowe odwzorowanie Gaussa-Krügera na elipsoidzie GRS-80, dzielone na pasy o szerokości 3 stopnie.

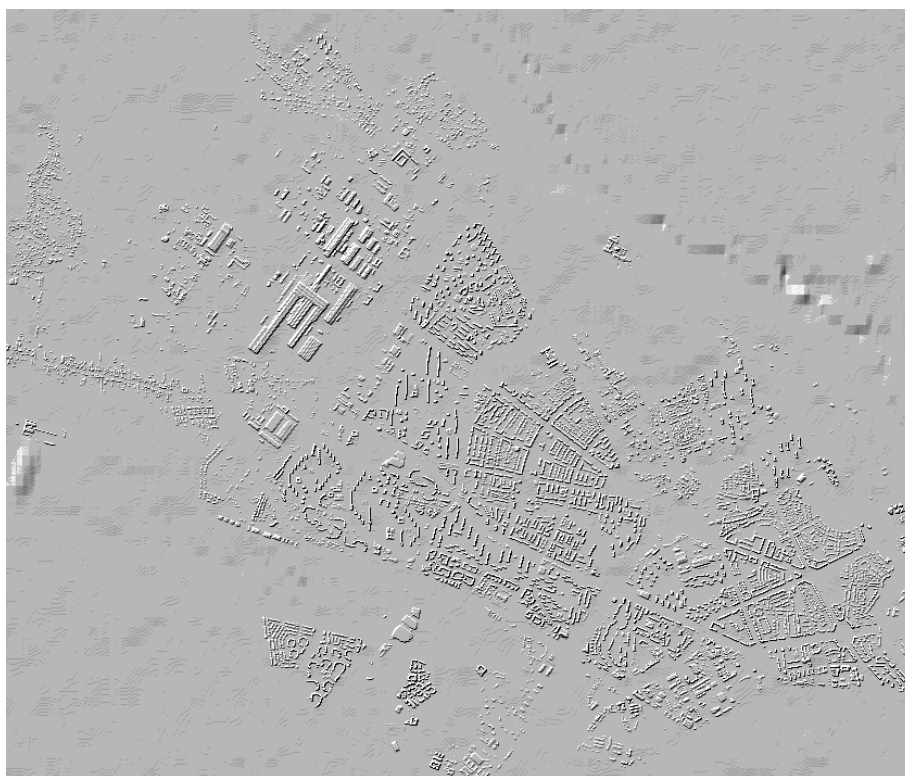
W celu przekształcenia współrzędnych z układu Warszawa 2000 na układ współrzędnych geograficznych wykorzystano informacje o transformacjach. Aby wygenerować plik rastrowy dla pliku SHP wykorzystano oprogramowanie MapWindow GIS [130], darmowe narzędzie, pozwalające tworzyć pliki tekstowe lub binarne o zadanej rozdzielczości mapy. Do każdego obiektu powinien być przypisany atrybut o takiej samej nazwie, który zawiera informacje o wysokości danego obiektu zapisanej jako liczba całkowita.

Dla przekształcenia poszczególnych punktów konieczne było obliczenie ich współrzędnych geograficznych w układzie WGS-84 i wprowadzenie korekty. W celu ostatecznej weryfikacji przekształcenia posłużono się mapami Google Earth. Przekształcając współrzędne środka i brzegów mapy, następnie wyliczając średnią odległość między stopniami uzyskano pierwsze odwzorowanie. Mapy zapisane jako półprzezroczyste obrazy były wczytywane do programu Google Earth, aby porównać obrysy budynków. Wprowadzając korekty w kolejnych iteracjach uzyskano dokładność odwzorowania od pełnego dopasowania w środku mapy do ok. ± 3 m na obrzeżach obszaru Żoliborza. Odległości między punktami w mapie wynikowej wynoszą ok. 1 m.

Pliki rastrowe wygenerowane programem MapWindow GIS nie zawierają danych elewacyjnych o obszarach między poszczególnymi budynkami. Uzupelnienie tych obszarów, wybraną stałą wartością (np. 80 m n.p.m.) skutkowało znacznym pogorszeniem dokładności odwzorowania terenu, a w konsekwencji nieprawidłowym oszacowaniem wartości mocy sygnału. Aby tego uniknąć, mapy budynków zostały uzupełnione danymi elewacyjnymi z plików hgt. Dane hgt opisują prostokąty 90x50m, dlatego w celu jak najlepszego przybliżenia do rozdzielczości 1x1 m zastosowano uśrednianie po obszarze 90x50m. Na obszarze rzeki Wisły przyjęto wysokość 80 m n.p.m. Na tym terenie ani węzły, ani koncentratory nie będą umieszczane, dlatego przyjęta wysokość nie ma większego znaczenia.

Uzupelnienie plików BIL danymi z plików HGT wymagało zrealizowania aplikacji, która:

- generowała raster o takiej samej rozdzielczości jak plik docelowy, z wysokościami odczytanymi z pliku hgt,
- uśredniała wygenerowany raster po prostokącie odpowiadającym wymiarom 90x50m,
- odczytywała raster wygenerowany przez program MapWindowGIS, następnie w punktach, w których brakowało informacji o wysokości terenu, odczytywała dane z odpowiedniego miejsca pliku wygenerowanego w pierwszym kroku.



Rys. 3.51 Mapa topograficzna obszaru Żoliborza z naniesionymi budynkami

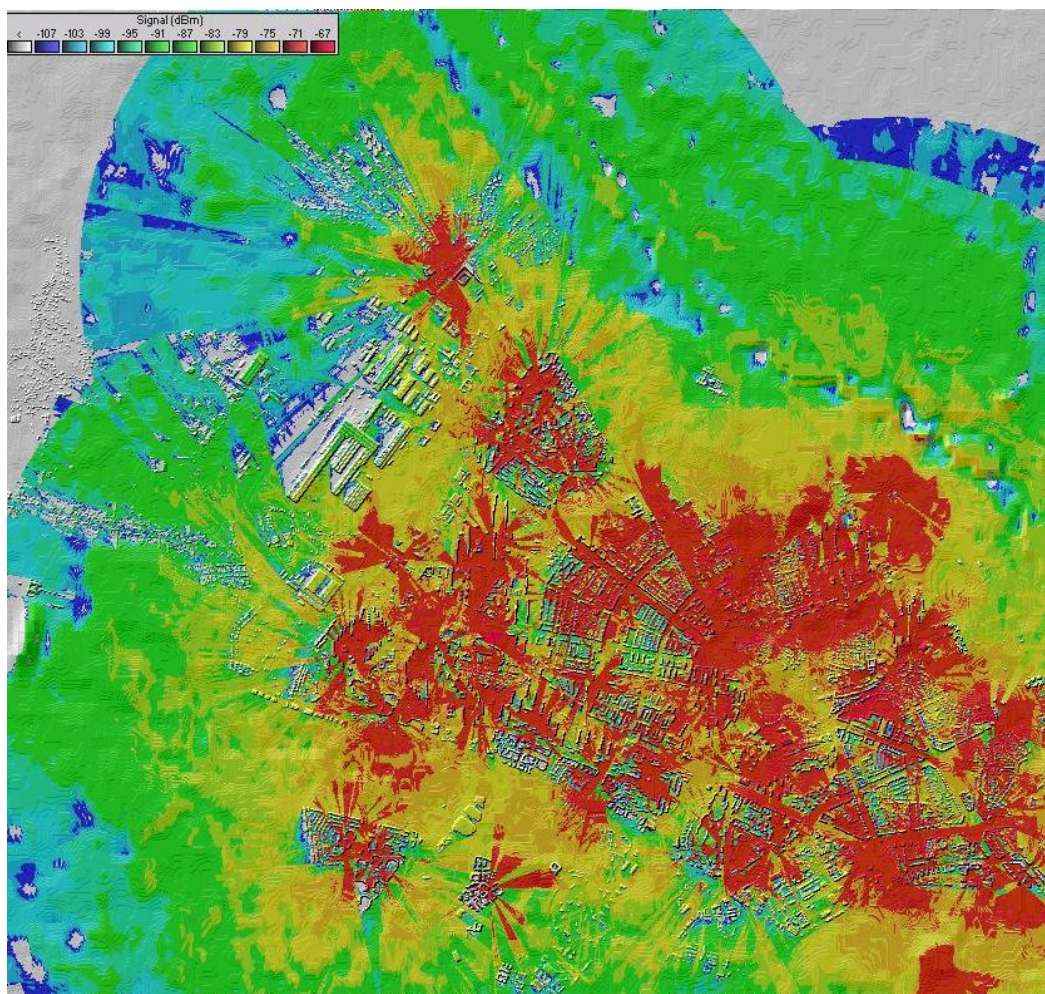
Mapy propagacji uzyskane z użyciem plików z obszarami budynków zostały porównane z warstwą pochodzącą z plików HGT bez oraz z uśrednianiem. Różnice na granicach prostokątów z nieuśrednionego pliku HGT dochodziły do 30 m, co uzasadniało konieczność opisanych operacji. Rezultatem opisanego przekształcenia jest pełna mapa topograficzna obszaru Żoliborza przedstawiona z naniesionymi dodatkowymi danymi dotyczącymi budynków (rys. 3.51).

3.3.3 Uruchomienie symulacji

Aplikacja Radio Mobile oprócz wygenerowanej mapy topograficznej przyjmuje także dane dotyczące lokalizacji węzłów i koncentratorów w postaci pliku xml.

Uruchomienie symulacji realizowane jest za pomocą GUI aplikacji, oprogramowanie nie wspiera uruchomienia w trybie wsadowym, dlatego zadania generowania map dla poszczególnych koncentratorów uruchamiane były manualnie. Dla każdego koncentratora po wygenerowaniu mapy mocy sygnału radiowego wynik zapisywany był w formacie pliku tekstowego, który umożliwiał dalsze przetwarzanie wyników (ang. *postprocessing*). Pojedyncze wygenerowanie map dla 59 koncentratorów zajmuje ok. 4 godzin i wymaga ciągłej obecności i uwagi operatora.

Mapa mocy sygnału z dowolnego koncentratora zaprezentowana została na rysunku 3.52.



Rys. 3.52 Mapa mocy sygnału ze wszystkich koncentratorów

3.3.4 Parametryzacja modelu i ocena modelu symulacyjnego

Proces parametryzacji modelu symulacyjnego przebiegał dwuetapowo. Pierwszy etap miał na celu kalibrację programu Radio Mobile i dobranie odpowiednich parametrów modelu propagacyjnego.

Mapy propagacji są generowane z rozdzielczością 5x5 m. Przyjęta rozdzielczość jest uzasadniona na tym etapie działania modelu, ze względu na dokładność odwzorowania oraz ze względu na czas potrzebny na obliczenia i oczekiwaną liczbę iteracji.

Na obrzeżach obszaru dokładność odwzorowania spada do ok. 3 m. Dokładność rozmieszczenia węzłów zależy od układu współrzędnych znanego dla tych punktów. Współrzędne geograficzne lokalizacji koncentratorów również musiały zostać dostosowane do wykorzystywanego układu współrzędnych WSG-84, co także wpłynęło na dokładność ich umiejscowienia. Przyjęta rozdzielczość map propagacji oraz obszary, po których szacowana wartość jest uśredniania, co niweluje powyższe błędy.

Dobór odpowiednich parametrów modelu symulacyjnego wymagało wielu iteracji. Dla większej rozdzielczości proces ten znacznie się wydłuża. Dla przyjętych wartości proces generowania mapy dla pojedynczego koncentratora trwa 3,5 minuty w programie Radio Mobile, natomiast przetwarzanie danych w ramach postprocessingu w programie MATLAB ok. 6 minut. Zwiększenie rozdzielczości zwiększa również rozmiary plików, które muszą być wczytywane przy wykonywanych obliczeniach, co dodatkowo wydłuża czas obliczeń.

W pierwszym etapie konieczne było dobranie odpowiednich wartości parametrów systemu takich jak: zysk i rodzaj anten, czułość odbiornika, tłumienność, a także parametry pochłaniania gruntu, współczynniki odbić i współczynniki dodatkowych parametrów statystycznych, które są wykorzystywane w procesie wyznaczania mocy sygnału w punktach. W tym celu wykorzystano rezultaty niektórych pomiarów z obszaru Żoliborza opisane w podrozdziale 3.1. Do parametryzacji wybrane zostały koncentratory i tory transmisyjne w obszarach bez przesłaniania, bez budynków o dużym zróżnicowaniu wysokości czy bardzo gęstej zabudowie. Podstawę stanowiły węzły w bezpośredniej i prawie bezpośredniej widzialności. W celu weryfikacji wykonano ok. 100 iteracji polegających na generowaniu map propagacji dla pojedynczych koncentratorów i porównania z wynikami pomiarów.

Na tym etapie zweryfikowano również, że wyniki uzyskiwane w obszarach o gęstej zabudowie są obarczone bardzo dużym błędem. Model propagacyjny w programie Radio Mobile nie uwzględnia odbić pomiędzy budynkami jak w jak w metodach Ray Tracing czy Ray Launching opisywanych w podrozdziale 2.2.3. Wyniki symulacyjne są bardzo dobre w przypadku bezpośredniej widzialności, a także dla większych zasięgów. Dla obszarów o gęstej zabudowie wartości szacowane różnią się od mierzonych, najprawdopodobniej ze względu na zjawisko wielokrotnego odbicia, które nie jest brane pod uwagę. Z tego powodu konieczne było opracowanie metodologii korekty wyników dla obszarów problematycznych, a także opracowania metodologii identyfikacji tych obszarów, co jest realizowane w ramach postprocessingu.

3.3.5 Postprocessing

W drugiej fazie symulacji realizowany jest postprocessing wyników uzyskanych w pierwszej fazie za pomocą programu Radio Mobile. Opracowany został model matematyczny, który pozwala uzyskiwać lepsze rezultaty w miejscach szczególnie trudnych np. w otoczeniu wielu wysokich

budynków. Model szacowania dla obszarów trudnych został zaimplementowany w środowisku MATLAB.

W celu poprawy modelu symulacyjnego zrealizowane zostały dwa etapy pośrednie:

- Identyfikacja obszarów obarczonych największymi błędami,
- Opracowanie metody szacowania poziomu mocy sygnału dla takich obszarów.

Obszary, dla których wyniki symulacyjne różniły się w sposób znaczny od wartości mierzonych to przede wszystkim obszary o bardzo gęstej zabudowie i obszary o bardzo dużym zróżnicowaniu terenu. Powyższe zostało ustalone sprawdzając ok. 50% węzłów, dla których wartość zmierzona różniła się zasadniczo od wartości oszacowanej. Ze względu na fakt, że obszary obciążone największym błędem to przede wszystkim obszary o gęstej zabudowie, w analizowanych metodach szacowania poziomu mocy sygnału należało niwelować wpływ przekłamanych obszarów, nie zmniejszając dokładności dla pozostałych. Pod uwagę wzięte zostały następujące przekształcenia:

- Bez Dachów – eliminowanie z wyników symulacyjnych pomiarów dla dachów,
- Uśrednianie – uśrednianie wyników symulacyjnych po obszarach o zróżnicowanej wielkości (kwadraty o bokach od 5 do 205m – 5m, 15m, 25m, 55m, 105m, 205m).
- Uśrednianie Bez Dachów – uśrednianie wyników symulacyjnych bez pomiarów dla dachów po obszarach o zróżnicowanej wielkości (kwadraty o bokach od 5 do 205m – 5m, 15m, 25m, 55m, 105m, 205m).
- Uśrednianie Bez Dachów plus HGT – średnia ważona wyników symulacyjnych dla analizowanego obszaru (zarówno z jak i bez uśrednienia) oraz dla obszaru bez budynków (uśrednionego po obszarze 5m). Analizowane wagi zmieniały się w następującym zakresie: 10+90%, 20+80%, 30+70%, 40+60%, 50+50%.
- Max plus Uśrednianie Bez Dachów – średnia ważona maksymalnej wartości z obszaru o zadanej szerokości z wyników symulacyjnych oraz wartości uśrednionej bez pomiarów dla dachów po obszarach o zróżnicowanej wielkości (kwadraty o bokach od 5 do 205m – 5m, 15m, 25m, 55m, 105m, 205m). Analizowane wagi zmieniały się w następującym zakresie: 10+90%, 20+80%, 30+70%, 40+60%, 50+50%.

Powyższe zadania wymagały: przygotowania rastrów umożliwiających weryfikację występowania dachów w wybranym miejscu oraz map elewacyjnych o dużej rozdzielczości z pominięciem budynków.

3.3.6 Ocena wyników symulacji

3.3.6.1 Kryteria oceny

Wybór metody wymagał wprowadzenia oceny poprawy szacowania, na którą składały się następujące czynniki:

- Średni bezwzględny błąd oszacowania – $\frac{\sum |\Delta RSSI|}{n}$
- Średnia różnic oszacowania – $\frac{\sum \Delta RSSI}{n}$
- Odchylenie standardowe oszacowania – stdRSSI, histogram $\frac{\sum |\Delta RSSI|}{n}$
- Stosunek liczby poprawnych i błędnych oszacowań – COR/ERR
- „Kierunek oszacowania” – tendencja do zbyt optymistycznej lub pesymistycznej oceny

Średni bezwzględny błąd oszacowania to średnia modułów różnic między wartością zmierzoną a wartością oszacowaną. Im mniejsza wartość parametru $|\Delta RSSI|$ tym mniejszy błąd metody szacowania wartości poziomu mocy. Jednostką mocy odbieranego sygnału jest dBm, natomiast różnicy mocy jest dB.

Średnia różnic oszacowania to średnia różnic między wartością zmierzoną a wartością oszacowaną. Wartość $\Delta RSSI$ pozwala ocenić „kierunek oszacowania”, czyli tendencję do zbyt optymistycznej lub zbyt pesymistycznej oceny. Wartość bliska zeru oznacza, że średnia przeszacowań jest równa średniej niedoszacowań. Ponieważ sytuacja oceny czy występuje zasięg radiowy w sytuacji, gdy w rzeczywistości go nie ma, jest mniej korzystna, niż odwrotnie, należy dążyć do uzyskania wartości zerowej lub dodatniej, czyli do uzyskania podejścia pesymistycznego. Wielkość ta nie świadczy o liczbie złych oszacowań, a jedynie o skali złych i poprawnych oszacowań. Jednostką jest dB.

Odchylenie standardowe obliczane dla modułów różnic stanowi miarę ich zmienności oraz pozwala ocenić charakter rozkładu wartości. Pożądane jest, aby wartość odchylenia standardowego była mniejsza lub równa $|\Delta RSSI|$, co sprzyja uzyskaniu rozkładu zbliżonego do rozkładu Gaussa. W celu oceny kształtu rozkładu modułów różnic zaleca się analizę histogramu tej wielkości.

Liczbę poprawnie oszacowanych węzłów oznaczamy przez COR. Na tą wielkość składa się liczba węzłów, dla których poprawnie zidentyfikowano, czy wartość odbieranego sygnału jest większa niż czułość odbiornika (tu -107 dBm), co oznacza, że urządzenie jest w zasięgu oraz liczba węzłów, dla których wartość jest mniejsza niż -107 dBm, co oznacza brak zasięgu. Liczba ERR oznacza węzły, dla których ocena ta nie była poprawna. Na liczbę ERR składają się dwie wartości OPT oraz PES. Liczba OPT oznacza liczbę węzłów, dla których oszacowano zasięg, jednocześnie z pomiarów wynika, że nie były w zasięgu. Liczba PES oznacza węzły, dla których oszacowano brak zasięgu, a z pomiarów wynika, że miały zasięg.

Najważniejszym kryterium jest uzyskanie jak najmniejszej wartości $|\Delta RSSI|$ implikujące uzyskanie poprawnej klasyfikacji obecności zasięgu na danym łączu, co dla każdego uruchomienia symulacji oceniane było za pomocą parametrów tablicy pomyłek (ang. *confusion matrix*).

3.3.6.2 Źródła błędów

Całkowity błąd oszacowania wynika z błędów wprowadzanych na poszczególnych etapach, tj.:

- Błąd przekształcenia z układu współrzędnych geograficznych Warszawa 2000 na układ WSG 84,
- Błąd odczytu wynikający z błędnego wyznaczenia pozycji węzła, w wyniku odwzorowania z układu współrzędnych geograficznych W-wa 25 na układ WSG 84,
- Błąd modelu wyznaczania poziomu mocy odbieranego sygnału programu Radio Mobile,
- Błąd wynikający z uproszczenia zjawisk fizycznych poprzez przekształcenia matematyczne w ramach postprocessingu w programie MATLAB.

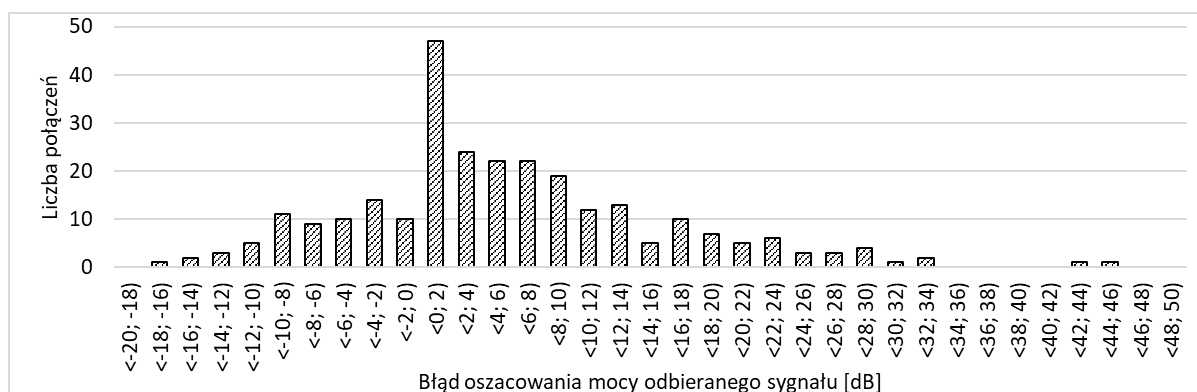
3.3.6.3 Porównanie pomiarów rzeczywistych do wyników symulacyjnych

Dla przeprowadzonych testów najlepsze rezultaty (najmniejszy błąd) osiągnięto wykorzystując postprocessing w wersji Max plus Uśrednianie Bez Dachów, przyjęte proporcje 80+20%, bok kwadratu agregacji 55m, końcowa korekta -20 dB. Dla przyjętej metody otrzymano wartości błędów i odchylenia standardowego wymienione w tabeli 3.4.

Tabela 3.4 Uzyskane wartości błędów i odchylenia standardowego symulacji mocy sygnału

Średni błąd szacowania	8,5 dB
Średnia różnic	8,0 dB
Odchylenie standardowe	5,5 dB

Wartość średniego błędu oszacowania mocy sygnału równa 8,5 dB oznacza, że średnia różnica pomiędzy rzeczywistą a oszacowaną mocą sygnału radiowego dla analizowanych połączeń pomiędzy węzłami a koncentratorami wynosi 8,5 dB, co pozwala na dokonywanie szacowań występowania zasięgu. Różnice wartości pomiędzy mocą sygnału oszacowaną a zmierzoną zostały przedstawione na histogramie na rysunku 3.53.



Rys. 3.53 Histogram różnic wartości zmierzonych i oszacowanych

Histogram prezentuje różnice występujące pomiędzy zmierzoną wartością poziomu sygnału a wartością szacowaną na podstawie symulacji. Wartość równa 0 jest najbardziej pożądana. Wartości znajdujące się po lewej stronie od zera pokazują liczby połączeń dla których moc sygnału została przeszacowana, zaś na prawo pokazują niedoszacowanie.

3.3.6.4 Porównanie szacowanie obecności zasięgu z rzeczywistymi pomiarami

Badanie i szacowanie mocy sygnału może służyć poprawie efektywności energetycznej urządzeń, jednak ważniejszym celem jest określenie czy komunikacja będzie mogła być realizowana czy nie, czyli czy tłumienność toru transmisyjnego pomiędzy urządzeniem końcowym a koncentratorom nie będzie powodować, że moc sygnału ramek radiowych będzie niższa niż czułość odbiornika. Poniżej analizowana jest skuteczność takiego oszacowania.

W ocenie uwzględnione zostały tylko sprawne, zamontowane węzły. Dodatkowo w porównaniu uwzględniono tylko węzły znajdujące się w kwadracie o boku 2 km, w którego środku znajduje się koncentrator. W parametryzacji uwzględniono dane z 10 dni, w ocenie uwzględnione zostały 272 połączenia.

Średni błąd szacowania wartości poziomu mocy sygnału wynosi 8,5 dB. Z analizy histogramu oraz średniej różnic można zauważyć, że średni błąd przeszacowania wynosi ok. 6 dB, natomiast średni błąd niedoszacowania wynosi ok. 11 dB. Bardzo dużo połączeń jest niedoszacowanych o 3-16 dBm, co jednak jest celowym działaniem ze względu na zachowanie ostrożności przy wykorzystywaniu modelu – gorszą sytuacją jest przewidywanie możliwości komunikacji, gdy faktycznie nie jest możliwa niż odwrotnie. Liczba niedoszacowań PES jest dużo większa niż liczba przeszacowań.

Ściśła wartość wartości czułości odbiornika jako kryterium możliwości komunikacji nie jest trafnym podejściem ze względu na zmienność tłumienności toru transmisyjnego (co zostało opisane w podrozdziale 3.1.6). Czułość odbiornika (dla modułu radiowego CC1020 równa -107 dBm jest również wartością przybliżoną, oszacowaną dla $BER=10^{-3}$). Zdarza się, że odbierane są ramki z niższą mocą sygnału (np. -108,5 dBm), a niekiedy nie jest odbierany (wskutek przekłamania bitów) ramka o wyższej mocy sygnału (np. -103 dBm), co zostało potwierdzone w pomiarach skuteczności transmisji. W związku z tym oprócz twardych kategorii: „Jest zasięg” i „Brak zasięgu” przyjęte zostały również kryteria miękkie „Raczej jest zasięg” oraz „Raczej brak zasięgu”, które opisują węzły, które znajdują się na granicy zasięgu i ich łączność jest niepewna. Zaproponowane zostały następujące kryteria przypisania do poszczególnych kategorii:

- Poniżej -109 dBm – brak zasięgu
- [-109 dBm; -102,5 dBm) – raczej brak zasięgu
- [-102,5 dBm; -98 dBm) – raczej jest zasięg
- powyżej -98 dBm – jest zasięg

Ilościowe statystyki oszacowań wobec rzeczywistych pomiarów przy uwzględnieniu miękkich kategorii przedstawione zostały w tabeli 3.5 w postaci tablicy pomyłek.

Tabela 3.5 Tablica pomyłek dla szacowania istnienia lub braku zasięgu radiowego

Oszacowanie \ Pomiary	Jest zasięg	Raczej jest zasięg	Raczej brak zasięgu	Brak zasięgu	Suma	Błąd oszacowania	Gruby błąd oszacowania
Jest zasięg	113	38	27	39	217	30,4%	18,0%
Brak zasięgu	9	8	8	30	55	30,9%	16,4%

Gruby błąd oszacowania to sytuacja, w której szacowaliśmy, że zasięg występuje, a zasięgu nie było lub gdy szacowaliśmy brak zasięgu, a zasięg występuje. Błąd przeszacowania zasięgu wynosi 16,4%, zaś niedoszacowania zasięgu wynosi 18,0%. Precyzja oszacowania dla kategorii „Jest zasięg” łącznie z „Raczej jest zasięg” wynosi 90%, zaś czułość 70%.

3.3.7 Wnioski

Dostępność danych dotyczących budynków pozwala na uwzględnienie ich kształtu do prognozowania tłumienności toru transmisyjnego. Dane te wymagają połączenia z danymi topograficznymi. Oba źródła danych mają swoje typowe formaty, natomiast środowiska symulacji propagacji fal radiowych wykorzystują jeszcze inne formaty danych. W ramach prac badawczych z wykorzystaniem różnych narzędzi, zewnętrznych bibliotek oraz oprogramowania autorskiego udało się przetworzyć dane z tak różnych źródeł i przetworzyć do postaci akceptowanej przez środowisko Radio Mobile. Po wyznaczeniu prognozowanych wartości zostały one jeszcze przetworzone w ramach postprocessingu (wykorzystując przetwarzanie w MATLAB-ie), który z wykorzystaniem wag uśrednia wartości w pobliskich punktach (ale z pominięciem obszaru budynków, na których dachach moc sygnału jest znacznie wyższa), co dodatkowo zmniejsza błąd oszacowania wartości mocy sygnału.

Opracowany model symulacyjny może z powodzeniem służyć do wyznaczania mocy sygnału radiowego dla analizowanego obszaru. Model obciążony jest średnim błędem 8,5 dB, co przekłada się na błąd szacowania obecności zasięgu: błąd przeszacowania zasięgu wynosi 16,4%, zaś niedoszacowania zasięgu wynosi 18,0%.

Mechanizm symulacji jest jednak złożony i trudny w uruchamianiu oraz wymagane są dane dotyczące budynków w postaci przetworzonej warstwy GIS. Proces uruchamiania symulacji wymaga interakcji użytkownika w graficznym środowisku aplikacji Radio Mobile, a także wielu przekształceń plików, jednak jest demonstracją podejścia, które przynosi użyteczny wynik.

Uzyskane wyniki zostały ocenione z uwzględnieniem podejścia ostrożnego, mającego na uwadze większą akceptację dla przewidywania braku zasięgu, gdy faktycznie zasięg występuje niż sytuacji odwrotnej. Wydawało się, że posiadanie danych dotyczących budynków znacząco poprawi szacowanie mocy sygnału, jednak poszczególne kroki wprowadzają dodatkowe niedokładności (przekształcenia mapowe, niedokładność określania rzeczywistego położenia urządzeń), co przekłada się na uzyskany rezultat porównywalny do istniejących modeli propagacji fal radiowych.

3.4 Podsumowanie

Badania eksperymentalne komunikacji radiowej opisane w podrozdziale 3.1, a ich wyniki pokazują uzyskaną skuteczność transmisji radiowej, a także poziomu mocy odbieranego sygnału oraz zależność mocy sygnału od odległości pomiędzy urządzeniem nadawczym i odbiorczym. Ponadto wzorzec bitowy zawarty w przesyłanej ramce pozwolił na analizę charakterystyki rozkładu występowania błędów bitowych, która wykazała potrzebę stosowania technik zapobiegania występowaniu długich ciągów bitów „0” lub „1”, co można zrealizować poprzez zastosowanie kodowania o cechach temu zapobiegających lub techniki data whiteningu lub szyfrowania. Analiza pokazała także zasadność stosowanie kodów nadmiarowych Hamminga lub innych pozwalających na nie tylko detekcję, ale również korektę błędów, co zwiększa czułość odbiornika poprawiając skuteczność komunikacji (zmniejszenie BER) bądź umożliwia obniżenie mocy nadawania, co sprzyja energooszczędności urządzeń.

Analiza mocy odbieranego sygnału pozwoliła także na zbadanie charakteru zmienności tłumienności toru transmisyjnego, która przekłada się na zmienność mocy sygnału obserwowaną po stronie odbiorczej. Sukces komunikacji wymaga m.in. mocy odbieranego sygnału, który jest powyżej czułości odbiornika. Monitorowanie mocy sygnału i jej zmienności pozwala na aktywne zarządzanie mocą nadawania, która będzie utrzymywana na możliwie niskim poziomie, ale wciąż pozwalającym na nieprzerwaną skuteczną komunikację z zastosowaniem niezbędnego zapasu budżetu łącząca o wielkości zależnej od obserwowanej zmienności mocy sygnału. Tak realizowana minimalizacja mocy nadawania jest bezpieczna dla skuteczności komunikacji oraz sprzyja ograniczeniu zużycia energii poprzez zarządzanie sposobem transmisji.

Przeprowadzone eksperymenty pomiarowe pozwoliły na zebranie danych rzeczywistych, które umożliwiły opracowanie modelu symulacji propagacji fal radiowych. Stosowanie symulacji do przewidywania mocy sygnału pozwala na określenie efektywnych miejsc montażu koncentratorów, co służy nie tylko ograniczeniu ryzyka braku komunikacji, ale też efektywności kosztowej projektu. Przyjęcie właściwej liczby i umiejscowienia montażu koncentratorów pozwala na wyważone podejście do pokrycia zasięgiem monitorowanego obszaru, także z przyjęciem rozwiązań uzupełniających w postaci urządzeń retransmitujących. Opracowany w ramach badań model symulacyjny może być z powodzeniem wykorzystywany do szacowania mocy sygnału.

4 Protokół BX-MAC – projekt i działanie

Niniejszy rozdział koncentruje się na przedstawieniu modelu działania opracowanego przez autora pracy protokołu BX-MAC oraz jego ocenie i porównaniu ze znanymi protokołami w typowych scenariuszach dla sieci IoT. Protokół ten w szczególności poprawia efektywność energetyczną w komunikacji rozgłoszeniowej i multimedialnej.

4.1 Rozwiązania referencyjne

Protokół BX-MAC to asynchroniczny rywalizacyjny protokół MAC, oparty na mechanizmie nasłuchu próbkowanego i dzielonej preambuły, którego celem jest minimalizacja zużycia energii węzłów końcowych, ale także węzłów pośredniczących. Asynchroniczność protokołu pozwala na brak informacji dotyczącej faz cykli, w których znajdują się komunikujące się urządzenia, co pozwala na brak mechanizmów synchronizacji i jest szczególnie efektywne w scenariuszach komunikacji występującej na tyle rzadko, że utrzymanie synchronizacji zegarów RTC nie jest możliwe. Proponowany protokół BX-MAC bazuje na koncepcjach protokołów B-MAC oraz X-MAC, wprowadza dodatkowe zależności czasowe oraz nieznacznie rozszerza dane ramki wybudzającej, co pozwala na wykorzystanie zalet obu protokołów z ominięciem ich wad.

Podstawowym protokołem tej klasy jest B-MAC, który ma jednak wadę polegającą na przesyłaniu preambuły o długości odpowiadającej interwałowi pomiędzy wykonywaniem nasłuchu próbkowanego, co w węźle docelowym powoduje zużycie energii wynikające z odbioru średnio połowy owej preambuły. Odbiór tej preambuły jest realizowany także przez wszystkie inne urządzenia znajdujące się w zasięgu radiowym, co powoduje ogromne zużycie energii w wyniku niechcianego odbioru.

Rozwiązaniem ograniczającym czas trwania odbioru preambuły jest protokół X-MAC, gdzie węzeł źródłowy wysyła szereg ramek z krótką preambułą i adresem docelowym (ramka wybudzająca), a węzeł docelowy po odebraniu takiej ramki natychmiast odsyła potwierdzenie, po czym przesyłane są dane właściwe. Taki model działania powoduje średni czas nadawania preambuły wynosi połowę interwału próbkowania, jednak z każdą ramką wybudzającą przesyłany jest dodatkowy narzut w postaci nagłówka ramki wybudzającej. Ponadto niechciany odbiór uaktywniany jest również w średnio połowie urządzeń znajdujących się w zasięgu radiowym urządzenia źródłowego, jednak na znacząco krótszy czas, który wynika z długości preambuły. Protokół zakłada wymianę 3 komunikatów: ramka wybudzająca, potwierdzenie, ramka danych, co – w porównaniu do 1 komunikatu w protokole B-MAC – powoduje mniejszą skuteczność transmisji w sieciach o małym ruchu, gdyż transmisja każdej z owych 3 ramek może zakończyć się niepowodzeniem wskutek np. zewnętrznego zakłócenia.

Konsekwencją zastosowania szeregu ramek wybudzających w protokole X-MAC jest większe zużycie energii odbiornika, który w trakcie wykonywania próbki nie nasłuchuje przez najkrótszy możliwy czas pozwalający na wykrycie preambuły, tylko przez czas trwający 2 długości preambuły plus czas szczeliny na przestanie potwierdzenia, co – podobnie jak w B-MAC – daje możliwość odbioru danych w każdej wykonywanej próbce, jednak kosztem efektywności energetycznej nasłuchu próbkowanego.

W protokole X-MAC dla każdego kolejnego przesyłanego pakietu stosowany jest ten sam mechanizm – szereg ramek wybudzających, co w przypadku potrzeby przestania większej liczby ramek jest źródłem nieefektywności. Protokół XX-MAC [99] zakłada, że po odebraniu ramki

z danymi węzeł docelowy na krótki czas uaktywnia odbiór w celu odebrania potencjalnej kolejnej ramki. Mechanizm ten ogranicza przesyłane preambuły oraz przyspiesza przestanie większej liczby ramek. Negatywną konsekwencją jest dodatkowe zużycie energii urządzenia docelowego na nastuch po odebraniu ramki danych.

Protokół EX-MAC [99] stanowi rozszerzenie protokołu XX-MAC, które ogranicza nastuch po odebraniu ramki danych poprzez rozszerzenie nagłówka ramki danych o pole kontrolne z informacją czy będą przesyłane kolejne ramki danych, co wskazuje węzłowi docelowemu czy uaktywniać odbiornik czy nie. Rozszerzenie to wydłuża ramkę o wskazany bit, ale ogranicza zużycie energii eliminując zbędny nastuch.

Zaletą protokołu X-MAC oraz rozwiązań stanowiących jego rozszerzenie jest możliwość autonomicznego dostosowywania częstotści próbkowania przez węzły docelowe, bez konieczności przekazywania informacji węzłowi źródłowemu. Mniej częste próbkowanie spowoduje późniejsze wykrycie ramki wybudzającej, jednak komunikacja zostanie zrealizowana. Dla wsparcia takiego dostosowywania częstotści próbkowania węzeł źródłowy powinien nadawać serię ramek wybudzających przez czas najdłuższego możliwego interwału próbkowania.

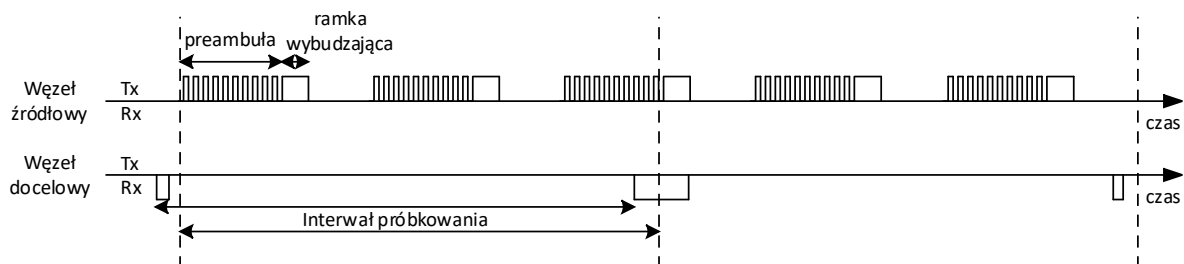
W ramach badań opracowany został protokół łącza danych bazujący na koncepcjach protokołów B-MAC i X-MAC oraz koncepcjach uzupełniających, który wykorzystuje zalety tych protokołów oraz usuwa ich wady. Zalety algorytmu i przewaga nad protokołami odniesienia szczególnie objawia się przy bardzo rzadkiej komunikacji (np. w ramach zdalnego odczytu obchodzonego) oraz komunikacji rozgłoszeniowej.

4.2 Projekt protokołu i zasada działania

4.2.1 Ramki wybudzające i nastuch próbkowany

Protokół BX-MAC wykorzystuje nastuch próbkowany o ekstremalnie niskim wypełnieniu (czasu aktywności względem czasu cyklu), gdzie czas wykonania nastuchu podczas pojedynczej próbki ogranicza się do detekcji preambuły i w przypadku jej braku następuje powrót do trybu uśpienia, analogicznie jak w protokole B-MAC. Jednak ramka wybudzająca nie zawiera preambuły o długości interwału próbkowania, tylko wysyłanych jest szereg ramek wybudzających z krótszymi preambułami, podobnie jak w protokole X-MAC.

Ramki wybudzające w odróżnieniu od X-MAC nie mają możliwie najkrótszych preambuł, tylko ich długości są zależne od liczby przesyłanych ramek wybudzających i interwału próbkowania. Suma czasu nadawania preambuły możliwej do detekcji (łącznie we wszystkich ramach wybudzających) powinna być równa interwałowi próbkowania, natomiast przerwy pomiędzy ramkami wybudzającymi powinny być tak dobrane, aby ramki łącznie z przerwami wypełniały okres 2 interwałów próbkowania.



Rys. 4.1 Ramki wybudzające i nastuch próbkowany w protokole BX-MAC

Liczba k planowanych ramek wybudzających w czasie 2 interwałów próbkowania musi być nieparzysta, z czego w pierwszym interwale powinno być 1 ramkę więcej niż w drugim. Ramki w drugim interwale powinny zaczynać się w fazie (względem czasu interwału), gdzie podczas pierwszego interwału preambuła staje się niewykrywalna. Taki schemat nadawania ramek wybudzających powoduje, że węzeł docelowy uruchamiając mechanizm detekcji preambuły cyklicznie dokładnie co interwał próbkowania ma możliwość wykrycia i odbierania dokładnie jednej ramki wybudzającej. Zapewnia to obecność wysyłanej preambuły w każdej fazie interwału próbkowania w pierwszym lub drugim interwale, dlatego zachowywanie interwału próbkowania pomiędzy wykonywaniem nastuchu próbkowanego jest warunkiem poprawnej komunikacji. Na rysunku 4.1 przedstawiony został schemat nadawania składający się z $k = 5$ ramek wybudzających, każda ramka ma preambułę wykrywalną o długości $1/k$ interwału próbkowania oraz czas pomiędzy ramkami ma długość $2/k$ interwału próbkowania. Powyżej odebrana została trzecia z ramek wybudzających.

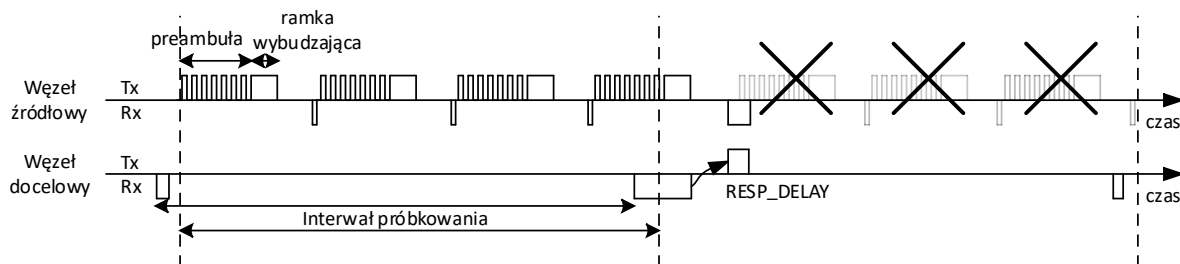
W odpowiedzi na odebranie ramki wybudzającej możliwa jest realizacja różnych scenariuszy. W odpowiedzi na ramkę wybudzającą przesyłane jest potwierdzenie, po czym przesyłana jest ramka z danymi (jak w protokole X-MAC) lub od razu w ramce wybudzającej znajduje się pole danych (jak w protokole MX-MAC), w szczególności gdy ramka jest krótka.

4.2.2 Wskazywanie opóźnienia odpowiedzi

Dane ramki wybudzającej zawierają adres węzła docelowego, co po wybudzeniu pozwala innym (niezaadresowanym) węzłom powrót do trybu uśpienia, natomiast w tradycyjnym podejściu, reprezentowanym przez protokół X-MAC, węzeł zaadresowany odpowiada potwierdzeniem odebrania ramki wybudzającej po czym węzeł źródłowy zaprzestaje wysyłania kolejnych ramek wybudzających. Niedoskonałością tego podejścia jest nieuwzględnienie czasu, który jest wymagany do wygenerowania odpowiedzi przez urządzenie docelowe, dlatego część T_g czasu przerwy pomiędzy kolejnymi ramkami wybudzającymi jest niewykorzystana.

Proponowany protokół BX-MAC rozszerza dane ramki wybudzającej o wskazanie czasu, w którym węzeł docelowy ma przestać odpowiadać: RESP_DELAY, zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 4.2. Wprowadzenie mechanizmu stwarza szereg możliwości, które zostały przedstawione poniżej.

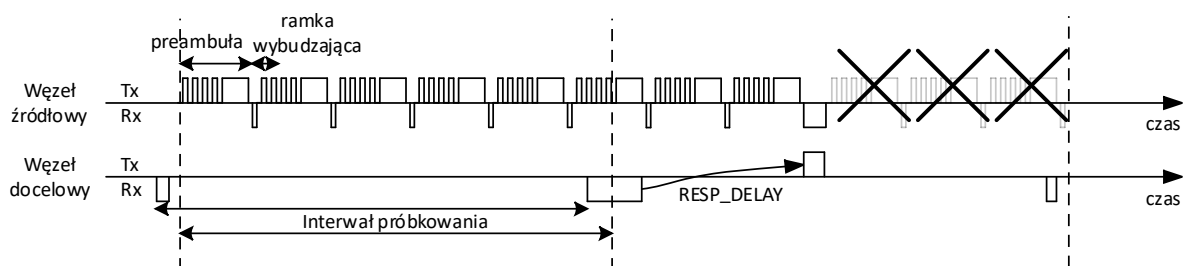
Węzeł źródłowy świadomy możliwości urządzenia docelowego może zaplanować zapewnienie minimalnego czasu potrzebnego na wygenerowanie ramki odpowiedzi i zaplanowanie odesłania jej w ściśle określonym momencie, dzięki czemu nastuch odpowiedzi będzie mógł być realizowany dokładnie we wskazanym momencie, przez bardzo krótki czas. Dzięki temu węzeł źródłowy nie musi nasłuchiwać przez cały okres T_a , a jedynie we wskazanej chwili. W przypadku niewykrycia preambuły nastąpi przejście do trybu uśpienia do czasu nadania kolejnej ramki wybudzającej.



Rys. 4.2 Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC, z RESP_DELAY

Zaletą rozszerzenia jest możliwość eliminacji okresu nasłuchu o czasie trwania T_a i przez to zastosowania krótszych preambułów w ramach wybudzających przy zachowaniu niezmięnionej szczeliny czasowej na przestanie ramki odpowiedzi.

Węzeł źródłowy może wykorzystać nowy parametr RESP_DELAY do wskazania dalszej szczeliny pomiędzy ramkami wybudzającymi, bez opóźnienia T_g , co pozwoli na efektywne wykorzystanie czasu tej szczeliny, co zostało przedstawione na rysunku 4.3. Dodatkowym kosztem jest wysłanie o 1 ramkę wybudzającą więcej oraz oczekiwanie na ramki odpowiedzi już po zakończeniu wysyłania ramek wybudzających.

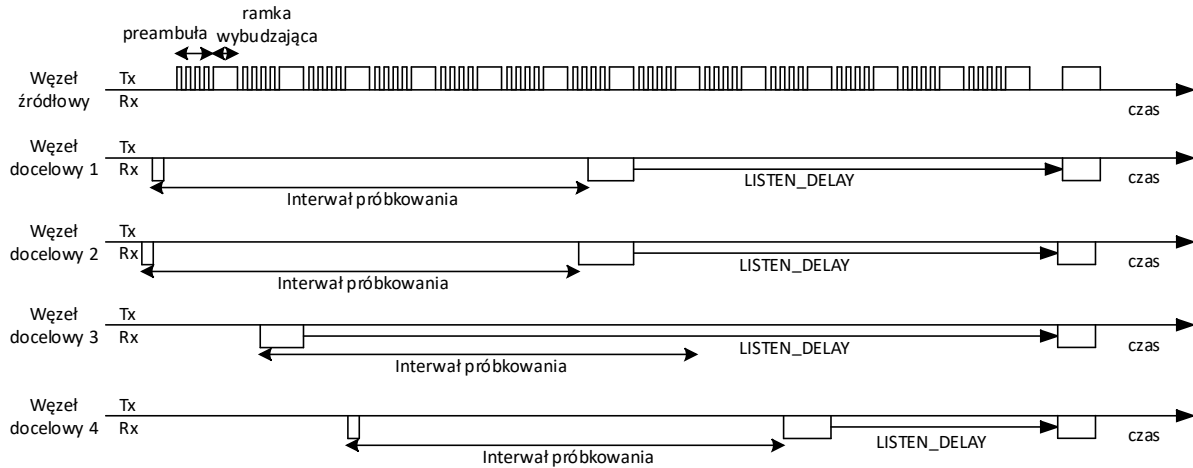


Rys. 4.3 Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC, z RESP_DELAY wskazującym na dalsze szczeliny

Zaletą proponowanego mechanizmu jest możliwość zastosowania jeszcze krótszych preambułów w ramach wybudzających przy zachowaniu niezmięnionej szczeliny czasowej na przestanie ramki odpowiedzi. Dodatkowo, pozwala to na eliminację okresu oczekiwania na wygenerowanie odpowiedzi przez węzeł docelowy o czasie trwania T_g , a przez to zastosowanie jeszcze krótszych preambułów w ramach wybudzających.

4.2.3 Transmisja rozgłoszeniowa

W wielu praktycznych zastosowaniach istotną rolę pełni transmisja rozgłoszeniowa ze względu na częstą homogeniczność sieci, w której urządzenia działają w analogiczny sposób. M.in. w przypadku systemu zdalnego odczytu liczników mediów wszystkie węzły przekazują pomiary, wszystkie wymagają synchronizacji, rekonfiguracji na te same wartości parametrów, aktualizacji oprogramowania wbudowanego itp. W ramach protokołu proponowane jest kolejne rozszerzenie danych ramki wybudzającej, tym razem o funkcje wspierające komunikację rozgłoszeniową. Rozszerzenie to wskazuje dodatkowe okno nasłuchowe dla wszystkich urządzeń, które odbiorą ramkę wybudzającą. Każda kolejna ramka wybudzająca wskazuje na tę samą chwilę, kolejne ramki poprzez parametr LISTEN_DELAY wskazują coraz krótszy czas do wspólnego okna nasłuchowego. Gdy wskazany czas nastąpi, węzeł źródłowy nadaje ramkę rozgłoszeniową z danymi, którą odbiorą wszystkie wybudzone węzły końcowe. Taki tryb działania powoduje, że węzły końcowe odbierają zaledwie jedną ramkę wybudzającą oraz ramkę rozgłoszeniową z danymi z krótką preambułą. Działanie zaproponowanego mechanizmu zostało przedstawione na rysunku 4.4. Kolejne okna nasłuchowe realizowane są już w ramach wcześniejszego cyklu.



Rys. 4.4 Schemat transmisji rozgłoszeniowej w protokole BX-MAC, z LISTEN_DELAY

4.2.4 Okres rywalizacyjny

W ramach komunikacji rozgłoszeniowej w wielu przypadkach oczekiwana jest komunikacja zwrotna z urządzeń. Jest to szczególnie trudne, gdy nie jest znana lista odbiorców owej komunikacji. Odpowiedzi od poszczególnych urządzeń powinny być przesyłane w innym czasie, stąd protokół wprowadza rozszerzenie danych ramki wybudzającej o wskazanie sposobu rozpraszania czasu nadawania odpowiedzi. Rozszerzenie to wskazuje 3 parametry:

- czas opóźnienia rozpoczęcia okresu rywalizacyjnego: RESP_DELAY
- wielkość szczeliny czasowej odpowiedzi SLOT_WIDTH
- liczba szczelin czasowych odpowiedzi SLOT_COUNT

Węzły docelowe po odebraniu takiego żądania losują szczelinę czasową, w której nadana zostanie odpowiedź. Węzeł źródłowy określa wielkość szczelin czasowych w oparciu o spodziewaną wielkość ramki odpowiedzi, natomiast liczbę szczelin czasowych określa na podstawie spodziewanej liczby urządzeń, które odpowiedzą na ramkę rozgłoszeniową oraz oczekiwaną stratność pakietów.

Przedstawiony model losowania szczeliny czasowej znany jest jako szczelinowa ALOHA (ang. *slotted ALOHA*). Liczba szczelin czasowych istotnie wpływa na stratność ramek wskutek interferencji oraz na osiąganą przepustowość. Zbyt duża liczba szczelin powoduje niską stratność, ale też niską przepustowość ze względu na liczne niewykorzystane szczeliny, natomiast zbyt mała liczba szczelin powoduje dużą stratność i również niską przepustowość ze względu na liczne interferencje. Wygodnym sposobem określenia obciążenia łącza jest stosunek liczby ramek transmitowanych do liczby szczelin:

$$G = \frac{n-1}{s}, \quad (4.1)$$

gdzie n to liczba ramek, a s to liczba szczelin

Przepustowość określona jest wzorem:

$$S = G * e^{-G} \quad (4.2)$$

Natomiast stratność określona jest wzorem:

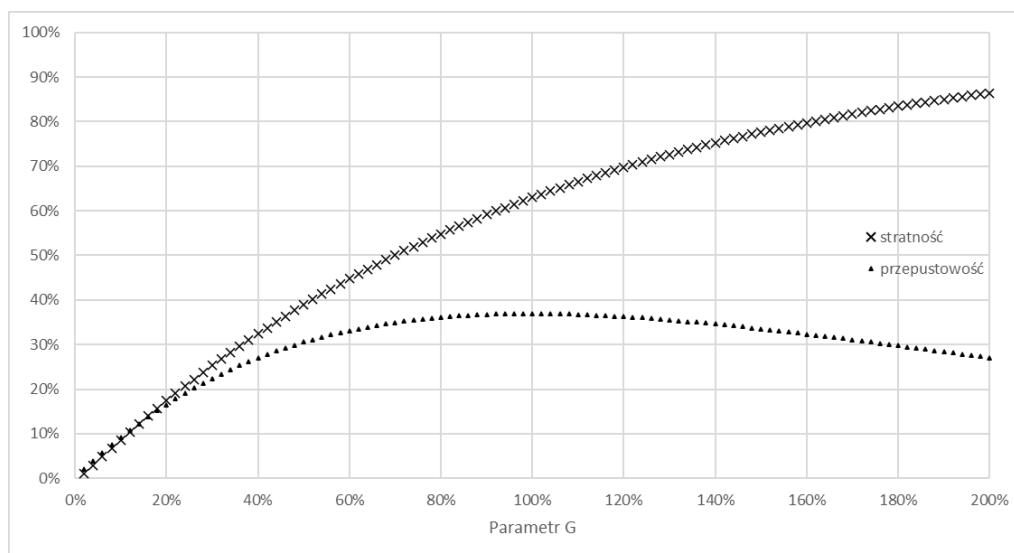
$$L = 1 - e^{-G} \quad (4.3)$$

Największa przepustowość uzyskiwana jest dla parametru $G = 1$ [131] i wynosi:

$$S \approx \frac{1}{e} \approx 36,8\% \quad (4.4)$$

Wtedy stratność pakietów wynosi:

$$L \approx 1 - \frac{1}{e} \approx 63,2\% \quad (4.5)$$



Rys. 4.5 Stratność i przepustowość szczelinowego ALOHA w ramach BX-MAC

Powyższe oznacza, że przy największej przepustowości stratność pakietów jest bardzo duża. Stratność i przepustowość w funkcji parametru G została przedstawiona na rysunku 4.5. Decyzją projektową pozostaje wybór priorytetu: szybkość realizacji odpytań czy minimalizacja stratności pakietów celem oszczędzania energii.

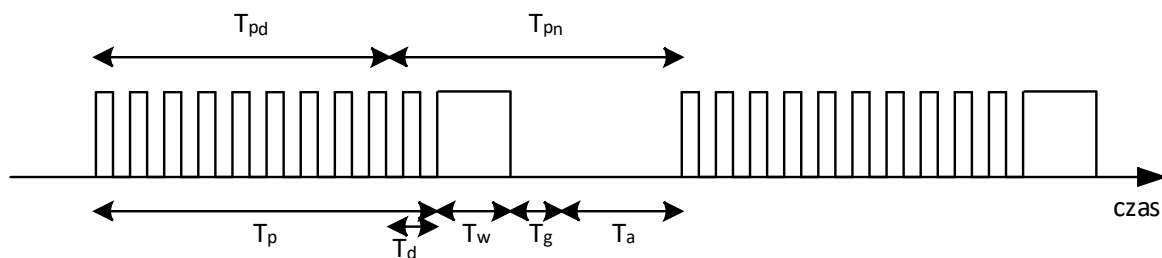
Efektywną praktyką często okazuje się wykorzystanie trybu rywalizacyjnego wyłącznie do rozpoznania urządzeń w zasięgu (ang. *neighbor discovery*). Ramka odpowiedzi może być bardzo krótka i składać się z krótkiej preambuły adresu urządzenia, dzięki czemu pojedyncza szczelina czasowa będzie mała, co przy zachowaniu stałego czasu pozwoli na zaplanowanie dużej ich liczby. Po rozpoznaniu węzłów w zasięgu komunikację można kontynuować jako komunikację unicast lub multicast.

Liczba szczelin czasowych może być nadążnie dostosowywana poprzez obserwację osiągniętej przepustowości starając się utrzymać jej poziom na oczekiwanym poziomie.

4.3 Efektywność energetyczna protokołu

4.3.1 Optymalizacja długości dzielonej preambuły

Zużycie energii wynikające z nasłuchu, analogicznie jak w protokole B-MAC, związane jest z długością preambuły nadawanych ramek. Im krótsze preambuły, tym krótszy czas odbierania ramek wybudzających, co skłania do wykorzystywania możliwie krótkich preambuły. Należy jednak mieć na uwadze, że odbiornik radiowy potrzebuje pewnego czasu na detekcję preambuły. Jeśli rozpocznie jej odbieranie tuż przed zakończeniem jej nadawania, to preambuła może zostać niewykryta. Etapy podczas nadawania ramek wybudzających oraz stałe czasowe zostały przedstawione na rysunku 4.6.



Rys. 4.6 Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC

Znaczenie stałych czasowych:

- T_p – czas trwania preambuły ramki wybudzającej, jest równy $T_{pd} + T_d$
- T_w – czas trwania ramki danych, w tym nagłówek
- T_g – minimalny czas generowania odpowiedzi
- T_a – szczelina czasowa na przestanie ramki odpowiedzi
- T_d – czas detekcji preambuły
- T_{pd} – czas możliwości detekcji preambuły
- T_{pn} – czas braku możliwości detekcji preambuły, jest równy $T_d + T_w + T_g + T_a$

Czas detekcji preambuły zależy od zastosowanego modułu radiowego, modulacji, a także szybkości transmisji. Dla modulacji FSK/GFSK typowo odbiornik uaktywniany jest na 16 bitów, w tym czasie realizowana jest synchronizacja bitowa, dostosowanie częstotliwości i detekcja ciągu preambuły (średnio 3 bity w przypadku braku detekcji preambuły). Po odebraniu bitów następuje proste przetwarzanie danych, typowo trwające czas rzędu 1 ms.

W przypadku modulacji LoRa:

$$T_d = (N_{CAD} + 0,5) * T_{sym}, \quad (4.6)$$

gdzie:

- $T_{sym} = \frac{2^{SF}}{BW}$ – czas trwania symbolu
- N_{CAD} – liczba symboli do detekcji, typowo 8

Przykładowe czasy detekcji:

- Modulacja GFSK, 4800 bit/s: $T_d = 5$ ms
- Modulacja LoRa, SF=7 i BW=125 kHz: $T_{sym} = 1,024$ ms, $T_d = 8,7$ ms
- Modulacja LoRa, SF=12 i BW=125 kHz: $T_{sym} = 32,768$ ms, $T_d = 278,5$ ms

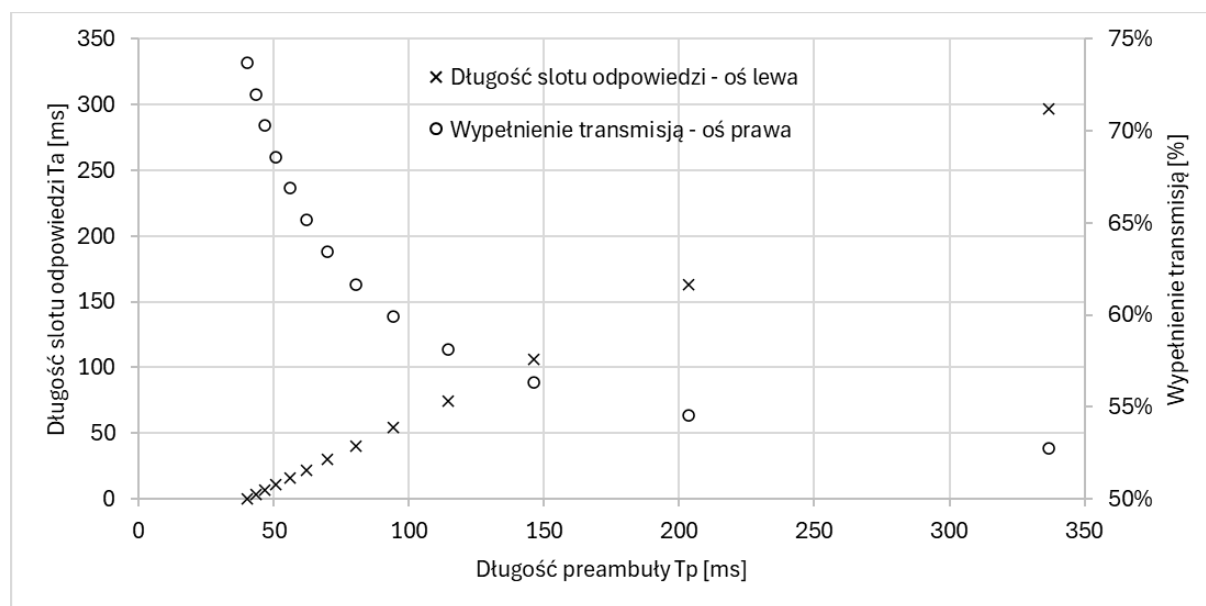
Powyższe wyniki pokazują, że czas detekcji preambuły może znacząco się różnić w różnych aplikacjach.

Czas T_w jest czasem trwania ramki danych, w tym nagłówek. Jego długość zależy od ilości przesyłanych danych. Może to być ramka wybudzająca z żądaniem odesłania potwierdzenia, jak również kompletna ramka kierowana do urządzenia, co jest korzystne w komunikacji unicastowej i krótkiej ramce.

Czas T_g jest minimalnym czasem wymagany przez urządzenie do wygenerowania odpowiedzi. Węzeł końcowy otrzymując ramkę żądania musi niejednokrotnie wzbudzić system operacyjny, uwierzytelnić ramkę, zdeszyfrować ją, po czym przetworzyć i wygenerować pakiet

odpowiedzi. Ponadto w zależności od przeznaczenia urządzenia, obsługa komunikacji może mieć niższy priorytet w stosunku do np. obsługi sensora, co może znacząco wydłużyć maksymalny czas generowania odpowiedzi. Przykładowy czas generowania odpowiedzi może wynosić przykładowo nawet 100 ms.

Biorąc pod uwagę wartości T_d , T_w i T_g należy dobierać wartości czasu trwania preambuły ramki wybudzającej tak, aby $T_{pd} \geq T_{pn}$ oraz czas T_a był wystarczający dla realizacji założonej funkcjonalności (odebrania odpowiedzi). Ponadto wartość długości preambuły powinna zostać dostosowana do interwału próbkowania T_i odbiornika.



Rys. 4.7 Wartości T_a oraz wypełnienia transmisją dla modulacji GFSK, 4800 bit/s: $T_g = 20$ ms, $T_s = 1000$ ms

Wykres na rysunku 4.7 prezentuje zależność długości szczeliny czasowej na przestanie ramki odpowiedzi (T_a) oraz czasu wypełnienia transmisją (jako stosunek czasu nadawania do czasu całkowitego) w zależności od długości pojedynczej preambuły, dla zakładanego interwału próbkowania 1000 ms. Czas T_a odpowiada długości wykrywalnej preambuły pomniejszonej o czas detekcji preambuły (T_d), czas trwania ramki danych (T_w) oraz minimalny czas generowania odpowiedzi (T_g). Czasy trwania pojedynczej preambuły są dyskretne, ich wartość wynosi: $T_p = T_s / n + T_d$, gdzie n przyjmuje wartości kolejnych liczb nieparzystych, co umożliwia nadawanie w schemacie zakładanym przez proponowany protokół BX-MAC. Na wykresie przedstawione są wartości dla T_p odpowiadającym $n = 3, 5, 7, \dots, 27$. Dla wartości $n = 1$ otrzymujemy pojedynczą długą preambułę, co odpowiada protokołowi B-MAC. Dla zadanych parametrów wartości większe niż 27 nie są możliwe, gdyż wartość T_a spadłaby poniżej zera.

Podsumowując, wraz ze skracaniem długości preambuły ramki wybudzającej:

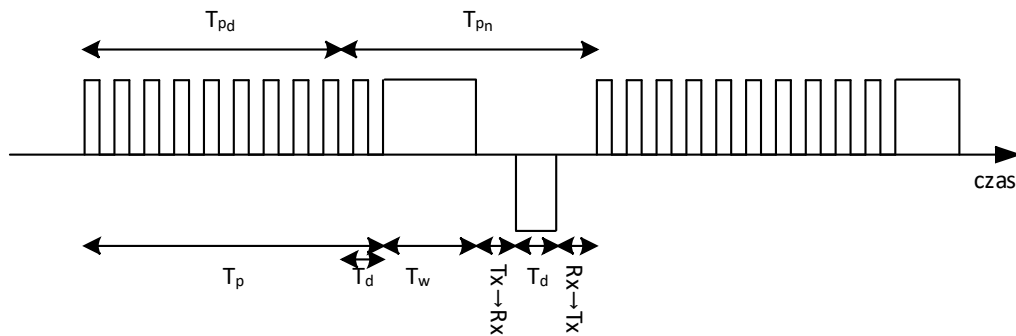
- zmniejszane jest zużycie energii wynikającej z odbioru ramki wybudzającej, zarówno przez węzeł docelowy jak i węzły w zasięgu (ang. *overhearing*),
- zwiększane jest zużycie energii wynikające z nadawania ramki wybudzającej ze względu na większy narzut,
- zwiększana jest zajętość łącza, jednak w typowym przypadku przerwy pomiędzy ramkami wybudzającymi są i tak zbyt małe, aby w czasie tych przerw inna komunikacja okazała się skuteczna.

Optymalna długość preambuły zależy od stałych wykorzystywanej techniki transmisyjnej, poniżej przedstawione zostały analizy dla poszczególnych technik.

4.3.2 Minimalna długość dzielonej preambuły

Najbardziej typową topologią sieci IoT jest topologia gwiazdy, gdzie urządzenia końcowe zasilane są bateryjnie, a koncentrator zasilany jest sieciowo. Model komunikacji skupia się wówczas na energooszczędności urządzeń końcowych. W tym scenariuszu optymalne są jak najkrótsze preambuły, gdyż zwiększony czas nadawania ramek wybudzających nie ma wpływu na zużycie energii urządzeń bateryjnych, bo nadawane są przez zasilany sieciowo koncentrator. Dla najmniejszej długości preambuły minimalizowany jest także efekt niepożądanego nasłuchu.

Minimalna długość preambuły wynika z parametrów techniki transmisyjnej i modułu radiowego. Należy zapewnić, aby czas wykrywalnej preambuły nie był krótszy od czasu, w którym preambuła nie może być wykryta.



Rys. 4.8 Najkrótsza preambuła w protokole BX-MAC

Stopień zajętości kanału wynosi:

$$U = \frac{T_{pd} + T_d + T_w}{T_{pd} + T_d + T_w + T_{Tx \rightarrow Rx} + T_d + T_{Rx \rightarrow Tx}} \quad (4.7)$$

Preambuła w protokole BX-MAC jest najkrótsza dla $T_{pd} = T_{pn}$, jak zostało zaprezentowane na rysunku 4.8.

$$\text{Min. } T_{pd} = T_{pn} = T_d + T_w + T_{Tx \rightarrow Rx} + T_d + T_{Rx \rightarrow Tx}$$

$$U[\%] = \frac{3T_d + 2T_w + T_{Tx \rightarrow Rx} + T_{Rx \rightarrow Tx}}{4T_d + 2T_w + 2T_{Tx \rightarrow Rx} + 2T_{Rx \rightarrow Tx}} \quad (4.8)$$

W przypadku komunikacji w modulacji GFSK, 4800 bit/s, $T_d = 5$ ms, $T_w = 16,7$ ms (dla długości 10 B), czasu przełączenia z nadawania na odbiór $T_{Tx \rightarrow Rx}$ oraz z odbioru na nadawanie $T_{Rx \rightarrow Tx}$ równym $T_{Tx \rightarrow Rx} = T_{Rx \rightarrow Tx} = 0,15$ ms (moduł Spirit1) zajętość kanału wynosi:

$$U[\%] = \frac{3 \cdot 5 + 2 \cdot 16,7 + 0,15 + 0,15}{4 \cdot 5 + 2 \cdot 16,7 + 2 \cdot 0,15 + 2 \cdot 0,15} = \frac{48,7 \text{ ms}}{54 \text{ ms}} \approx 90\% \quad (4.9)$$

Łączny czas nadawania wynosi 48,7 ms wobec czasu pomiędzy kolejnymi ramkami wybudzającymi 54 ms, zatem stopień wypełnienia transmisją wynosi nieco ponad 90%, co w wartości bezwzględnej przekłada się na maksymalny czas nadawania 180% T_s .

4.3.3 Koszt energetyczny poszczególnych funkcji

Urządzenie zasilane bateryjnie, pełniące rolę węzła sieci zużywa energię na realizację komunikacji, w tym na:

- nadawanie ramek periodycznych (E_{period})
- nasłuch żądań komunikacji (E_{listen})
- odbieranie ramek żądań komunikacji (E_{request})
- przesyłaniem odpowiedzi na żądania (E_{response})
- niezamierzone odbieranie ramek kierowanych do innych urządzeń ($E_{\text{overhearing}}$)

Całkowite zużycie energii związane z komunikacją jest sumą składowych:

$$E_{\text{total}} = E_{\text{period}} + E_{\text{listen}} + E_{\text{request}} + E_{\text{response}} + E_{\text{overhearing}} \quad (4.10)$$

Poniżej przedstawione zostały formuły określające wartości poszczególnych składowych dla protokołu BX-MAC. Wcześniej jednak należy zdefiniować parametry, które są niezbędne do ich określenia:

- T_s – długość interwału próbkowania, czyli częstość nasłuchu próbkowanego [ms]
- E_{init} – energia inicjalizacji modułu radiowego [uJ]
- T_d – czas detekcji preambuły [ms]
- T_p – czas trwania preambuły ramki wybudzającej [ms]
- T_w – czas trwania danych ramki wybudzającej, w tym nagłówka [ms]
- T_g – minimalny czas przerwy pozwalającej wygenerowanie odpowiedzi [ms]
- $T_{\text{Tx} \rightarrow \text{Rx}}$ – czas przełączenia z nadawania do odbioru [ms]
- $T_{\text{Rx} \rightarrow \text{Tx}}$ – czas przełączenia odbioru do nadawania [ms]
- P_{Rx} – moc pobierana podczas aktywnego odbiornika [mA]
- P_{Tx} – moc pobierana podczas aktywnego nadajnika [mA]
- $T_{\text{p_short}}$ – czas trwania krótkiej preambuły ramki [ms]
- T_{ack} – czas trwania danych ramki potwierdzenia wybudzenia (łącznie z preambułą) [ms]
- T_{period} – czas trwania ramki periodycznej (łącznie z preambułą) [ms]
- R_{period} – częstość przesyłania ramki periodycznej [ms]

Energia poszczególnych funkcji będzie wyznaczana dla czasu 1 dnia. Taka wartość jest bardzo wygodna dla szybkiego przeliczenia zużycia energii dla 10 lat (typowy okres eksploatacji urządzeń): 1 J/dzień w przybliżeniu odpowiada 1 Wh/10 lat.

4.3.3.1 Ramki periodyczne

Nadawanie ramek periodycznych w dowolnym momencie (ALOHA) wymaga uruchomienia modułu radiowego oraz przejścia w tryb nadawania na czas preambuły i danych ramki periodycznej. Koszt nadania pojedynczej ramki to $E_{\text{init}} + P_{\text{tx}} * T_{\text{period}}$, zatem energia zużywana przez funkcję w ciągu całego dnia to:

$$E_{\text{period}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{tx}} * T_{\text{period}}) * 24 * 3600 * 1000 / R_{\text{period}} \quad (4.11)$$

Ramka periodyczna może być nadawana z krótką lub długą preambułą w zależności od trybu pracy odbiorcy ramki. W przypadku gdy odbiorca ma aktywny odbiornik (gdy jest

koncentratorem zasilanym sieciowo) ramka może być nadana z krótką preambułą. Gdy sieć pracuje w topologii zakładającej przekazywanie ramki przez inne węzły bateryjne, np. siatkowej (ang. *mesh*), ramka powinna być nadana z wykorzystaniem długiej preambuły, aby umożliwić jej odbiór przez retransmitter.

4.3.3.2 *Nastuch próbkowany*

Nastuch próbkowany realizowany jest co interwał próbkowania T_s i wymaga uruchomienia modułu radiowego oraz przejścia w tryb odbioru na czas, w którym możliwa jest detekcja preambuły, określony jako T_d . Energia zużywana przez funkcję w ciągu całego dnia to:

$$E_{\text{listen}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{rx}} * T_d) * 24 * 3600 * 1000 / T_s \quad (4.12)$$

Wartość ta odzwierciedla przypadki, gdy nastuch został uaktywniony, a preambuła nie została zaobserwowana.

4.3.3.3 *Odbiór ramki*

W przypadku detekcji preambuły odbiór ramki jest kontynuowany do końca ramki. Odbiór ramki rozpoczyna się od odbioru preambuły o długości T_{preamble} (wskutek nastuchu próbkowanego) w losowym czasie jej trwania, co oznacza, że przeciętnie odbierana jest przez połowę czasu jej trwania. Aby preambuła była możliwa do wykrycia, czas rozpoczęcia odbioru musi nastąpić w momencie, gdy pozostaje jej do odbioru jeszcze co najmniej T_d . Dla odbieranych R_{request} ramek dziennie energia zużywana przez funkcję w ciągu całego dnia to:

$$E_{\text{request}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{rx}} * ((T_{\text{preamble}} - T_d) / 2 + T_d + T_{\text{request}})) * 24 * 3600 * 1000 / R_{\text{request}} \quad (4.13)$$

Ramki te to mogą być ramki wybudzające, ale także polecenia (ang. *request*) z koncentratora/systemu (ang. *downstream*) lub ramki z innych węzłów, w szczególności do przekazania w kierunku ujścia sieci, do koncentratora/systemu (ang. *upstream*).

4.3.3.4 *Ramki odpowiedzi*

W odpowiedzi na polecenia z systemu węzeł nadaje ramki odpowiedzi. Ramki odpowiedzi nie wymagają długich preambuł ze względu na to, że węzeł źródłowy wysyłający polecenie zakłada otrzymanie odpowiedzi i uaktywnia odbiornik radiowy po czasie RESP_DELAY , którą to wartość przekazuje także do węzła docelowego, dzięki czemu preambuła może być krótka. Dla przesyłanych R_{request} odpowiedzi dziennie energia zużywana przez funkcję w ciągu całego dnia to:

$$E_{\text{response}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{tx}} * (T_{\text{p_short}} + T_{\text{response}})) * 24 * 3600 * 1000 / R_{\text{request}} \quad (4.14)$$

4.3.3.5 *Odbiór niezamierzony*

Wskutek nastuchu próbkowanego wykrywana jest preambuła, jednak na tym etapie nie sposób określić czy odbierana jest ramka, która jest kierowana do danego węzła, dopóki nie zostanie odebrane pole danych wskazujące odbiorcę. Zjawisko to dotyczy w największym stopniu ramek z długimi preambułami, których odbiór może być kontynuowany przez stosunkowo długi czas, po czym okazuje się, że ramka nie była kierowana do danego węzła. Zużycie energii z tym związane zależy od liczby ramek, które nadawane są w zasięgu urządzenia. Ramki te mogą pochodzić zarówno z innych węzłów sieci jak i z koncentratora. W przypadku gdy w zasięgu nadawanych jest n takich ramek, to statystycznie odebranych zostanie połowa z nich (gdy stosowany jest schemat przerywający wysyłanie ramek wybudzających po otrzymaniu potwierdzenia).

Dla odbieranych R_{request} ramek dziennie energia zużywana wskutek zjawiska w ciągu całego dnia to:

$$E_{\text{overhearing}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{rx}} * ((T_p - T_d)/2 + T_d + T_w) * n/2 * 24 * 3600 * 1000 / R_{\text{request}} \quad (4.15)$$

4.3.4 Efektywność sieci w topologii gwiazdy

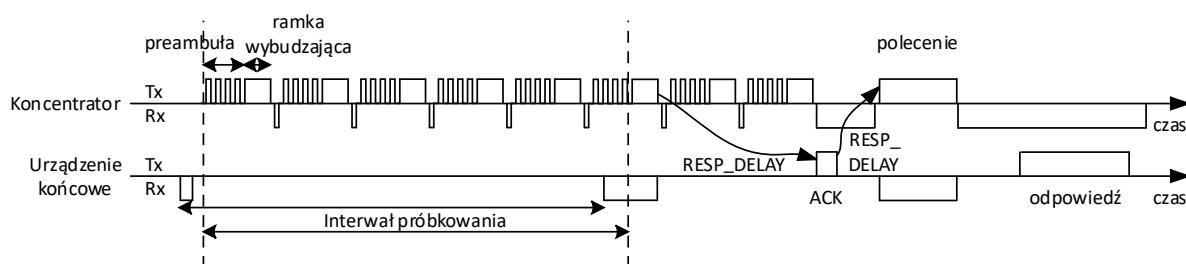
Poniżej przeanalizowany został typowy i szeroko stosowany scenariusz funkcjonowania sieci urządzeń IoT, w którym urządzenia końcowe zasilane są bateryjnie i komunikują się bezpośrednio z koncentratorem zasilanym sieciowo, co oznacza, że koncentrator utrzymuje aktywny odbiornik w sposób ciągły, z wyjątkiem okresów nadawania. Wszystkie urządzenia autonomicznie przesyłają ramki periodyczne zawierające dane pomiarowe do koncentratora znajdującego się w ich zasięgu, który pełni rolę ujścia sieci. Urządzenia końcowe realizują aktywny nasłuch próbkowany dla zachowania gotowości do odbioru poleceń z systemu. Polecenia z systemu przesyłane są w trybie unicast.

W powyżej opisanym scenariuszu urządzenia końcowe przesyłają ramki periodyczne z wykorzystaniem krótkich preambuł. Ramki te mogą być skutecznie odbierane przez koncentrator dzięki jego permanentnie aktywnemu odbiornikowi, co jest możliwe z uwagi na zasilanie sieciowe. Takie rozwiązanie pozwala na ograniczenie zużycia energii przez urządzenia końcowe oraz minimalizuje niekorzystne zjawisko niezamierzonego odbioru ramek upstream.

W przypadku konieczności przesłania polecenia do urządzenia końcowego, koncentrator inicjuje transmisję wysyłając ramki wybudzające, a po uzyskaniu potwierdzenia wybudzenia węzła przesyła do niego właściwą ramkę danych.

4.3.4.1 Komunikacja z wybudzaniem

Urządzenia realizują nasłuch próbkowany, a koncentrator przesyła do urządzeń końcowych ramki wybudzające z dzielonymi preambułami minimalnej długości, co pozwala urządzeniom końcowym na przebywanie w stanie gotowości do odbioru poleceń z systemu. Urządzenie końcowe po wybudzeniu przesyła potwierdzenie wybudzenia (ACK) w czasie wskazanym przez koncentrator (parametr RESP_DELAY), z krótką preambułą. Czas RESP_DELAY jest dopasowany do szybkości generowania odpowiedzi przez urządzenie końcowe oraz do okien nasłuchowych pomiędzy ramkami wybudzającymi, aby odpowiedź została przesłana dokładnie wtedy, gdy koncentrator znajduje się w oczekiwaniu na ramki ACK. W ramce ACK węzeł końcowy wskazuje czas (również z wykorzystaniem parametru RESP_DELAY), w którym urządzenie końcowe jest gotowe odebrać ramkę z poleceniem i koncentrator w tym czasie przesyła polecenie, z krótką preambułą. Po wykonaniu polecenia urządzenie końcowe przesyła odpowiedź (jeśli wymagana). Odpowiedź może być przesłana w dowolnym momencie i z wykorzystaniem krótkiej preambuły, gdyż koncentrator znajduje się permanentnie w stanie odbioru. Powyższy schemat został przedstawiony na rysunku 4.9



Rys. 4.9 Komunikacja z urządzeniem końcowym w sieci w topologii gwiazdy

4.3.4.2 Zużycie energii w sieci w topologii gwiazdy

Poniżej przedstawiona jest kalkulacja zużycia energii wyżej opisanego schematu działania, z uwzględnieniem następujących parametrów:

- Szybkość transmisji: $R_b = 4800 \text{ bit/s}$
- Moc nasłuchu: $P_{rx} = (9 \text{ mA} + 17,6 \text{ mA}) * 1,8 \text{ V} = 48 \text{ mW}$
- Moc nadawania: $P_{tx} = (9 \text{ mA} + 24 \text{ mA}) * 1,8 \text{ V} = 60 \text{ mW}$
- Energia inicjalizacji modułu radiowego: $E_{init} = 2,7 \text{ ms} * 9 \text{ mA} * 1,8 \text{ V} = 44 \text{ } \mu\text{J}$
- modulacja GFSK, czas detekcji preambuły: $L_d = (16+8) \text{ bitów}$, $T_d = L_d/R_b = 5 \text{ ms}$
- Długość ramki periodycznej: $L_{period} = 480 \text{ bitów}$ (60 bajtów, łącznie z preambułą), czyli $T_{period} = 100 \text{ ms}$
- Średnia częstość przesyłania ramki periodycznej: $R_{period} = 300 \text{ s}$ (dla każdego urządzenia)
- Długość ramki odpytania: $L_{request} = 160 \text{ bitów}$ (20 bajtów, nie licząc preambuły), czyli $T_{request} = 33,3 \text{ ms}$
- Długość ramki odpowiedzi: $L_{response} = 480 \text{ bitów}$ (60 bajtów, łącznie z preambułą), czyli $T_{response} = 100 \text{ ms}$
- Średnia częstość odpytań z koncentratora: $R_{request} = 86400 \text{ s}$ (1 dziennie / urządzenie)
- Interwał próbkowania $T_s = 6000 \text{ ms}$

Poniżej wyliczone zostało dzienne zużycie energii wynikające z poszczególnych funkcji.

Ramki periodyczne:

$$E_{period} = (E_{init} + P_{tx} * T_{period}) * 24 * 3600 * 1000 / R_{period} \quad (4.16)$$

$$E_{period} = (44 + 60 * 100) * 24 * 3600 * 1000 / 300000 = 1,74 \text{ J} \quad (4.17)$$

Nasłuch próbkowany:

$$E_{listen} = (E_{init} + P_{rx} * T_d) * 24 * 3600 * 1000 / T_s \quad (4.18)$$

$$E_{listen} = (44 + 48 * 5) * 24 * 3600 * 1000 / 6000 = 4,09 \text{ J} \quad (4.19)$$

Odbiór ramki wybudzającej:

$$E_w = (E_{init} + P_{rx} * ((T_p - T_d) / 2 + T_d + T_w)) * 24 * 3600 * 1000 / R_{request} \quad (4.20)$$

$$E_w = (44 + 48 * ((32-5)/2 + 5 + 16,6)) * 24 * 3600 * 1000 / 86400000 = 0,002 \text{ J} \quad (4.21)$$

Nadanie ramki ACK:

$$E_{ACK} = (E_{init} + P_{tx} * T_{ACK}) * 24 * 3600 * 1000 / R_{request} \quad (4.22)$$

$$E_{ACK} = (44 + 60 * 23,33) * 24 * 3600 * 1000 / 86400000 = 0,001 \text{ J} \quad (4.23)$$

Odbiór ramki polecenia:

$$E_{request} = (E_{init} + P_{rx} * T_{request}) * 24 * 3600 * 1000 / R_{request} \quad (4.24)$$

$$E_{request} = (44 + 48 * 33,3) * 24 * 3600 * 1000 / 86400000 = 0,002 \text{ J} \quad (4.25)$$

Nadanie ramki odpowiedzi:

$$E_{response} = (E_{init} + P_{tx} * T_{response}) * 24 * 3600 * 1000 / R_{request} \quad (4.26)$$

$$E_{\text{response}} = (44 + 60 * 100) * 24 * 3600 * 1000 / 86400000 = 0,006 \text{ J} \quad (4.27)$$

Niezamierzony odbiór – wynikający z odbioru ramek wybudzających kierowanych do innych urządzeń (przyjęto, że koncentrator komunikuje się łącznie z $n=100$ urządzeń):

$$E_{\text{overhearing_down}} = (E_{\text{init}} + P_{\text{rx}} * ((T_p - T_d)/2 + T_d + T_w)) * (n-1)/2 * 24 * 3600 * 1000 / R_{\text{request}} \quad (4.28)$$

$$E_{\text{overhearing_down}} = (44 + 48 * ((32-5)/2 + 5 + 16,6)) * (100-1)/2 * 24 * 3600 * 1000 / 86400000 = 0,086 \text{ J} \quad (4.29)$$

Zakładając, że ramki periodyczne, ramki ACK i ramki odpowiedzi mają krótkie preambuły, można przyjąć, że nie generują niezamierzonego odbioru.

Podsumowując, dzienne zużycie energii wynosi:

$$E_{\text{daily}} = E_{\text{period}} + E_{\text{listen}} + E_w + E_{\text{ACK}} + E_{\text{request}} + E_{\text{response}} + E_{\text{overhearing_down}} \quad (4.30)$$

$$E_{\text{daily}} = 1,74 + 4,09 + 0,002 + 0,001 + 0,002 + 0,006 + 0,086 = 5,927 \text{ J} \quad (4.31)$$

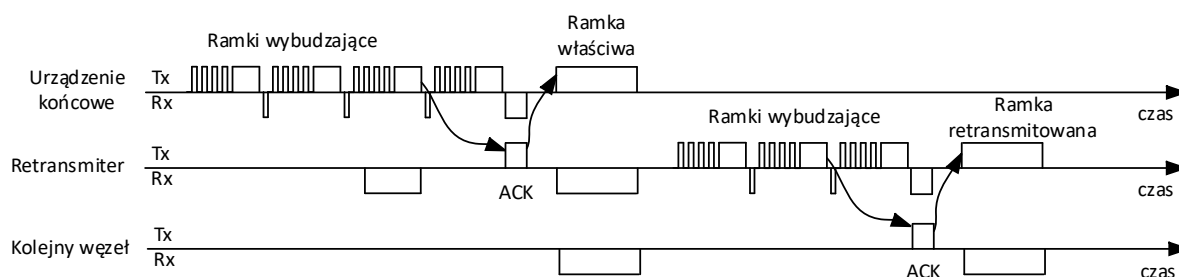
Można zauważyć, że dominujące zużycie energii wynika z nastuchu próbkowanego i nadawania ramek periodycznych. Nastuch próbkowany jest realizowany co 6 sekund, co oznacza możliwość komunikacji z urządzeniem z opóźnieniem maksymalnym 12 sekund (do wartości podwojonego interwału próbkowania ($2 * T_s$), przy założeniu skutecznej komunikacji).

Powyższe formuły dotyczą konsumpcji energii na jeden dzień. Jednostka ta jest bardzo wygodna dla szybkiego przeliczenia zużycia energii dla 10 lat (typowy okres eksploatacji urządzeń): 1 J/dzień w przybliżeniu odpowiada 1 Wh/10 lat.

Całkowita ilość energii zużywana przez urządzenie na komunikację wyniosła 5,927 J dziennie, czyli około 5,927 Wh na 10 lat (dokładnie 6,001 Wh).

4.3.5 Efektywność energetyczna retransmitera

Retransmitter bateryjny w sieci w topologii siatki (ang. *mesh*) lub hierarchicznej ma za zadanie odbierać ramki z innych węzłów sieci i przekazywać je do kolejnego węzła, również baterijnego. Węzły sieci jak i retransmitter zasilane są bateryjnie, zatem istotna jest energooszczędność ich działania. Retransmitter realizuje nastuch próbkowany z interwałem T_s . W przypadku odebrania ramki ze wskazanego węzła retransmituje ją do kolejnego węzła – każda jedna odebrana ramka przeznaczona do retransmisji przekłada się na jedną ramkę nadaną, co zostało przedstawione na schemacie na rysunku 4.10. Przekazywanie ramek jest operacją dominującą, dlatego dla niej analizowany jest koszt energetyczny w funkcji długości preambuły.



Rys. 4.10 Komunikacja realizowana przez retransmitter

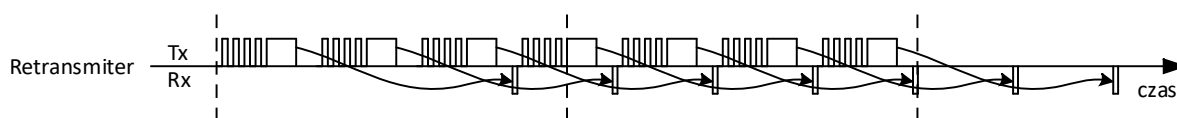
W przypadku retransmitera, jak również węzła końcowego przesyłającego dane do węzła bateryjnego (tu: retransmitera) istotna jest efektywność energetyczna przesyłania ramek [132], które wymagają wybudzania węzła docelowego.

4.3.5.1 Koszt energetyczny ramek wybudzających

Dla interwału próbkowania T_s maksymalny czas nadawania ramek wybudzających to $2 \cdot T_s$. W ciągu tego czasu każdy węzeł ma możliwość odebrania dokładnie jednej ramki wybudzającej. Jednak w przypadku odebrania ramki wybudzającej węzeł docelowy odpowiada ramką potwierdzenia (ACK), która jest odbierana w węźle źródłowym, który skutkiem tego zaprzestaje nadawania kolejnych ramek wybudzających. Statystycznie nadawanych jest $(k+1)/2$ zaplanowanych ramek wybudzających, zatem nieco więcej niż połowa.

W przypadku potrzeby opóźnienia odebrania potwierdzenia z wykorzystaniem parametru RESP_DELAY i wielu preambuł ramek wybudzających, najbliższe możliwe

Dzieląc czas interwału próbkowania T_s na nieparzystą liczbę równą k , uzyskujemy czas odstępu pomiędzy rozpoczęciem nadawania każdej ramki wybudzającej. Czas ten w połowie zajęty jest przez wykrywalną preambułę, w drugiej połowie znajduje się pole danych ramki wybudzającej i m.in. szczelinę na odbiór potwierdzenia wybudzenia.



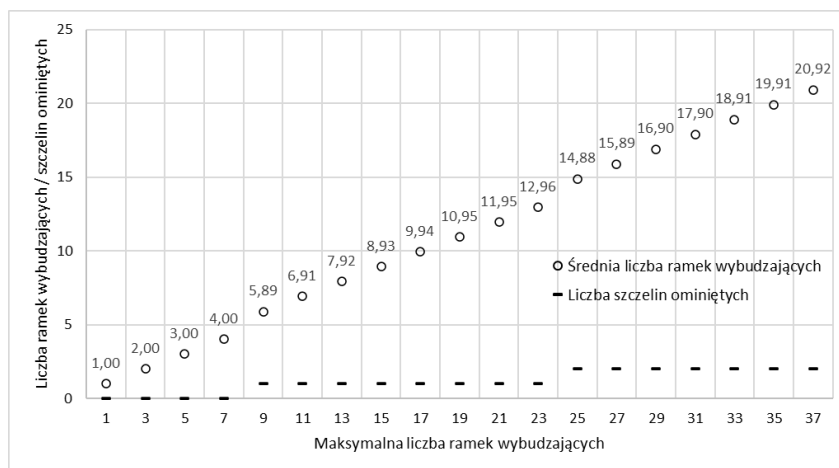
Rys. 4.11 Ramki wybudzające z opóźnieniem potwierdzenia, $k = 7$

Przy wykorzystaniu mechanizmu opóźnienia odebrania potwierdzenia zgodnie z modelem zaprezentowanym na rysunku 4.11 (dzięki parametrowi RESP_DELAY) liczba ramek wybudzających zwiększa się o liczbę omijanych szczelin odbioru, z wyjątkiem końca serii ramek wybudzających. Liczbę omijanych szczelin określa poniższa formuła:

$$\text{FramesOmitted} = \left\lceil \frac{\text{RESP_DELAY} - \left(\frac{T_s}{k} - T_p - T_w - T_{Tx \rightarrow Rx} - T_d - T_{Rx \rightarrow Tx} \right)}{\frac{T_s}{k}} \right\rceil \quad (4.32)$$

Wskutek omijanych szczelin średnia liczba nadawanych ramek wybudzających jest równa:

$$R_w = 1 + \text{FramesOmitted} - \frac{\text{FramesOmitted} \cdot (\text{FramesOmitted} + 1)}{2k} \quad (4.33)$$



Rys. 4.12 Liczba szczelin ominiętych wskutek opóźnienia

Dla przykładowych danych: $T_s = 1000$ ms, $RESP_DELAY = 100$ ms, $T_w = 16,7$ ms, $T_d = 5$ ms, $T_{TxRx} = T_{TxRx} = 0,15$ ms średnia liczba nadawanych ramek wybudzających dla zadanej maksymalnej liczby ramek wybudzających została umieszczona na wykresie na rysunku 4.12

Średnie zużycie energii na nadawanie ramek wybudzających wynosi:

$$E_w = (E_{init} + P_{tx} * (T_p + T_w)) * R_w * 24 * 3600 * 1000 / R_{request} \quad (4.34)$$

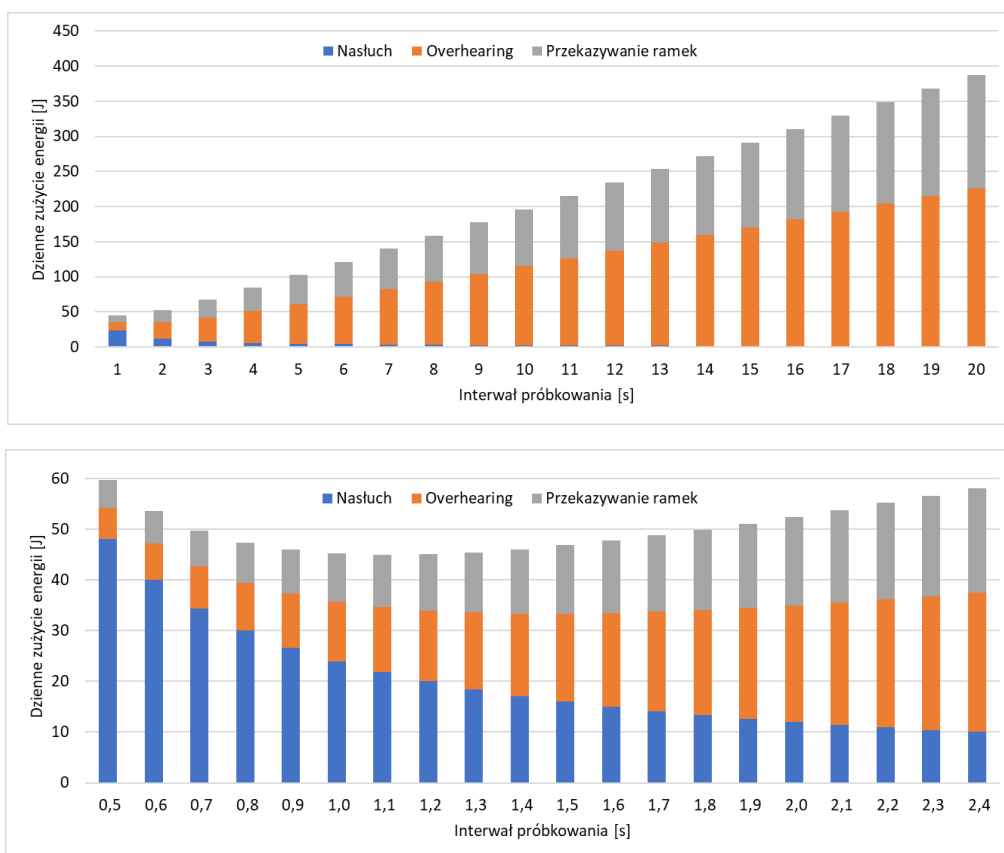
4.3.6 Porównanie efektywności protokołów

Efektywność energetyczna protokołów oceniana jest przez porównanie dziennego zużycia energii oraz czas dostępu do urządzenia (opóźnienia transmisji). Ocena jest realizowana dla przypadku retransmitera. Przyjęty został następujący scenariusz bazowy:

- Parametry transmisji identyczne jak w ocenie efektywności sieci w topologii gwiazdy (podrozdział 4.3.4.2)
- Średnia częstość retransmitowania ramki periodycznej: $R_{period} = 900$ s (dla każdego retransmitera, czyli 96 dziennie)
- Średnia częstość występowania niechcianego nasłuchu ramek wybudzających w zasięgu: $R_{overhearing} = 90$ s

4.3.6.1 Protokół B-MAC

Dla zadanego scenariusza dla protokołu B-MAC wyznaczone zostało dzienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania, przedstawione na rysunku 4.13.



Rys. 4.13 Dienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania dla protokołu B-MAC

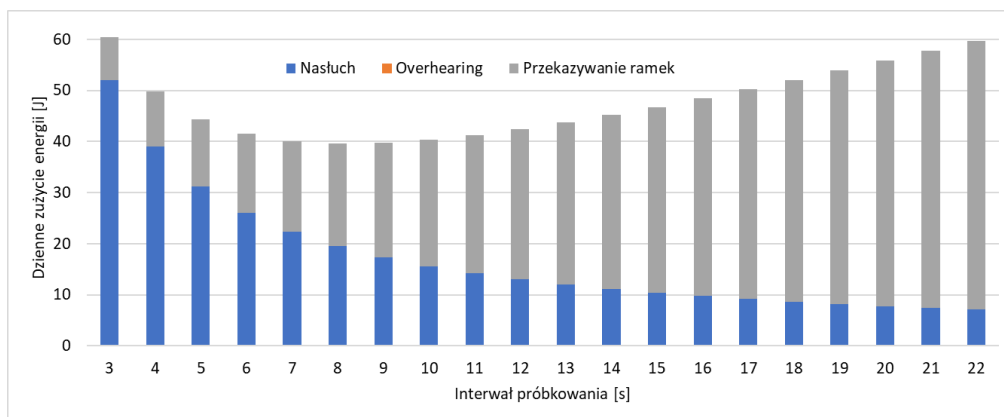
Pierwszy wykres prezentuje zużycie energii dla interwału próbkowania do 20 sekund, drugi wykres od 0,5 do 2,4 sekundy dla uchwycenia wartości minimalnej.

Wraz ze wzrostem interwału próbkowania nasłuch zużywa mniej energii, gdyż jest rzadziej wykonywany (co interwał próbkowania), natomiast przekazywanie ramek zużywa więcej ze względu na dłuższy czas odbioru długiej preambuły oraz dłuższy czas nadawania preambuły ramki przekazywanej. Ponadto wraz ze wzrostem interwału próbkowania widoczny jest coraz większy udział zużycia energii wynikający z niezamierzonego nasłuchu, który wynika z coraz dłuższego czasu odebrania ramek z coraz dłuższą preambułą. Minimalna wartość zużycia energii występuje dla interwału próbkowania 1,1 s i wynosi 44,9 J dziennie.

Dostęp do urządzenia statystycznie trwa połowę interwału próbkowania, a przy niezakłóconej komunikacji gwarantowany jest w maksymalnym czasie równym interwałowi próbkowania.

4.3.6.2 Protokół X-MAC

Dla zadanego scenariusza dla protokołu X-MAC wyznaczone zostało dzienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania, przedstawione na rysunku 4.14.



Rys. 4.14 Dienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania dla protokołu X-MAC

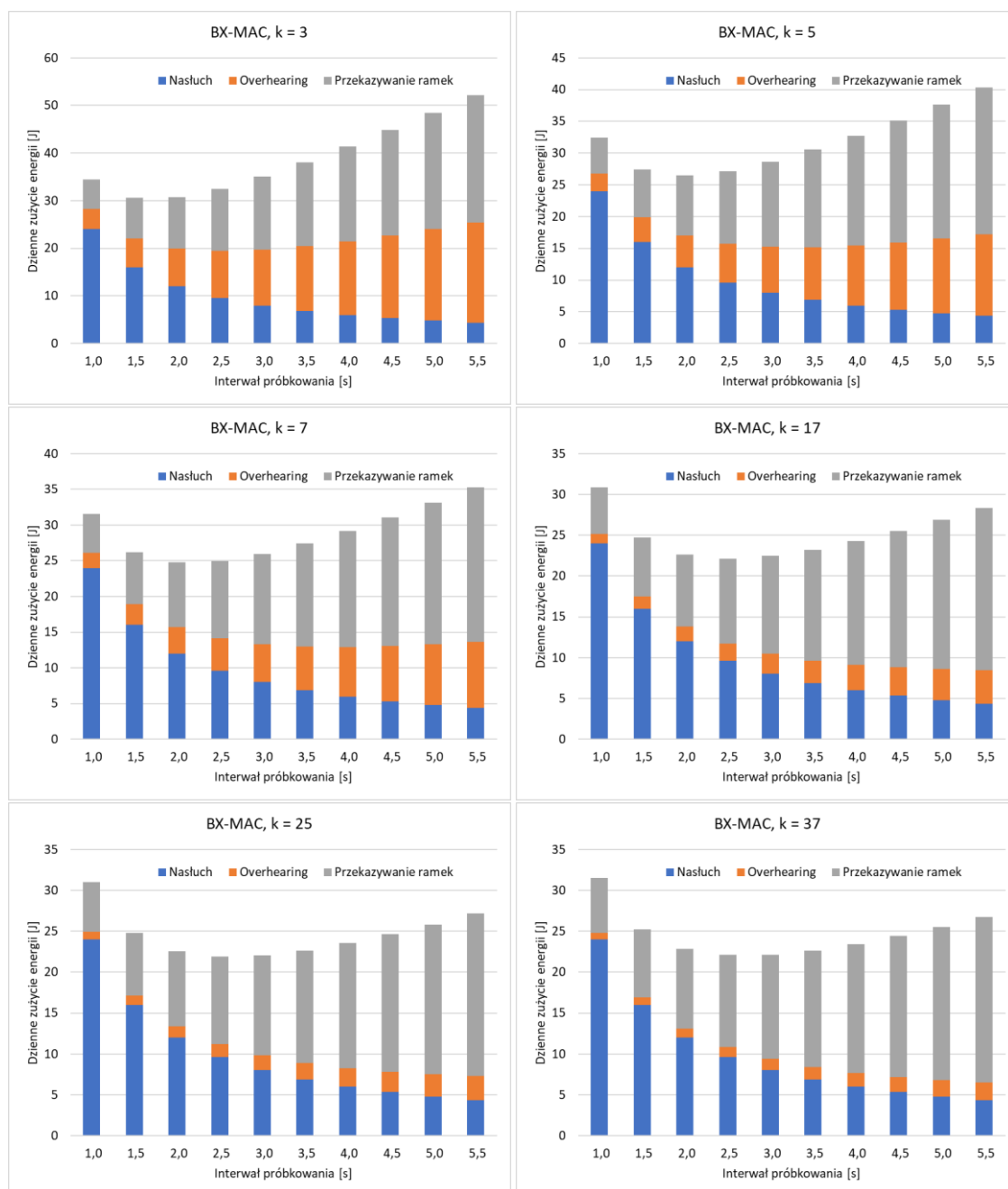
Wraz ze wzrostem interwału próbkowania nasłuch zużywa mniej energii, gdyż jest rzadziej wykonywany (co interwał próbkowania), natomiast przekazywanie ramek zużywa więcej ze względu na więcej wysyłanych ramek wybudzających. Nadawane ramki radiowe mają najkrótsze preambuły, dlatego energia wynikająca z przekazywania ramek jest względnie niska. Energia zużywana na nasłuch jest wyższa niż w protokole B-MAC ze względu na dłuższy czas nasłuchu, który jest wymagany, aby zagwarantować odebranie którejs z 2 kolejnych ramek wybudzających. Energia nie jest zużywana na niechciany nasłuch ze względu na wykorzystywane krótkie preambuły.

Minimalna wartość zużycia energii występuje dla interwału próbkowania 8 s i wynosi 39,6 J dziennie. W punkcie minimalnego zużycia energii energia zużywana na nasłuch i przekazywanie ramek równoważą się.

Dostęp do urządzenia, analogicznie jak w protokole B-MAC, statystycznie trwa połowę interwału próbkowania, a przy niezakłóconej komunikacji gwarantowany jest w maksymalnym czasie równym interwałowi próbkowania.

4.3.6.3 Protokół BX-MAC

Dla zadanego scenariusza dla protokołu BX-MAC dzienne zużycie energii zależne będzie nie tylko od interwału próbkowania T_s , ale również od liczby ramek wybudzających k (rys. 4.15).



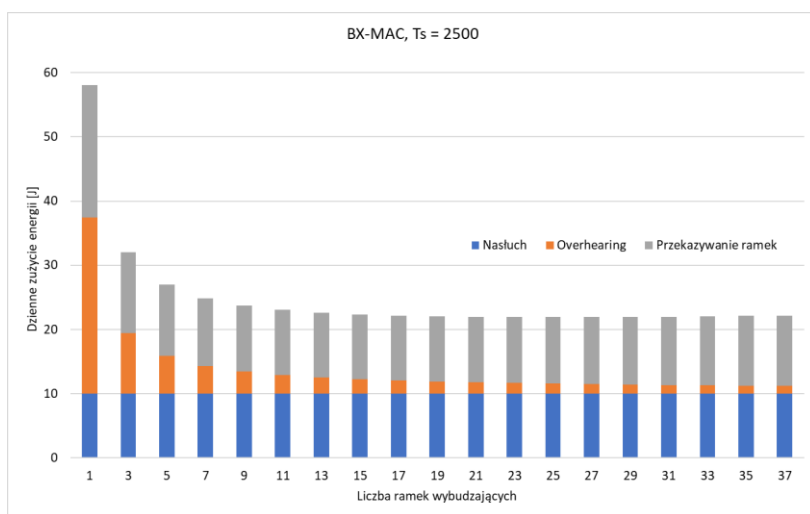
Rys. 4.15 Zużycie energii w funkcji interwału próbkowania dla wybranych liczb ramek wybudzających

Wraz ze wzrostem interwału próbkowania nasłuch zużywa mniej energii, gdyż jest rzadziej wykonywany (co interwał próbkowania). Energia zużywana na nasłuch wynosi tyle samo ile w protokole B-MAC, gdyż również jest to cykliczny możliwie najkrótszy nasłuch próbkowany. Przekazywanie ramek zużywa nieco więcej energii niż w protokole B-MAC i dużo więcej niż w protokole X-MAC – sumaryczna długość preambuły jest porównywalna do B-MAC, jednak każda mała ramka wybudzająca zawiera pole danych, które zwiększa ogólny czas nadawania. Nadawane ramki radiowe znacznie najkrótsze preambuły (zależne od liczby k), dlatego energia

wynikająca niechcianego nasłuchu jest znacznie mniejsza niż w protokole B-MAC, jednak znacznie większa niż w X-MAC.

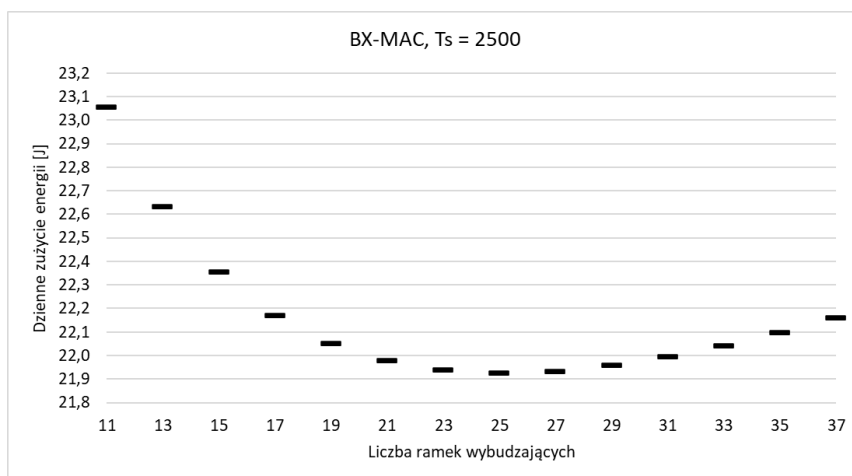
Dostęp do urządzenia, inaczej niż w B-MAC i X-MAC, co niekorzystne, statystycznie trwa cały interwał próbkowania, a przy niezakłóconej komunikacji gwarantowany jest w maksymalnym czasie równym dwóm interwałom próbkowania. Dla uzyskania tego samego czasu dostępu do urządzenia wymagane jest dwukrotne zmniejszenie interwału próbkowania, co wpływa na efektywność energetyczną, co zostanie pokazane w dalszej części.

Minimalną wartość dziennego zużycia energii można zaobserwować dla wyższych wartości k , dla interwału próbkowania $T_s = 2500$ ms. Dla tej wartości interwału próbkowania wyznaczone zostały wartości zużycia energii dla wszystkich liczb ramek wybudzających, co zostało przedstawione na rysunku 4.16.



Rys. 4.16 Zużycie energii w funkcji liczby ramek wybudzających dla interwału próbkowania $T_s = 2500$ ms

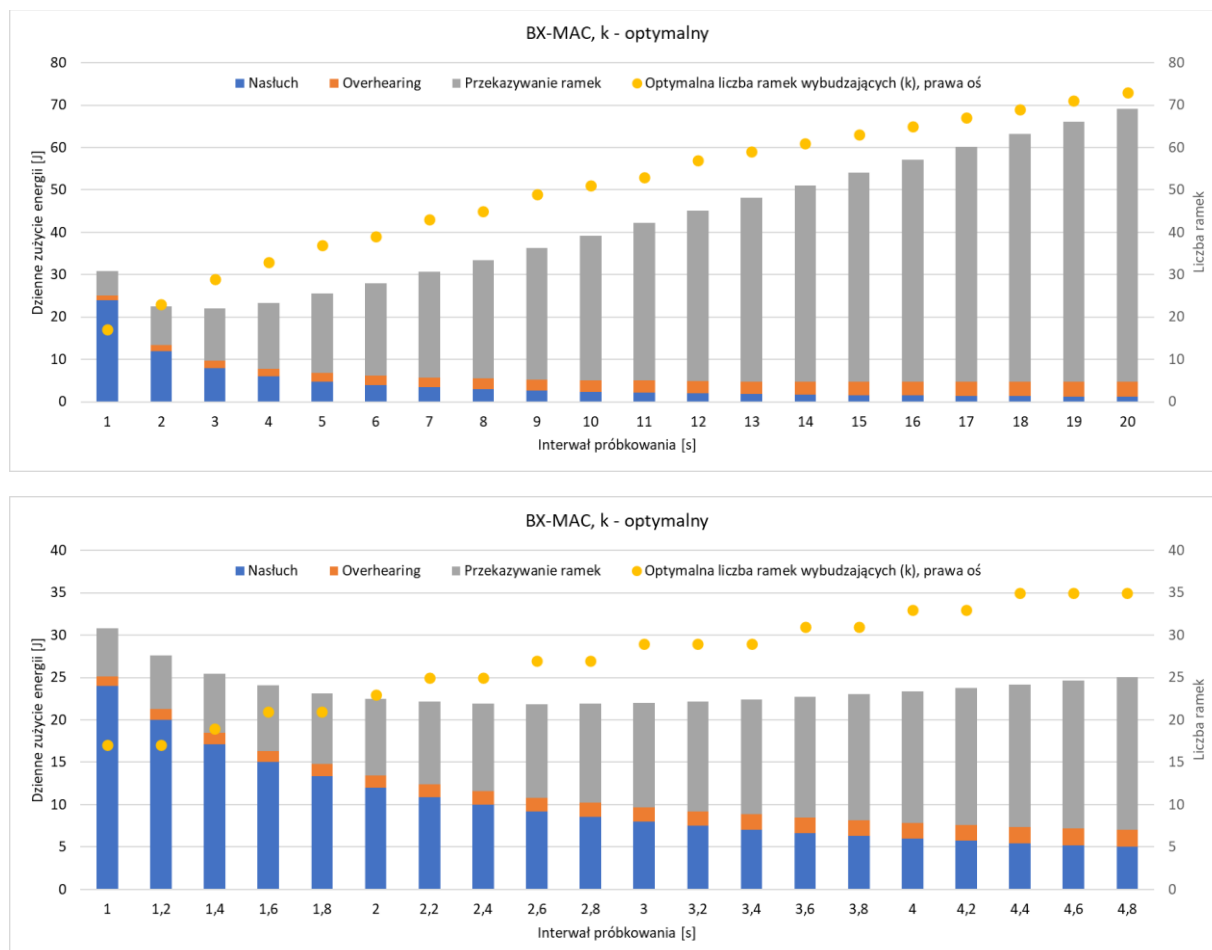
Wartość dla $k = 1$ jest de facto wartością dla protokołu B-MAC, którego BX-MAC jest uogólnieniem. Dla zwiększającej się liczby ramek wybudzających spada składowa zużycia energii wynikająca z niepożądanego nasłuchu ze względu na krótszą ramkę wybudzającą, jednak wzrasta ze względu na wzrastający narzut wynikający z każdej kolejnej ramki wybudzającej.



Rys. 4.17 Zużycie energii w funkcji liczby ramek wybudzających dla interwału próbkowania $T_s = 2500$ ms – obserwacja minimum

Na wykresie zaprezentowane zostały wartości dziennego zużycia energii dla liczby ramek wybudzających $k = 11$ i więcej w celu obserwacji wartości minimalnej. Minimalna wartość dziennego zużycia energii wyniosła 21,9 J dla 25 ramek wybudzających.

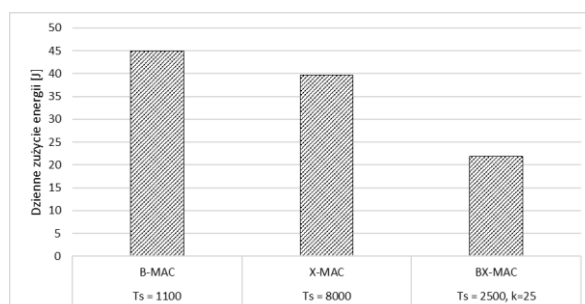
Dla każdej wartości interwału próbkowania z punktu widzenia zużycia energii optymalna jest inna liczba ramek wybudzających k , co zostało przedstawione na rysunku



Rys. 4.18 Dziennie zużycie energii w zależności od interwału próbkowania dla protokołu BX-MAC, z optymalną wartością k

4.3.6.4 Porównanie protokołów

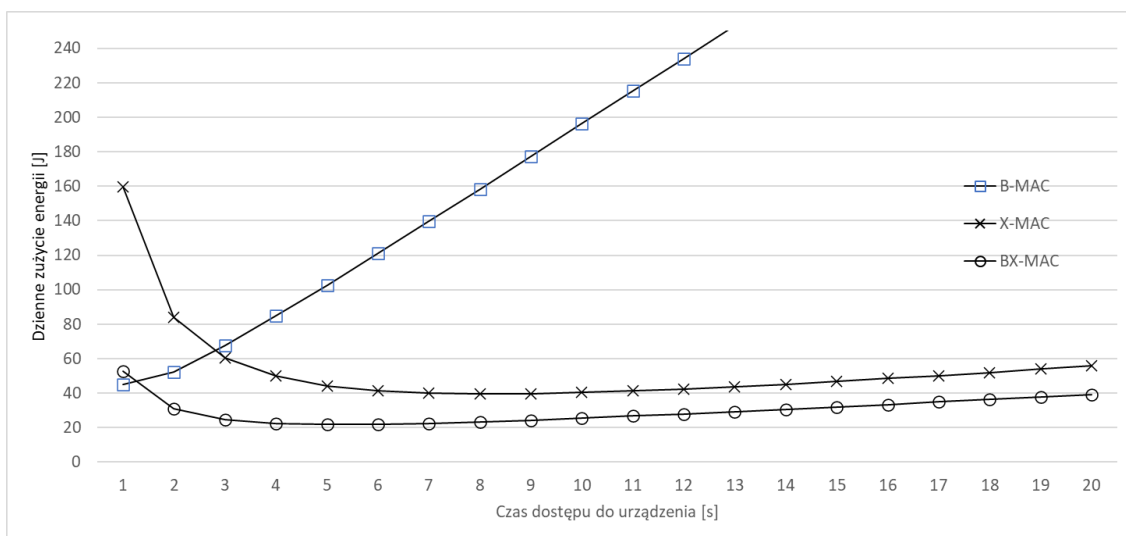
Dla przeanalizowanego scenariusza dla każdego z protokołów wyznaczone zostały optymalne parametry pracy w kontekście dziennego zużycie energii retransmitera dla poszczególnych protokołów.



Rys. 4.19 Porównanie efektywności energetycznej protokołów

Protokół B-MAC osiąga najlepszą efektywność energetyczną dla interwału próbkowania 1,1 s, wówczas dzienne zużycie energii wynosi 44,9 J. Protokół X-MAC najlepszą efektywność energetyczną osiągnął dla interwału 8 s, wtedy zużycie energii wynosi 39,6 J. Protokół BX-MAC najwyższą efektywność energetyczną osiągnął dla interwału próbkowania 2,5 sekundy. Optymalną była liczba 25 ramek wybudzających, a dzienne zużycie energii wyniosło 21,9 J. Należy zwrócić uwagę, że w protokole BX-MAC interwał próbkowania równy 2,5 sekundy oznacza czas dostępu do urządzenia maksymalnie 5 sekund.

Biorąc pod uwagę to, że BX-MAC ma dwukrotnie dłuższy czas dostępu do urządzenia dla tego samego interwału próbkowania, co jest niekorzystne, aby zachować ten sam czas dostępu należy dwukrotnie zwiększyć częstość próbkowania. Na rysunku Rys. 4.20 zamieszczono porównanie dziennego zużycia energii dla protokołów z uwzględnieniem zachowania tego samego czasu dostępu.



Rys. 4.20 Porównanie efektywności energetycznej protokołów dla tego samego czasu dostępu

Porównanie wskazuje, że protokół BX-MAC osiąga najlepszą efektywność energetyczną w szerokim zakresie czasu dostępu do urządzenia. Dla małych wartości, poniżej 1,2 s efektywność energetyczna protokołu B-MAC jest lepsza.

4.4 Podsumowanie

Propozycja nowego protokołu komunikacyjnego łącza danych BX-MAC jest głównym rezultatem prac badawczych. Definicja protokołu inspirowana jest koncepcją ramki wybudzającej oraz nastuchu próbkowanego znaną z protokołu B-MAC oraz mechanizmem dzielonej preambuły znanym z protokołu X-MAC. Opracowana została nowa koncepcja ramek wybudzających, która zakłada podział czasu trwania preambuły ramki wybudzającej pomiędzy wiele ramek wybudzających, z których każda może zawierać niewielkie dane sterujące. Ramki wybudzające nadawane są przez okres 2 interwałów próbkowania w taki sposób, że urządzenia realizujące cykliczny nastuch próbkowany odbiorą dokładnie 1 taką ramkę. Dzielenie preambuły wybudzającej pomiędzy wiele ramek wybudzających przynosi znaczącą oszczędność energii podczas odbioru danych oraz niechcianego odbioru.

Istotnym elementem protokołu BX-MAC są także definicje mechanizmów uzupełniających, które służą dodatkowej oszczędności energii oraz wspierają realizację komunikacji

rozgłoszeniowej. Dane te stanowią zawartość pola danych ramek wybudzających i wskazują węzłowi docelowemu:

- czas opóźnienia przestania odpowiedzi, co zwiększa efektywność energetyczną dzięki możliwości zastosowania krótszych preambuł ramek wybudzających,
- czas dodatkowej aktywacji odbiornika, co wspiera efektywną energetycznie komunikację rozgłoszeniową do urządzeń końcowych,
- parametry rozproszenia czasu nadania odpowiedzi, co umożliwia realizację okresu rywalizacyjnego opartego na protokole szczelinowej ALOHA w odpowiedzi na ramkę rozgłoszeniową.

Przeprowadzona została optymalizacja parametrów protokołu dla maksymalizacji efektywności energetycznej. Porównano dziennie zużycie energii protokołu BX-MAC z protokołami B-MAC i X-MAC. Porównanie pokazało dużą przewagę protokołu X-MAC w punkcie najlepszej efektywności każdego z protokołów, a także w szerokiej dziedzinie czasu dostępu do urządzenia.

5 Weryfikacja rozwiązania

Zaproponowany w rozprawie model transmisji i nasłuchu, objęty protokołem BX-MAC opisanym w rozdziale 4, został zweryfikowany w ramach rzeczywistej implementacji systemu zdalnego odczytu gazomierzy. Praktyczna realizacja wiąże się z wyzwaniami, które nie zawsze są uwzględniane na etapie projektowania protokołów komunikacyjnych. Weryfikacja rozwiązania z wykorzystaniem rzeczywistych urządzeń, mikrokontrolerów i modułów radiowych stawia kolejne wyzwania, także badawcze. Niejednokrotnie na etapie projektowania, implementacji czy wdrażania rozwiązania napotykanne są ograniczenia lub wymagania funkcjonalne, które wymagają redefinicji wcześniej przyjętych założeń, zmian w protokołach bądź wprowadzania nowych trybów pracy. W podrozdziale 5.1 przedstawione zostaną istotne zagadnienia energooszczędności zidentyfikowane i rozwiązane już na etapie implementacji, natomiast podrozdział 0 opisuje opracowany schemat odczytu obchodzonego, który jest realizowany w oparciu o protokół BX-MAC, efektywnie wykorzystując jego możliwości, wraz z badaniem jego efektywności energetycznej i szybkości realizacji procesu na sieci urządzeń gazomierzy zainstalowanych na zadanym obszarze.

5.1 Weryfikacja poprzez implementację komunikacji gazomierzy

Inteligentne gazomierze to urządzenia posiadające zintegrowany moduł elektroniczny, który służy Procesowi legalizacji gazomierzy do rejestracji zużycia gazu, a także zdalnej komunikacji. Czas użytkowania gazomierza w Polsce wynosi 10 lat ze względu na okres legalizacji gazomierzy. Stąd wynika oczekiwanie 10-letniego czasu życia urządzenia gazomierza bez wymiany baterii.

Efektywność energetyczna, którą zakłada protokół komunikacyjny, może zostać osiągnięta wyłącznie wówczas, gdy konstrukcja elektroniki urządzenia, możliwości mikrokontrolera oraz modułu radiowego również mają na uwadze aspekt energooszczędności, co zostało szczegółowo przedstawione w rozdziale 2.3. Z uwagi na ograniczenia konstrukcji elektroniki oraz inne funkcje realizowane przez urządzenia problem badawczy stanowi także sposób implementacji komunikacji radiowej, aby mogła pozostawać energooszczędna.

Zastosowanie protokołu BX-MAC do komunikacji bezprzewodowej z urządzeniem gazomierza pozwoliło na maksymalizację oszczędności energii, w szczególności dzięki schematowi nasłuchu próbkowanego realizowanemu przez protokół oraz nadawania ramki wybudzającej z zastosowaniem dzielonej preambuły. W przypadku gazomierza nasłuch próbkowany jest realizowany cyklicznie co 12 sekund. Wówczas odbiornik radiowy jest aktywowany na bardzo krótki czas, który jest niezbędny do wykrycia ramki żądania kierowanej do urządzenia końcowego.

5.1.1 Platforma sprzętowa

Implementacja rozwiązania została wykonana na rzeczywistym urządzeniu gazomierza inteligentnego ze zintegrowaną elektroniką i bateriami. Wygląd wewnętrzny urządzenia przedstawia rysunek 5.1.



Rys. 5.1 Wygląd wewnętrzny urządzenia gazomierza

Elektronika urządzenia jest wyposażona w mikrokontroler STM32L4, moduł radiowy Spirit1, 2 przyciski, ekran, baterie, a także sensory realizujące pomiar zużycia gazu. Urządzenie pracuje pod kontrolą systemu operacyjnego μC OS II firmy Micrium [133], a oprogramowanie jest realizowane w języku C z wykorzystaniem środowiska IAR. Warstwa aplikacji wykorzystuje efektywny energetycznie protokół SMART-GAS [134, 135].

W zakresie komunikacji radiowej urządzenie może pracować w dwóch trybach:

- sieci stacjonarnej – wtedy cyklicznie przesyła ramkę radiową z danymi pomiarowymi, typowo raz dziennie,
- sieci obchodzonej – wówczas pomiary zbierane są za pomocą urządzenia przenośnego, które zdalnie komunikuje się z gazomierzem w celu odczytu danych, typowo co 1 lub 2 miesiące.

W obu trybach urządzenie końcowe:

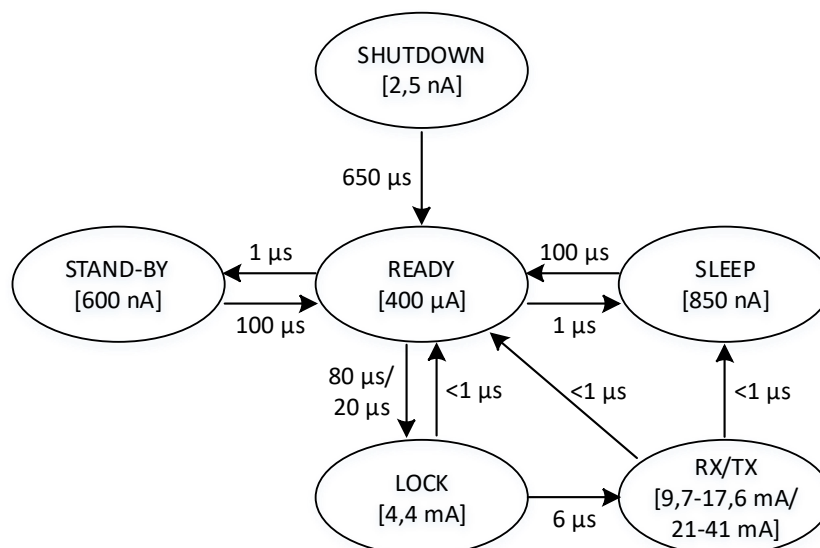
- cały czas pozostaje w gotowości na komunikację dzięki nastuchowi próbkowanemu z interwałem 12 sekund,
- przeprowadza nastuch w określonym czasie po nadaniu ramki – w modelu nastuchu inicjowanego przez odbiornik (ang. *receiver initiated*), co pozwala na efektywną energetycznie dłuższą wymianę danych.

Funkcje urządzenia obejmują obsługę interfejsu użytkownika (przyciski i ekran), obsługę komunikacji radiowej oraz lokalnego łącza optycznego, ale przede wszystkim funkcje metrologiczne, które mają najwyższy priorytet. Dane pomiarowe zapisywane są do wewnętrznej pamięci oraz są dostępne dzięki komunikacji radiowej.

Współdzielenie zasobów dla różnych funkcji, które mają duże wymagania czasowe wymagają bardzo dobrego zaplanowania harmonogramu wykonywania operacji. Operacje metrologiczne – o najwyższym priorytecie – zajmują do 100 ms i są wywoływane nie częściej niż co 400 ms. Operacje metrologiczne nie mogą być przerywane (wskutek procedury obsługi przerwania) na czas dłuższy niż 5 ms. Do takiego reżimu zaangażowania i wyłączenia czasu mikrokontrolera musi być dostosowany mechanizm obsługi komunikacji radiowej.

5.1.2 Stany pracy modułu radiowego

Moduł radiowy pobiera różną moc w zależności od stanu, w jakim pracuje. Na rysunku 5.2 przedstawione zostały stany pracy modułu radiowego Spirit1 wraz ze wskazaniem pobieranego prądu oraz czasami przejścia do innych stanów [116].



Rys. 5.2 Stany pracy modułu radiowego Spirit1

Pobór energii w stanach modułu wynika z aktywności poszczególnych komponentów; poniżej stany wymienione od najmniej do najbardziej energochłonnych:

- SHUTDOWN – moduł wyłączony, konfiguracja urządzenia niezachowana
- STAND-BY – aktywna magistrala SPI, konfiguracja zachowana
- SLEEP – aktywna magistrala SPI, konfiguracja zachowana, aktywny licznik wybudzania
- READY – aktywna magistrala SPI, uruchomiony kwarc
- LOCK – aktywna magistrala SPI, uruchomiony kwarc, aktywny PLL
- RX – aktywna magistrala SPI, uruchomiony kwarc, aktywny odbiornik, wskazany prąd dotyczy pasma 868 MHz i wynosi 9,7 mA dla włączonego SMPS i 17,6 mA dla wyłączonego SMPS
- TX – aktywna magistrala SPI, uruchomiony kwarc, aktywny nadajnik, wskazany prąd dotyczy nadawania w paśmie 868 MHz z mocą 11 dBm i wynosi 21 mA dla włączonego SMPS i 41 mA dla wyłączonego SMPS

Wynikiem iloczynu poboru prądu (wynikającego m.in. ze stanu modułu radiowego) i czasu przebywania w danym stanie jest ładunek, którego jednostką jest kulomb (C). Ładunek jest określany wzorem:

$$Q[C] = I[A] * t[s], \quad (5.1)$$

gdzie:

- $I[A]$ – natężenie pobieranego prądu
- $t[s]$ – czas poboru prądu

Z ilości zużywanego ładunku wprost wynika ilość zużywanej energii:

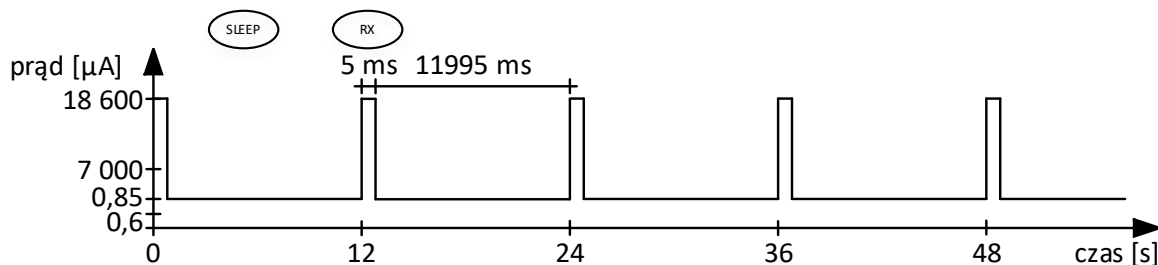
$$E[J] = U[V] * Q[C], \quad (5.2)$$

gdzie $U[V]$ – napięcie zasilania.

Jednostka ładunku może też być określana jako $As = 1\,000\,mAs = 1\,000\,000\,\mu As$.

5.1.3 Autonomiczny nasłuch próbkowany

Typowa implementacja dla rozwiązania nasłuchu próbkowanego zakłada, że moduł radiowy jest skonfigurowany do okresowego próbkowania za pomocą wewnętrznego mechanizmu modułu radiowego, autonomicznego względem mikrokontrolera. Wówczas konfigurowany jest jedynie interwał próbkowania preambuły i długość próbki, a moduł radiowy bez ingerencji mikrokontrolera jest w stanie sprawdzić, czy preambuła została wykryta. Moduł radiowy powinien być stale włączony i pozostawać przez większość czasu pozostaje w stanie uśpienia (stan SLEEP). Typowy przebieg zużycia energii (ładunku) w takim modelu został przedstawiony na rysunku 5.3.



Rys. 5.3 Przebieg nasłuchu próbkowanego autonomicznego

Ładunek zużywany na wykonanie pojedynczego nasłuchu próbkowanego wówczas wynosi:

$$18\,600\,\mu A * 0,005\,s = 93\,\mu As \quad (5.3)$$

Cały proces nasłuchu próbkowanego ma wkład w pobór prądu urządzenia równy:

$$93\,\mu As / 12\,s + 0,85\,\mu A = 8,6\,\mu A \quad (5.4)$$

Powyżej przedstawiony został schemat z poborem prądu 18,6 mA, który jest sumą prądu zużywanego przez TCXO (1 mA) oraz moduł radiowy (17,6 mA), co zakłada nieaktywność wewnętrznego zasilacza impulsowego (ang. *Switched-Mode Power Supply, SMPS*). Wówczas moduł radiowy korzysta ze stabilizatora liniowego LDO. Wykorzystanie SMPS jest bardziej efektywne energetycznie, jednak powoduje szумы, które negatywnie wpływają na czułość odbiornika, dlatego w konfiguracji sprzętowej elektroniki nie zdecydowano się na jego wykorzystanie, nawet kosztem poprawy efektywności energetycznej, aby dążyć do maksymalizacji zasięgu radiowego.

Kolejnym aspektem jest ograniczenie możliwości konfiguracji modułu Spirit1, który umożliwia ustawienie interwału autonomicznego próbkowania preambuły na maksymalnie 2 sekundy, co powoduje, że w bardziej energooszczędnych konfiguracjach (tu interwał co 12 sekund) nie ma możliwości wykorzystania trybu autonomicznego. Wiele innych modułów radiowych jest bardziej elastycznych, m.in. S2-LP (następca Spirit1) ma ograniczenie do około 16 sekund [136]. Przy oczekiwanej częstotliwości próbkowania do 2 sekund (w trybie aktywnym), próbkowanie odbywałoby się w pełni automatycznie. Jeśli zachodzi potrzeba rzadszego próbkowania, mechanizm musi opierać się na wybudzaniu mikrokontrolera, co istotnie wpływa

na aspekt energooszczędności i wymusza przededefiniowanie wykorzystywanych stanów modułu radiowego.

Autonomiczny nastuch próbkowany z interwałem próbkowania ustawionym na maksymalną wartość (2 sekundy) spowodowałby wkład w pobór prądu:

$$93 \mu\text{As} / 2 \text{ s} + 0,85 \mu\text{A} = 47 \mu\text{A} \quad (5.5)$$

Ze względu na niski prąd w trybie SLEEP dla 6-krotnie krótszego interwału próbkowania pobór prądu wzrasta 5,5-krotnie, co nie jest niesatysfakcjonująco wysokie.

5.1.4 Nastuch próbkowany aktywowany przez mikrokontroler

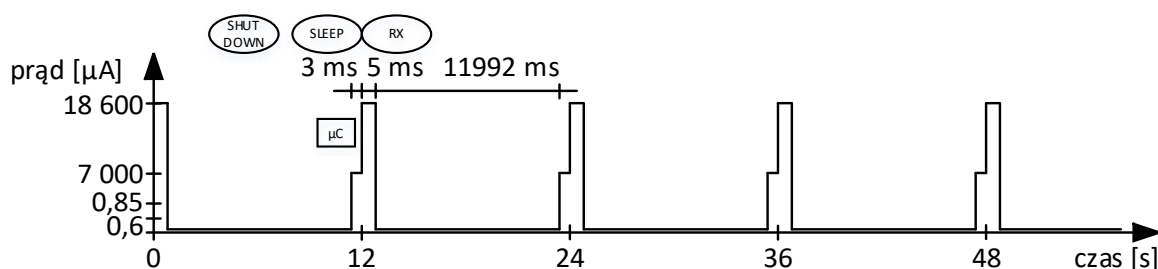
Inną możliwością aktywacji odbiornika w celu wykonania nastuchu w ramach pojedynczej próbki jest aktywacja odbiornika przez mikrokontroler. Jednak sam mikrokontroler również przebywa w trybie uśpienia i musi być aktywowany. Jedną z metod aktywacji mikrokontrolera jest wybudzanie przez RTC. Wybudzanie z RTC jest możliwe tylko z rozdzielczością pełnych sekund, jednak w tym przypadku nie stanowi to ograniczenia rozwiązania. Inną możliwością jest uruchomienie wewnętrznego licznika mikrokontrolera (ang. *timer*), który będzie cyklicznie wybudzać mikrokontroler w przerwaniu.

Przy wykorzystaniu takiej metody obsługi przez mikrokontroler pozostają dwie możliwości, które są zależne od stanu modułu radiowego:

- Moduł radiowy całkowicie wyłączany (stan SHUTDOWN),
- Moduł radiowy pozostaje w stanie czuwania (STAND-BY).

5.1.4.1 Wyłączanie modułu radiowego

Dla przypadku całkowitego wyłączania przebieg poboru prądu został przedstawiony na rysunku 5.4. W tym przypadku pomiędzy próbkami moduł radiowy znajduje się w stanie SHUTDOWN, w którym pobór prądu wynosi zaledwie 2,5 nA. Po włączeniu modułu radiowego musi zostać przywrócona pełna konfiguracja oraz uruchomienie odbiornika, co wymaga zaangażowania mikroprocesora w komunikację z modułem radiowym. Czas uruchomienia i konfiguracji dla wybranej platformy sprzętowej wynosi około 3 ms.



Rys. 5.4 Przebieg nastuchu próbkowanego z wyłączaniem modułu

Ładunek zużywany na wykonanie pojedynczego nastuchu próbkowanego wówczas wynosi:

$$7\,000 \mu\text{A} \cdot 0,003 \text{ s} + 18\,600 \mu\text{A} \cdot 0,005 \text{ s} = 21 \mu\text{As} + 93 \mu\text{As} = 114 \mu\text{As} \quad (5.6)$$

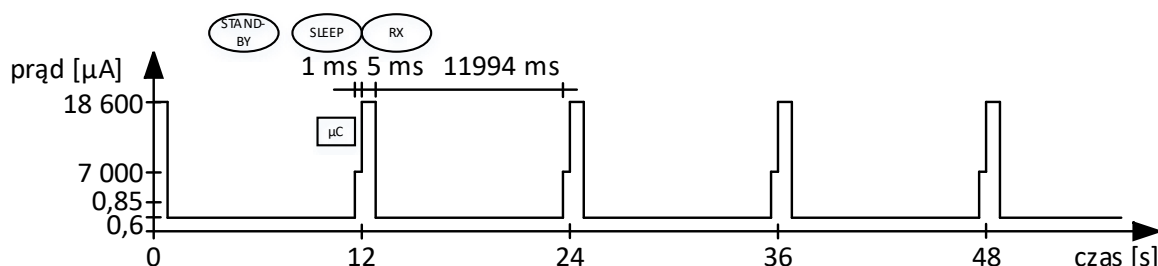
Cały proces nastuchu próbkowanego ma wkład w pobór prądu urządzenia równy:

$$114 \mu\text{As} / 12 \text{ s} + 0,0025 \mu\text{A} = 9,5 \mu\text{A} \quad (5.7)$$

Pobór prądu jest niewiele wyższy od prądu pobieranego w przypadku autonomicznego nastuchu.

5.1.4.2 Moduł radiowy w trybie czuwania

Zamiast wyłączenia modułu radiowego można pozostawiać go w trybie czuwania (STAND-BY), co powoduje zachowanie konfiguracji modułu radiowego, a przez to brak konieczności każdorazowego wykonywania pełnej konfiguracji modułu. To jednak powoduje większy pobór prądu pomiędzy próbkowaniami. Przebieg poboru prądu w takiej wersji został przedstawiony na rysunku 5.5.



Rys. 5.5 Przebieg nastuchu próbkowanego z pozostawianiem w trybie czuwania

W takiej konfiguracji przed wykonaniem próbki wymagane jest jedynie wysłanie komendy włączenia nastuchu próbkowanego. Czas wykonania takiej konfiguracji szacowany jest na nie więcej niż 1 ms. Wówczas na wykonanie pojedynczej próbki jest równy:

$$7\,000\,\mu\text{A} \cdot 0,001\,\text{s} + 18\,600\,\mu\text{A} \cdot 0,005\,\text{s} = 7\,\mu\text{As} + 93\,\mu\text{As} = 100\,\mu\text{As} \quad (5.8)$$

Cały proces nastuchu próbkowanego ma wkład w pobór prądu urządzenia równy:

$$100\,\mu\text{As} / 12\,\text{s} + 0,6\,\mu\text{A} = 8,9\,\mu\text{A} \quad (5.9)$$

Pobór prądu jest nieco mniejszy niż dla metody z wyłączaniem modułu radiowego i nieco wyższy niż w przypadku autonomicznego nastuchu.

5.1.5 Uwzględnienie operacji priorytetowych

Nastuch próbkowany – aby opracowany protokół BX-MAC poprawnie wybudzał urządzenia – musi być realizowany cyklicznie w równych odstępach czasu. Dlatego należy mieć na uwadze to, że w czasie gdy ma nastąpić wykonanie próbki, urządzenie będzie wykonywać inne zadanie, w przypadku gazomierza mogą to być operacje metrologiczne. W związku z tym koncepcja działania zakłada, że mikrokontroler zostanie wybudzony na pewien czas przed czasem wykonania próbki preambuły.

Mikrokontroler zostanie wybudzony wskutek aktywacji timera mikrokontrolera i w krótkiej procedurze obsługi przerwania od timera zaplanowane zostanie wykonanie procedury przygotowania modułu radiowego do wykonania próbki. Procedura ta będzie miała priorytet wykonania niższy niż potencjalnie wykonywane w tym samym czasie operacje metrologiczne, co może spowodować opóźnienie wykonania maksymalnie o najdłuższy czas wykonania operacji metrologicznych, ewentualnie innych zadań urządzenia (np. obsługi przycisków czy ekranu). Procedura przygotowania modułu radiowego do wykonania próbki może być wykonywana poza obsługą przerwania. W procedurze moduł radiowy zostanie włączony, przeprowadzona zostanie jego konfiguracja oraz ustawiony zostanie jego timer, którego aktywacja spowoduje autonomiczne wybudzenie do wykonania pojedynczej próbki preambuły w określonym czasie.

Przyjęto, że czas zaharmonogramowania wykonania próbki powinien mieć miejsce co najmniej 120 ms przed oczekiwanym czasem jej wykonania ze względu na potencjalne opóźnienie wynikające z wykonania operacji metrologicznych, która może wymagać czasu procesora do 100 ms i potencjalnych innych pomniejszych operacji. Uwzględniając czas harmonogramowania oraz potencjalnie również włączania i konfigurowania modułu wybudzenie procesora powinno mieć miejsce odpowiednio 121 lub 123 ms wcześniej.

Implementacja procedury przygotowania modułu radiowego do wykonania próbki została zaimplementowana w poniższy nietrywialny sposób:

```
long NextSampleSysTick; //oczekiwany czas kolejnej próbki [ms]
int SamplingRate = 7200*1000/600; //interwał próbkowania 7200[B] = 12000 [ms]

void TimerProcedure()
{
    long TimeToNextSample = NextSampleSysTick - GetSysTick();
                                     //czas do kolejnej próbki [ms]
    int NextTimer;

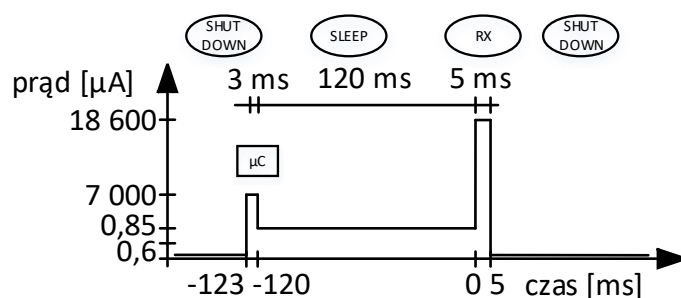
    //weryfikacja czy czas do kolejnej próbki już nie minął
    //gdy operacje metrologiczne nie wykonywały się dłużej niż deklarowane
    //w typowym przypadku warunek nie powinien się spełnić
    if(TimeToNextSample < 0)
    {
        long TimeToOmit = (-TimeToNextSample / SamplingRate + 1) * SamplingRate;
        NextSampleSysTick += TimeToOmit;
        TimeToNextSample += TimeToOmit;
    }

    //weryfikacja czy czas wybudzenia mikroprocesora był właściwy
    //w typowym przypadku warunek powinien być spełniony
    if(TimeToNextSample <= 123)
    {
        TurnOnSpiritModule();
        ConfigureSpiritModuleAllRegisters();
        TimeToNextSample = NextSampleSysTick - GetSysTick();
                                     //aktualizacja czasu do kolejnej próbki [ms]
        SetSampleTimeInSpiritModuleFor(TimeToNextSample);
        NextSampleSysTick += SamplingRate;
    }
    SetTimerTo(TimeToNextSample - 123);
}
```

Uruchamianie i konfiguracja modułu radiowego zajmują pojedyncze milisekundy, a w czasie realizacji procedury mogły również zostać wykonane procedury obsługi przerwań wynikających z innych funkcjonalności urządzenia, dlatego bezpośrednio przez ustawieniem timera modułu radiowego czas do aktywacji odbiornika w celu wykonania próbki jest aktualizowany.

5.1.5.1 Wyłączanie modułu radiowego

Na rysunku 5.6 przedstawiony został przebieg poboru prądu dla przypadku harmonogramowania wybudzenia i całkowitego wyłączenia modułu pomiędzy wykonywaniem próbek. Przebieg prezentuje wykonanie pojedynczej próbki.



Rys. 5.6 Przebieg nastuchu próbkowanego z harmonogramowaniem i wyłączeniem modułu

Pomiędzy wykonywaniem próbek moduł radiowy znajduje się w stanie SHUTDOWN. W momencie wybudzenia mikrokontrolera moduł radiowy jest uruchamiany i konfigurowany, co zajmuje 3 ms. Następnie moduł przechodzi do trybu SLEEP, w którym dostępny jest timer pozwalający na zaharmonogramowanie wykonania próbki.

Ładunek zużywany na wykonanie pojedynczego nastuchu próbkowanego wówczas wynosi:

$$7\,000\,\mu\text{A} \cdot 0,003\,\text{s} + 0,85\,\mu\text{A} \cdot 0,120\,\text{s} + 18\,600\,\mu\text{A} \cdot 0,005\,\text{s} = \\ = 21\,\mu\text{As} + 0,1\,\mu\text{As} + 93\,\mu\text{As} = 114\,\mu\text{As} \quad (5.10)$$

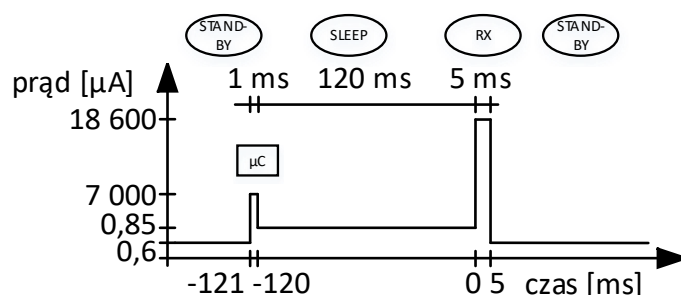
Cały proces nastuchu próbkowanego ma wkład w pobór prądu urządzenia równy:

$$114\,\mu\text{As}/12\,\text{s} + 0,0025\,\mu\text{A} = 9,5\,\mu\text{A} \quad (5.11)$$

Włączenie dodatkowego zaharmonogramowania pozwoliło na rozwiązanie realnego problemu współdzielenia zasobu mikrokontrolera i niezauważalnie zwiększyło pobór prądu w stosunku do próbkowania natychmiast po wybudzeniu.

5.1.5.2 Moduł radiowy w trybie czuwania

Rysunek 5.7 przedstawia przebieg poboru prądu dla przypadku harmonogramowania wybudzenia i pozostawiania modułu radiowego w trybie czuwania pomiędzy wykonywaniem próbek. Przebieg prezentuje wykonanie pojedynczej próbki.



Rys. 5.7 Przebieg nastuchu próbkowanego z harmonogramowaniem i czuwaniem modułu

Ładunek zużywany na wykonanie pojedynczego nastuchu próbkowanego wówczas wynosi:

$$7\,000\,\mu\text{A} \cdot 0,001\,\text{s} + 0,6\,\mu\text{A} \cdot 0,120\,\text{s} + 18\,600\,\mu\text{A} \cdot 0,005\,\text{s} = \\ = 7\,\mu\text{As} + 0,1\,\mu\text{As} + 93\,\mu\text{As} = 100\,\mu\text{As} \quad (5.12)$$

Cały proces nastuchu próbkowanego ma wkład w pobór prądu urządzenia równy:

$$100\,\mu\text{As}/12\,\text{s} + 0,6\,\mu\text{A} = 8,9\,\mu\text{A} \quad (5.13)$$

Efektywność energetyczna pozostała niezauważalnie gorsza niż w przypadku pozostawiania modułu w trybie czuwania, ale bez harmonogramowania.

5.1.6 Wybór podejścia realizacji nastuchu próbkowanego

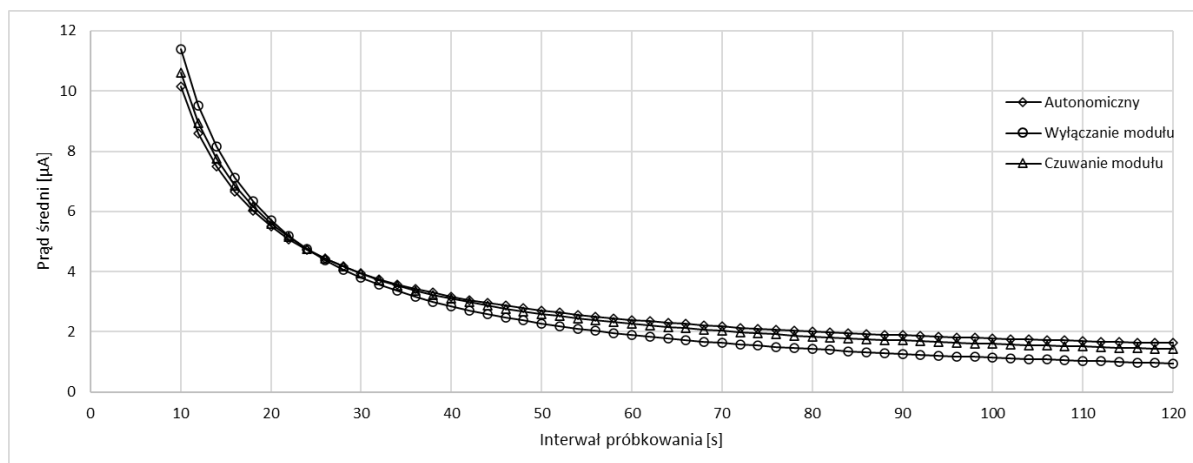
Przeanalizowanych zostało 5 podejść realizacji nastuchu próbkowanego na zastanej platformie sprzętowej urządzenia gazomierza. W tabeli 5.1 porównane zostały wartości ładunku potrzebnego do wykonania pojedynczej próbki i prądu średniego wnoszonego przez funkcjonalność dla interwału próbkowania równego 12 sekund.

Tabela 5.1 Porównanie podejść realizacji nastuchu próbkowanego

Podejście	Ładunek na próbkę	Prąd średni
Autonomiczny nastuch próbkowany	93 μ As	8,60 μ A
Wyłączanie modułu i nastuch natychmiastowy	114 μ As	9,50 μ A
Czuwanie modułu i nastuch natychmiastowy	100 μ As	8,93 μ A
Wyłączanie modułu i nastuch harmonogramowany	114,1 μ As	9,51 μ A
Czuwanie modułu i nastuch harmonogramowany	100,1 μ As	8,94 μ A

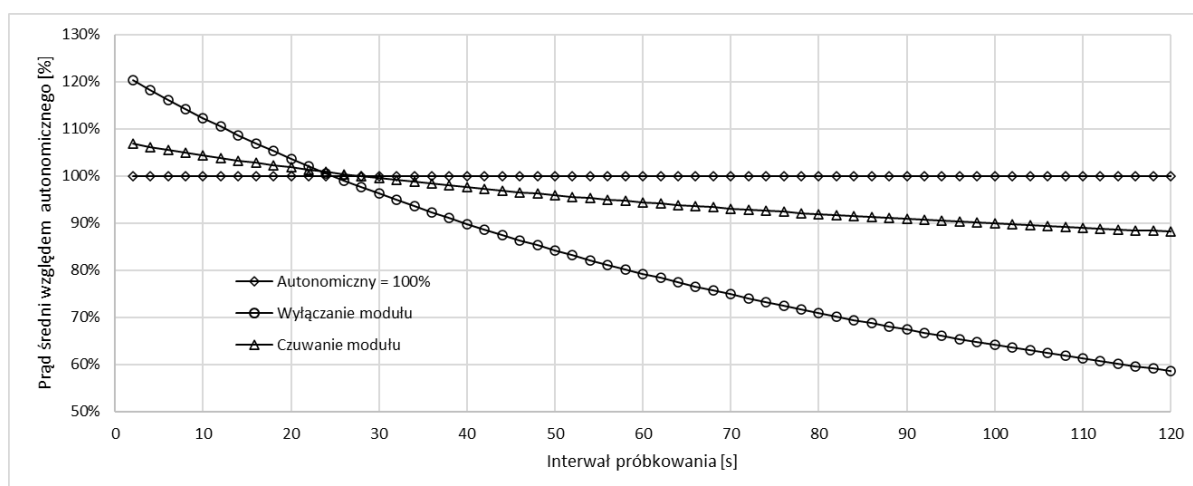
Podejście realizowane z wykorzystaniem autonomicznego nastuchu próbkowanego jest najbardziej energooszczędne dla konfiguracji sprzętowej gazomierza i przyjętych parametrów. Jednak nie jest możliwe do realizacji ze względu na ograniczenia modułu radiowego Spirit1. Mechanizm harmonogramowania rozwiązuje zagadnienie współdzielenia mikrokontrolera z operacjami metrologicznymi, a wnosi tylko niezauważalnie wyższe zużycie energii, dlatego jest preferowane do wykorzystania. Z dwóch podejść – czuwanie lub wyłączanie modułu radiowego – bardziej energooszczędne jest zastosowanie trybu czuwania, które pobiera o 6% niższy prąd. Zaś zaletą podejścia opartego na wyłączaniu modułu jest naturalny mechanizm przywracania poprawnego działania modułu radiowego w przypadku nieprawidłowości.

Podejścia były analizowane dla zakładanego interwału próbkowania równemu 12 sekund. Jednak im większy interwał próbkowania tym większy wpływ na prąd średni ma prąd pobierany pomiędzy próbkowaniami, a mniejsze znaczenie ma ładunek zużywany na wykonanie pojedynczej próbki i odwrotnie. Dla przyjętej konfiguracji sprzętowej, parametrów modułu radiowego i mikrokontrolera prąd średni dla różnych wartości interwału próbkowania prezentuje rysunek 5.8.



Rys. 5.8 Prąd średni dla różnych sposobów realizacji nastuchu próbkowanego w funkcji interwału próbkowania

Ze względu na skalę powyższy wykres nie uwypukla różnic dla poszczególnych podejść, dlatego na rysunku 5.9 została przedstawiona wartość poszczególnych podejść względem siebie, co pozwala na ich ocenę.



Rys. 5.9 Prąd średni względem autonomicznego nastuchu próbkowanego w funkcji interwału próbkowania

Wykres pokazuje, że dla przyjętej konfiguracji sprzętowej dla interwału próbkowania poniżej 24 sekund autonomiczny nastuch próbkowany wykazywałby najmniejszy pobór prądu, natomiast powyżej 24 sekund optymalne jest podejście z wyłączeniem modułu radiowego.

5.1.7 Pomiary zużycia energii

Weryfikacja rozwiązania realizowana jest na rzeczywistych urządzeniach gazomierzy. W ramach prowadzonych prac dostępne są narzędzia pomiarowe umożliwiające zebranie rzeczywistych wartości zużycia energii. Wykorzystywane były narzędzia pomiarowe Joulescope JS220, Power Profiler Kit II oraz STLINK-V3PWR [137], które zostały przedstawione na rysunku 5.10.

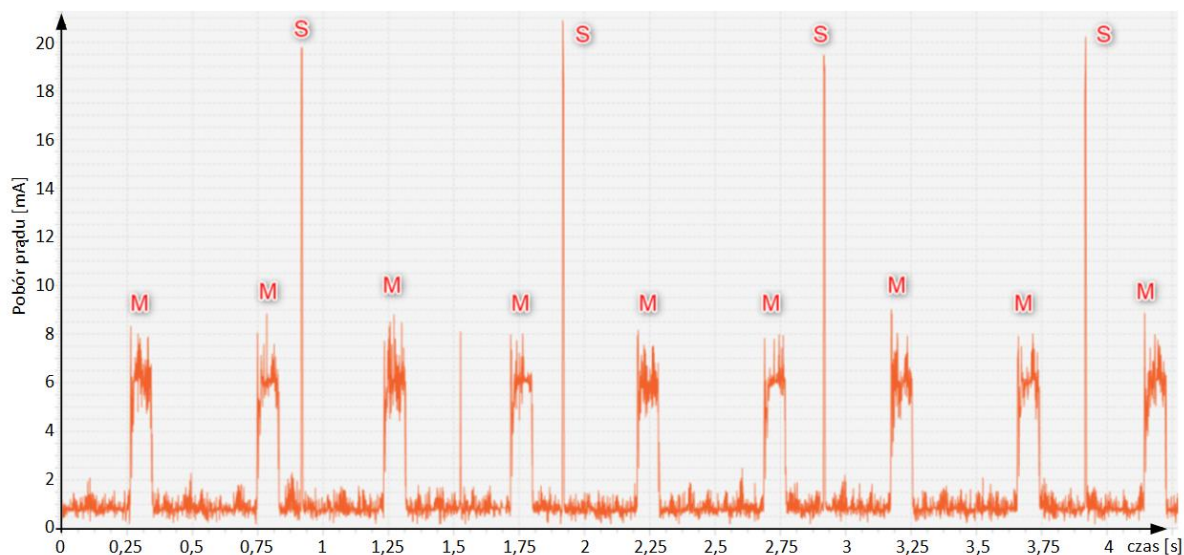


Rys. 5.10 Narzędzia do pomiaru poboru prądu

Prezentowane w rozdziale wykresy zostały uzyskane za pomocą narzędzia STLINK-V3PWR we współpracy z oprogramowaniem STM32CubeMonitor-Power. Pomiaru były wykonywane z częstością 100 kHz. Oprogramowanie prezentuje wykres poboru prądu oraz automatycznie kalkuluje prąd średni oraz w oparciu o podane napięcie wyznacza ilość zużytej energii w zadanym przedziale czasu. Poniżej prezentowane wykresy uzupełnione zostały o osie z opisami.

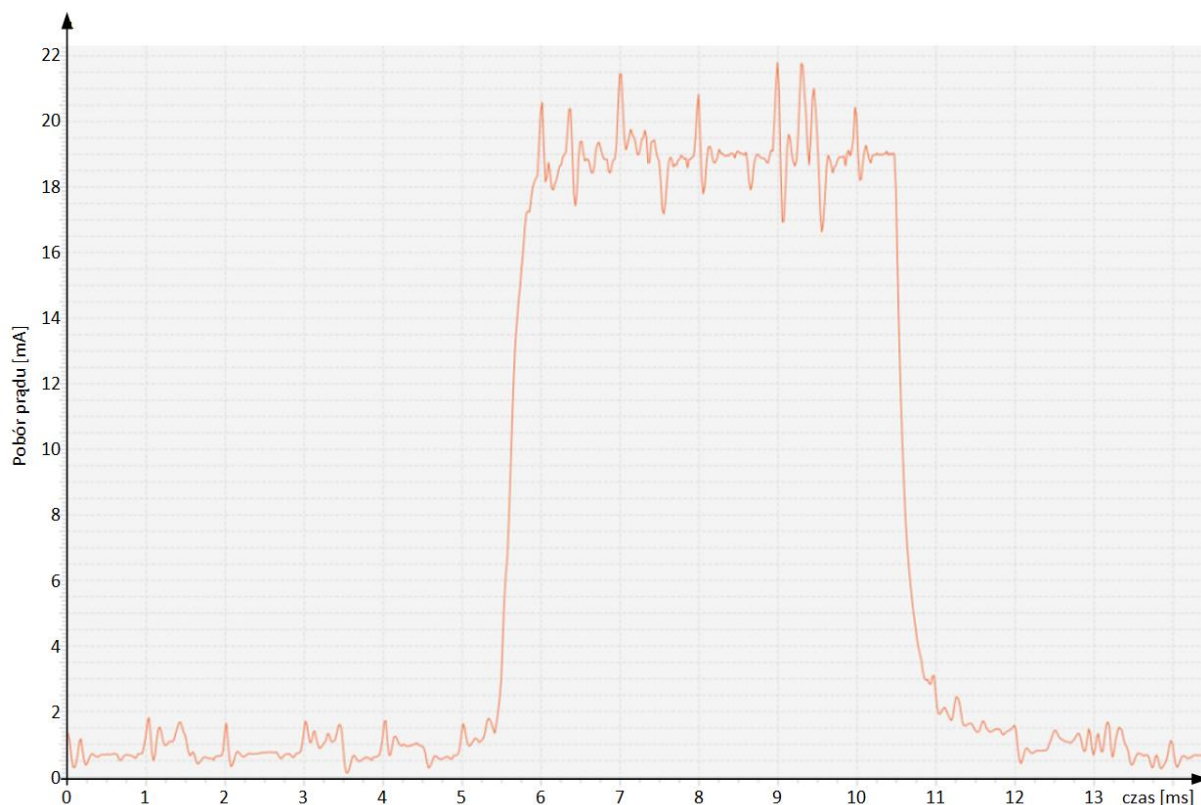
5.1.7.1 *Pomiary autonomicznego nastuchu próbkowanego*

Urządzenia gazomierzy mogą przełączać się do trybu wysokiej aktywności. W trybie tym urządzenia spodziewają się bardziej intensywnej komunikacji, dlatego częstotliwość nastuchu próbkowanego jest znacznie większa, na rysunku 5.11 przedstawiony został pomiar zużycia prądu dla nastuchu próbkowanego z interwałem 1 s. W takim przypadku moduł radiowy korzysta z autonomicznego trybu działania, co zwiększa energooszczędność urządzenia.



Rys. 5.11 Wykres prądu w funkcji czasu dla nastuchu próbkowanego z interwałem 1 s

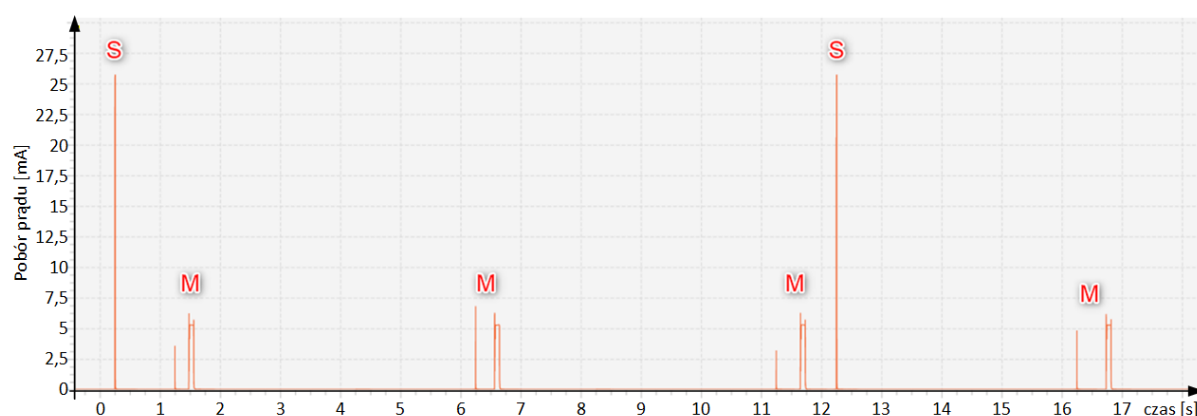
Na wykresie zidentyfikowany został czas, w którym wykonany jest nastuch próbkowany oraz kiedy uruchomiane są operacje metrologiczne. Wykres potwierdza regularność wykonywanego próbkowania. Wartości wskazujące na próbkowanie oznaczono jako S, a wartości związane z operacjami metrologicznymi jako M. Wykres wykonania pojedynczej próbki został zaprezentowany na rysunku 5.12.



Rys. 5.12 Wykres pojedynczej próbki w autonomicznym nastuchu próbkowanym

W trybie autonomicznego nastuchu próbkowanego moduł radiowy przechodzi z trybu uśpienia (stan SLEEP) do stanu wybudzenia (stan RX) bez potrzeby włączania modułu, konfiguracji czy przesyłania jakiegokolwiek komendy, dlatego jedynym elementem próbki jest sam nastuch.

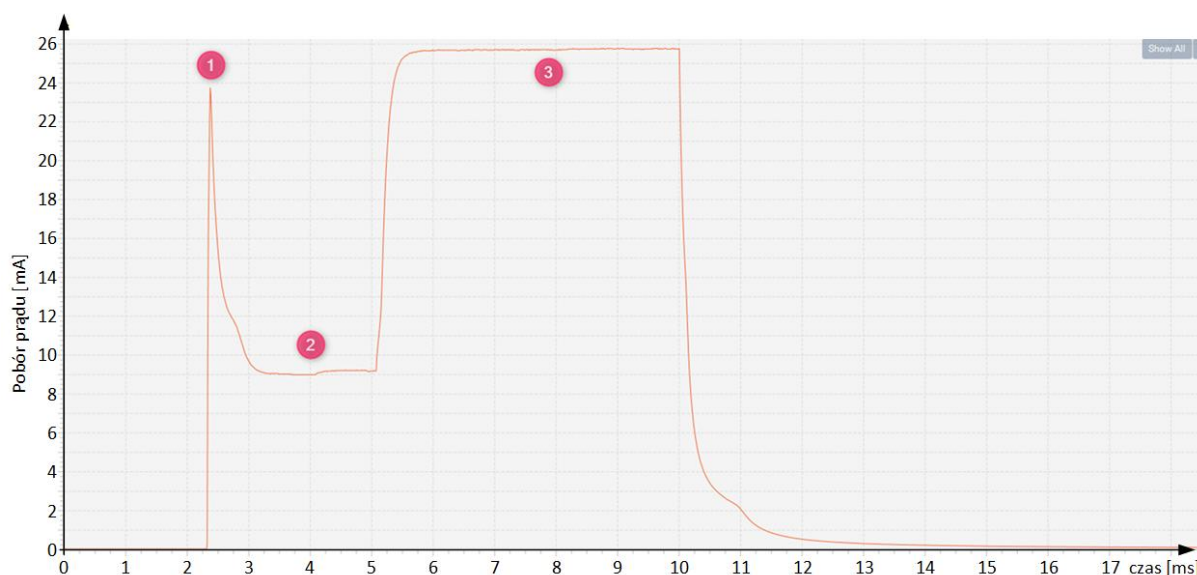
5.1.7.2 Pomiary nastuchu próbkowanego aktywowanego przez mikrokontroler



Rys. 5.13 Wykres poboru prądu w funkcji czasu dla nastuchu próbkowanego z interwałem 12 s

Urządzenie gazomierza realizuje nastuch próbkowany, którego przebieg wpływa na zużycie energii. Istotny udział w całkowitym poborze mają również operacje metrologiczne. Wykres na rysunku 5.13 pozwala zweryfikować wartości maksymalnego prądu podczas wykonywania próbki oraz dokładność czasu próbkowania. Zidentyfikowane zostały momenty wykonania nastuchu próbkowanego oraz uruchomienia operacji metrologicznych oraz widoczna jest regularność wykonywania próbkowania. Wartości wskazujące na próbkowanie oznaczono jako S, wartości związane z operacjami metrologicznymi jako M.

Wykres wykonania pojedynczego nastuchu próbkowanego w powiększeniu prezentuje rysunek 5.14.



Rys. 5.14 Przebieg zużycia prądu dla pojedynczej próbki, etapy przetwarzania

Na powyższym wykresie oznaczone zostały etapy realizacji pojedynczej próbki:

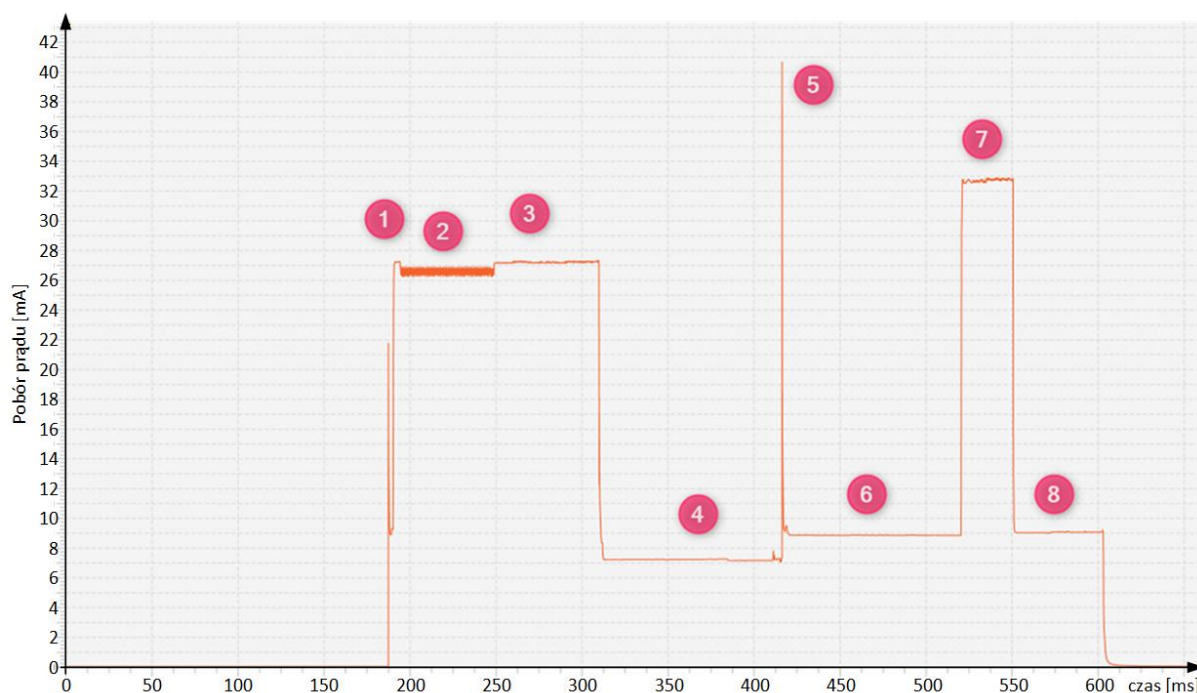
- 1 – włączenie modułu radiowego
- 2 – konfiguracja modułu radiowego, pobór prądu 8 mA = μC (7 mA) + TCXO (1 mA)
- 3 – wykonanie nastuchu, pobór prądu 26 mA = radio RX (17,6 mA) + μC (7 mA) + TCXO (1 mA)

Powyższy wykres przedstawia podejście z wyłączeniem modułu i nastuchem natychmiastowym. Powyższy przebieg został zmierzony dla wariantu z włączonym mikrokontrolerem podczas wykonywania próbki.

Łączne zmierzone zużycie ładunku na wykonanie pojedynczej próbki wyniosło 168 μAs , co dla interwału próbkowania 12 s przekłada się na uzyskany prąd średni równy 14 μA . Ładunek 168 μAs jest wyższy niż przewidywany w podrozdziale 5.1.4.1 (114 μAs), co głównie jest powodowane niedokładnością oszacowania czasu trwania faz oraz wyższym poborem energii w fazie aktywności odbiornika, w czasie której aktywny był również mikrokontroler. Niezgodność ta potwierdza istotność weryfikacji z wykorzystaniem urządzenia rzeczywistego.

5.1.7.3 Pomiary czasu przetwarzania podczas komunikacji dwukierunkowej

W zakresie komunikacji radiowej, szczególnie w systemie odczytu obchodzonego, główną aktywnością jest przeprowadzanie nastuchu próbkowanego, podczas którego urządzenie stwierdza brak obecności żądania kierowanego do urządzenia. Jednak w odpowiednim czasie do komunikacji dochodzi i wówczas działanie urządzenia jest bardziej złożone. Na poniższym rysunku 5.15 przedstawiony został wykres zużycia prądu podczas pojedynczej komunikacji dwukierunkowej tj. odbiór ramki i odesłanie ramki odpowiedzi. W tym przypadku odebrana została ramka multicastowa.



Rys. 5.15 Wykres zużycia prądu podczas pojedynczej komunikacji (odbior ramki i transmisja odpowiedzi), ramka multicastowa

Na wykresie oznaczone zostały etapy realizacji pojedynczego nastuchu próbkowanego:

- 1 – wykonanie pojedynczej próbki nastuchu (włączenie modułu radiowego, jego konfiguracja i nastuch)
- 2 – kontynuacja odbioru wykrytej preambuły (ang. *preamble tracking*)
- 3 – odbiór danych ramki radiowej, wyłączenie trybu odbioru w module radiow
- 4 – uruchomienie system operacyjnego (90% czasu tej fazy), zdekodowanie odebranej ramki włączając kryptografię, przygotowanie ramki odpowiedzi włączając kryptografię

- 5 – włączenie modułu radiowego, konfiguracja rejestrów oraz przestanie przygotowanej ramki do bufora nadawczego modułu radiowego
- 6 – oczekiwanie na odpowiednią szczelinę czasową z wykorzystaniem licznika
- 7 – wysyłanie ramki radiowej uruchomione przerwaniem modułu radiowego związanym z upłynięciem czasu licznika
- 8 – wyłączenie system operacyjny

5.1.8 Wyniki

Energooszczędne protokoły komunikacyjne muszą być wdrażane do działania w urządzeniu z uwzględnieniem licznych aspektów działania urządzenia. Bardzo istotną kwestią jest konstrukcja elektroniki urządzenia: możliwości sterowania modułem radiowym zgodnie z protokołem, podłączanie odpowiednich nóg modułu radiowego do odpowiednich portów, aby zapewnić możliwość wyzwalania przerw. Również bardzo istotne jest dogłębne rozpoznanie trybów działania modułu radiowego. Dla urządzenia gazomierza wykorzystany został moduł radiowy Spirit1, którego stany pracy zostały omówione w podrozdziale 5.1.2. Stany modułu radiowego w wielu konstrukcjach są zdefiniowane podobnie, dlatego omówiony przypadek zawiera wiedzę ogólną.

Przedstawione zostały różne podejścia realizacji nastuchu próbkowanego z punktu widzenia implementacji rozwiązania: nastuch próbkowany autonomiczny oraz inicjowany przez mikrokontroler. Zaproponowana została również implementacja rozwiązania z harmonogramowaniem wykonania próbki, co daje oprogramowaniu urządzenia odporność na uruchamianie wysokopriorytetowych operacji metrologicznych bez uszczerbku dla zachowania regularności nastuchu próbkowanego, która jest wymagana dla skuteczności działania protokołu BX-MAC. Przeprowadzona została również analiza przydatności analizowanych podejść w kontekście innych wartości interwału próbkowania.

Działanie nastuchu próbkowanego zostało zweryfikowane poprzez wykonanie pomiarów urządzeń rzeczywistych. Wyniki pomiarów poboru prądu w poszczególnych fazach są zbieżne z wyliczeniami teoretycznymi, co wskazuje na ich poprawność oraz poprawność implementacji. Jednak czasy trwania etapów wykonywania próbki oraz konieczność aktywacji mikrokontrolera na czas wykonywania próbki zwiększyły zużyty ładunek na wykonanie pojedynczej próbki do 168 μAs , co dla interwału próbkowania 12 s przełożyło się na uzyskany prąd średni równy 14 μA . Niezgodność ta potwierdziła istotność weryfikacji z wykorzystaniem urządzenia rzeczywistego. Potwierdzona została precyzja czasu wykonywania próbki w trybie autonomicznym jak również inicjowanym przez mikrokontroler. Pomiary potwierdziły również poprawne działanie komunikacji dwukierunkowej, a stanowisko pomiarowe istotnie wspomogło proces uruchomienia funkcji.

5.2 Zdalny odczyt obchodzony liczników mediów

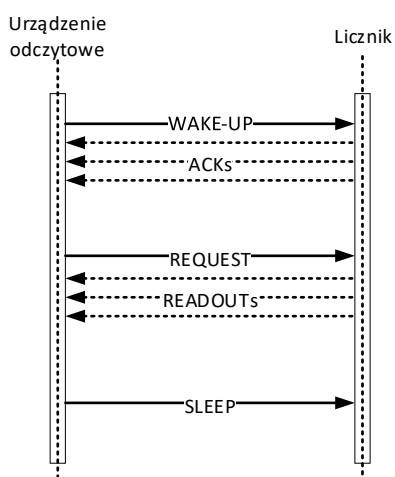
5.2.1 Opis schematów komunikacji

Minimalizacja zużycia energii urządzenia oparta jest o ograniczanie czasu, w którym moduł radiowy jest w stanie nadawania lub odbioru. Optymalnym schematem komunikacji byłoby włączanie odbiornika tylko wówczas, gdy stacja nadawcza do niego przesyła ramkę oraz aktywowanie nadajnika tylko na czas wystania ramki pomiarowej, którą urządzenie odczytowe odbierze. Założenia powyższego schematu wymagają utrzymania synchronizacji pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, która może być realizowana przesyłaniem dodatkowych ramek.

Jednak w procesie zdalnego odczytu obchodzonego (opisanym w [138]) komunikacja, a zatem obecność urządzenia odczytowego, występuje najczęściej raz w miesiącu, co powoduje, że utrzymanie synchronizacji na wymaganym poziomie jest niemożliwe, gdyż nawet dla bardzo wysokiej dokładności zegara 1 ppm wartość rozsynchronizowania po miesiącu mogłaby wynieść 2,6 sekundy.

Schemat komunikacji oparty o periodyczne nadawanie ramek z pomiarami jest deterministyczny, a jego efektywność energetyczna jest łatwa do wyznaczenia. Urządzenie może być wyposażone w uproszczony moduł radiowy realizujący wyłącznie funkcję nadawania. Wówczas czas transmisji ramki realizowany jest w oparciu o ALOHA, często z dodatkowym czynnikiem losowym przeciwdziałającym długotrwałemu interferowaniu ramek z urządzeń nadających z tym samym okresem, zgodnie w fazie. W tym schemacie zdecydowana większość przesyłanych pomiarów nie jest odbierana, co powoduje niepotrzebne straty energii urządzenia.

Schemat komunikacji oparty o nasłuch próbkowany jest rozwiązaniem pozwalającym na oszczędność energii urządzenia, o ile wykonywanie próbek jest mniej energochłonne niż nadawanie ramek, co zazwyczaj ma miejsce. Urządzenia znajdują się w trybie uśpienia, wykonując próbkowanie polegające na krótkim włączeniu modułu radiowego do trybu nasłuchu celem detekcji preambuły nadawanej ramki. Realizacja schematu komunikacji oparta została na opracowanym i opisanym w rozdziale 4 protokole BX-MAC i aktywnie korzysta z jego zalet związanych z komunikacją rozgłoszeniową oraz opóźnieniem czasu odpowiedzi.



Rys. 5.16 Schemat komunikacji odczytu obchodzonego

Proponowany schemat komunikacji bazuje na 3 fazach (rys. 5.16):

1. Wybudzenie urządzeń tj. przesłanie pojedynczej ramki wybudzającej lub ciągu ramek wybudzających zgodnie z mechanizmem protokołu BX-MAC opisanym w podrozdziałach 4.2.1 i 4.2.3 (ramki WAKE-UP), które są kierowane do grupy urządzeń przeznaczonych do odczytu z adresacją grupy urządzeń lub rozgłoszeniową. Ramka zawiera żądanie przesłania potwierdzenia wybudzenia w modelu rywalizacyjnym, z wykorzystaniem szczelin czasowych zgodnie z mechanizmami protokołu BX-MAC opisanymi w podrozdziałach 4.2.2 i 4.2.4. Urządzenie odczytowe ustala liczbę szczelin, spośród których urządzenie końcowe (w ramach algorytmu szczelinowego ALOHA) losowo wybiera tę szczelinę, w której nada ramkę potwierdzenia (ACK), zawierającą co najmniej adres radiowy urządzenia.

2. Odpytanie o pomiary tj. dla ramki ACK i odczytanych zeń w poprzednim kroku adresów radiowych wysyłane jest żądanie przestania pomiarów (REQUEST). Jego przestanie realizowane jest z wykorzystaniem krótkiej preambuły oraz adresacji multicast, co pozwala na przestanie tylko 1 ramki żądania oraz efektywne wykorzystanie łącza. Urządzenia odpowiadają (READOUT) w modelu rezerwacyjnym – w poszczególnych szczelinach czasowych w kolejności umieszczenia na liście adresów w ramce multicast. Po odpytaniu wszystkich urządzeń te, które nie odpowiedziały, odpytywane są drugi raz.
3. Uśpienie tj. po odebraniu ramek z pomiarami do urządzeń, które je przestały, wysyłane jest polecenie wyłączenia odbiornika (SLEEP) i niewykonywania próbek przez przewidywany czas realizacji procesu odczytu, celem zapobiegnięcia ponownemu wybudzaniu się urządzeń, które przestały już pomiary. Ramka uśpienia nie powoduje przesyłania odpowiedzi przez urządzenie.

5.2.2 Efektywność procesu zdalnego odczytu

Efektywność energetyczna schematów komunikacji wyznaczana jest poprzez ustalenie ilości ładunku (wyrażonego w mAh) wymaganego do działania urządzenia przez okres 10 lat.

Szybkość realizacji procesu zdalnego odczytu jest określana poprzez czas wymagany do uzyskania pomiarów z prawie wszystkich urządzeń (z pominięciem jednego).

5.2.3 Efektywność modelu periodycznego nadawania

W przypadku periodycznego nadawania ramek ładunek wymagany do działania przez 10 lat jest równy:

$$Q = I_{tx} \cdot t_{readout} \cdot \frac{10 \cdot 365 \cdot 24 \cdot 3600 [s]}{p_{readout}} \quad (5.14)$$

gdzie:

- I_{tx} – natężenie prądu podczas nadawania
- $t_{readout}$ – czas trwania ramki readout
- $p_{readout}$ – częstość nadawania ramki readout

Szybkość realizacji procesu odczytowego w modelu periodycznego nadawania wynika ze stratności ramek wynikającej z interferencji w wyniku algorytmu ALOHA oraz stratności wynikającej z pozostałych czynników. Stratność ramek w ramach pojedynczego cyklu w algorytmie ALOHA wynosi:

$$L_{aloha} = 1 - e^{-2G_{readout}} \quad (5.15)$$

gdzie:

- $G_{readout}$ – obciążenie łącza rozumiane jako:

$$G_{readout} = (n - 1) \cdot \frac{t_{readout}}{p_{readout}} \quad (5.16)$$

gdzie:

- n – liczba urządzeń w otoczeniu odbiornika

Stratność łączna wynikająca z ALOHA oraz pozostałych czynników wynosi:

$$L = 1 - (1 - L_{aloha})(1 - q) \quad (5.17)$$

gdzie:

- q – stratność pakietów wynikająca z innych czynników

Oczekiwany czas realizacji procesu zdalnego odczytu wynosi:

$$T = -p_{readout} \cdot \log_L n \quad (5.18)$$

5.2.4 Efektywność modelu periodycznego nastłuchu

W przypadku periodycznego nastłuchu ładunek wymagany do działania przez 10 lat jest równy:

$$Q = Q_s \cdot \frac{10 \cdot 365 \cdot 24 \cdot 3600 [s]}{p_s} \quad (5.19)$$

gdzie:

- Q_s – ładunek zużywany na pojedyncze próbkowanie
- p_s – interwał próbkowania

Przy realizacji zdalnego odczytu z miesięczną częstotliwością lub rzadziej, realizacja procesu odczytowego ma znikomy wpływ na wymagany ładunek.

Szybkość realizacji procesu odczytowego w modelu nastłuchu próbkowanego wynika ze stratności wszystkich ramek aż do uzyskania ramki pomiarowej (READOUT).

$$L_{wa} = (1 - (1 - q) \cdot (1 - q)) \quad (5.20)$$

$$L_{s_ALOHA} = 1 - e^{-G_a} \quad (5.21)$$

$$G_a = (n - 1) \cdot \frac{t_a}{p_a} \quad (5.22)$$

$$L_{rr} = (1 - (1 - q) \cdot (1 - q))^2 \quad (5.23)$$

gdzie:

- t_a – czas trwania ramki ACK
- p_a – łączny czas szczelin dla odbioru ramek ACK
- L_{wa} – łączna stratność wymiany ramek WAKE-UP i ACK
- L_{s_ALOHA} – stratność wynikająca z interferencji ramek ACK w ramach szczelinowego ALOHA
- L_{rr} – łączna stratność wymiany ramek REQUEST i READOUT, z powtórzeniem

Ostatecznie stratność w pojedynczym cyklu wynosi:

$$L = 1 - (1 - L_{wa}) \cdot (1 - L_{s_ALOHA}) \cdot (1 - L_{rr}) \quad (5.24)$$

Czas realizacji pojedynczego cyklu wynosi:

$$p_{cycle} = p_s + t_w + p_a + 2 \cdot t_{req} + p_{readout} + t_s \quad (5.25)$$

gdzie:

- t_w – czas trwania ramek WAKE-UP
- t_{req} – czas trwania ramki REQUEST
- $p_{readout}$ – łączny czas szczelin dla odbioru ramek READOUT, wraz z powtórzeniami
- t_s – czas trwania ramki SLEEP

Oczekiwany czas realizacji procesu zdalnego odczytu wynosi:

$$T = -p_{cycle} \cdot \log_L n \quad (5.26)$$

5.2.5 Wyniki

Efektywność procedury odczytu obchodzonego została zbadana z wykorzystaniem elektroniki urządzenia gazomierza wyposażonego w moduł radiowy Spirit1. Parametry komunikacji (tabela 5.2) przekładają się na parametry modeli (tabele 5.3 i 5.4).

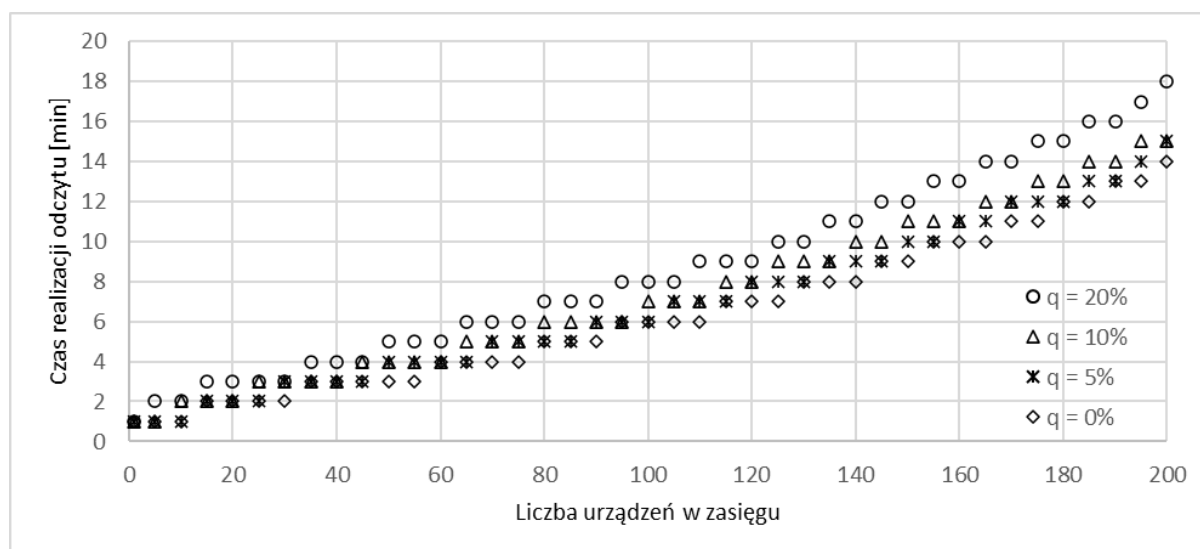
Tabela 5.2 Parametry komunikacji

Parametr	Wartość	Jednostka
Prędkość transmisji	4800	[bit/s]
Modulacja	2-GFSK	
Częstotliwość	868	[MHz]

Poniżej porównane zostały 2 podejścia w zdalnym odczycie liczników mediów. Pierwszy z nich jest powszechnie stosowany m.in. w wodomierzach Diehl, Kamstrup, Landis+Gyr model periodycznego nadawania oparty na protokole wM-Bus, polegający na cyklicznym nadawaniu ramek pomiarowych. Drugim modelem jest schemat periodycznego nastuchu oparty na modelu transmisji i nastuchu zaproponowanym w niniejszej rozprawie.

Tabela 5.3 Parametry modelu periodycznego nadawania

Parametr	Wartość	Jednostka
I_{tx}	33	[mA]
$t_{readout}$	0,167	[s]
$p_{readout}$	60	[s]



Rys. 5.17 Czas odczytu w modelu nadawania

Dla parametrów modelu periodycznego nadawania określonych w tabeli 5.3 ładunek wymagany do działania przez 10 lat wynosi:

$$Q = 33 \cdot 0,167 \cdot \frac{10 \cdot 365 \cdot 24 \cdot 3600}{60} mAs = 8030 mAh \quad (5.27)$$

Oczekiwany czas realizacji procesu zdalnego odczytu zależy od liczby urządzeń w zasięgu oraz poziomu stratności ramek (q) (rys. 5.17).

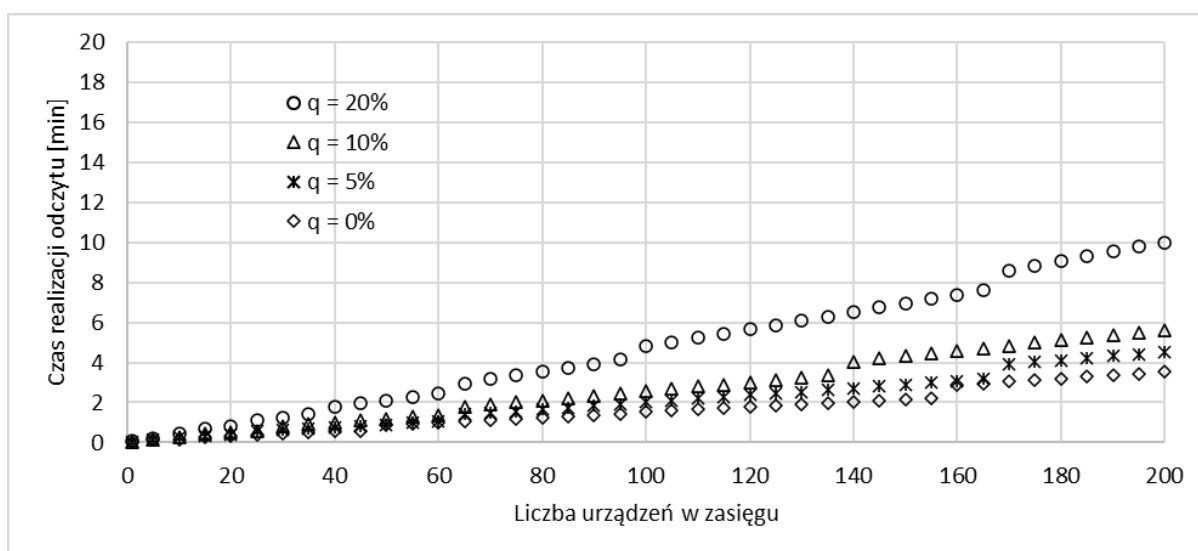
Tabela 5.4 Parametry modelu periodycznego nastuchu

Parametr	Wartość	Jednostka
Q_s	0,168	[mAs]
p_s	3	[s]
t_w	0,020	[s]
t_a	0,020	[s]
p_a	$3 \cdot t_a \cdot (\text{oczekiwane } n)$	[s]
t_{req}	0,020	[s]
$t_{readout}$	0,167	[s]
$p_{readout}$	$t_{readout} \cdot (\text{odebrane } n)$	[s]

Dla parametrów modelu periodycznego nastuchu określonych w tabeli 5.4 ładunek wymagany do działania przez 10 lat wynosi:

$$Q = 0,168 \cdot \frac{10 \cdot 365 \cdot 24 \cdot 3600}{3} mAs = 4096 mAh \quad (5.28)$$

Oczekiwany czas realizacji procesu zdalnego odczytu zależy od liczby urządzeń w zasięgu oraz poziomu stratności ramek (q) (rys. 5.18).



Rys. 5.18 Czas odczytu w modelu nastuchu

Model periodycznego nastuchu, wykorzystujący próbkowanie, pozwala na istotne ograniczenie ilości zużywanej energii oraz znaczące przyspieszenie realizacji procesu zdalnego odczytu obchodzonego. Model periodycznego odbioru przynosi szczególne korzyści dla technik transmisji, które cechują się niskim zużyciem energii na wykonanie próbki względem nadania ramki pomiarowej, w przypadku rzadko realizowanej komunikacji. Ze względu na większą liczbę wymienianych ramek, także występowanie niskiej stratności pakietów faworyzuje model periodycznego nastuchu.

Dla zrealizowanej aplikacji zastosowanie modelu periodycznego nastuchu pozwoliło na ograniczenie zużycia energii o 39% oraz pozwoliło na przyspieszenie procesu odczytu obchodzonego od 1,8 razy ($n=200$, $q=20\%$) do 5,4 razy ($n=10$, $q=0-5\%$) względem powszechnie stosowanego modelu periodycznego nadawania.

6 Podsumowanie

Rozprawa podejmuje problematykę energooszczędności w rozległych sieciach bezprzewodowych niskiej mocy, zagadnienia szczególnie istotnego w kontekście dynamicznego rozwoju i popularyzacji urządzeń Internetu Rzeczy, dla których kluczowym wymaganiem jest zapewnienie długiego czasu pracy przy zastosowaniu zasilania bateryjnego. Choć na czas działania urządzeń IoT na jednej baterii wpływa wiele czynników konstrukcyjnych i programowych, głównym źródłem zużycia energii pozostaje komunikacja bezprzewodowa, na której skupiono się w niniejszej pracy. Pojawianie się nowych technologii komunikacyjnych dedykowanych urządzeniom Internetu Rzeczy świadczy o intensywnym rozwoju metod transmisji danych w tym obszarze. Trend ten widoczny jest w ewolucji rozwiązań takich jak LoRaWAN, Sigfox, UWB czy NB-IoT, jak również we wprowadzaniu trybów energooszczędnych do istniejących standardów komunikacyjnych, w tym Bluetooth czy Wi-Fi. Współczesne technologie oraz moduły radiowe je wspierające otwierają nowe możliwości w zakresie ograniczania zużycia energii, niedostępne w starszych generacjach systemów komunikacyjnych. Jednym z kluczowych obszarów zastosowań technologii komunikacyjnych dedykowanych urządzeniom Internetu Rzeczy są systemy zdalnego odczytu liczników mediów, dla których wymagany jest wieloletni czas pracy urządzeń – co najmniej 5 lat w przypadku wodomierzy oraz co najmniej 10 lat dla gazomierzy.

Celem rozprawy było opracowanie mechanizmów redukcji zużycia energii przez urządzenia IoT na poziomie wszystkich warstw stosu protokołów komunikacyjnych, w sposób umożliwiający znaczące wydłużenie czasu pracy, który nie wymaga wymiany źródła zasilania, przy jednoczesnym zachowaniu pełnej funkcjonalności systemu. W pracy sformułowano tezę, że transmisja danych wykorzystująca nastuch próbkowany oraz ramki wybudzające pozwala na istotne ograniczenie zużycia energii węzłów rozległych sieci bezprzewodowych i zapewnienie wieloletniego czasu ich działania. Cel ten został osiągnięty dzięki właściwej konstrukcji urządzenia, zarządzaniu mocą nadawania w sposób oparty na wynikach pomiarów zmienności warunków transmisji w rzeczywistych sieciach, opracowaniu i wdrożeniu wypracowanego protokołu komunikacyjnego BX-MAC, jego parametryzacji, w zastosowaniu w zdalnym systemie odczytu liczników mediów.

Nowoczesne urządzenia IoT zapewniają łączność dwukierunkową, co umożliwia zdalną rekonfigurację, aktualizację oprogramowania, sterowanie pracą urządzenia, a także realizację funkcji retransmisyjnych. Jednym z kluczowych parametrów urządzenia końcowego jest jego dostępność komunikacyjna, warunkująca możliwość realizacji wymaganej funkcjonalności przy zachowaniu dopuszczalnego opóźnienia transmisji. Dlatego opracowany protokół BX-MAC zapewnia krótki czas wybudzenia urządzenia, przy jednocześnie mniejszym zużyciu energii, niż we wcześniejszych rozwiązaniach opisanych w literaturze oraz w standardach transmisji stosowanych w sieciach o zasięgu miejskim.

Postawiony problem badawczy charakteryzuje się dużą złożonością, gdyż osiągnięcie wysokiej energooszczędności wymaga uwzględnienia tego aspektu w każdym obszarze działania urządzenia. Obejmuje to zarówno projekt sprzętowy i dobór komponentów elektronicznych, jak i warstwę programową, w tym efektywne wykorzystanie trybów uśpienia oraz trybów pracy modułu radiowego, a także opracowanie efektywnego energetycznie schematu komunikacji. W badaniach uwzględniono wszystkie te elementy prac nad rozwojem urządzeń Internetu Rzeczy.

W ramach pracy opisane zostały 15-dniowe badania eksperymentalne obejmujące pomiary mocy sygnału pomiędzy urządzeniami końcowymi a koncentratorami zlokalizowanymi na

dachach budynków. Uzyskane dane umożliwiły określenie zależności mocy sygnału od odległości w rzeczywistym środowisku miejskim. Zgromadzony materiał pomiarowy posłużył także do analizy cech błędów bitowych występujących w komunikacji, a także analizy zmienności mocy sygnału wynikającej z zanikania sygnału o charakterze wolno- i szybkozmiennym. W ramach pracy dopasowano rozkłady gęstości prawdopodobieństwa opisujące te zjawiska – rozkład normalny i Rice’a. Na tej podstawie wyznaczono minimalne wartości mocy sygnału zapewniające skuteczność transmisji na poziomie 95%, co umożliwia ograniczenie mocy nadawania, a tym samym redukcję zużycia energii – zgodnie z celem pracy.

Zrealizowane zostały także symulacje propagacji fal radiowych, co objęło przygotowanie danych, uruchomienie symulacji, przetworzenie danych wynikowych. Dane symulacyjne zestawiono z wynikami pomiarów terenowych, a analiza różnic w mocy odbieranego sygnału umożliwiła weryfikację i kalibrację modelu propagacyjnego. Opracowany model symulacyjny może z powodzeniem służyć do estymacji poziomu mocy sygnału radiowego w zadanym obszarze. Model charakteryzuje się jest średnim błędem szacowania mocy sygnału równym 8,5 dB, co przekłada się na błąd szacowania zasięgu równy 16,4% w przypadku przeszacowania i 18,0% w przypadku niedoszacowania obszaru pokrycia. Wykorzystanie symulacji mocy odbieranego sygnału na etapie planowania sieci stacjonarnej przyczynia się do lepszego rozmieszczenia koncentratorów, które powoduje maksymalizację jakości sygnału i skuteczności komunikacji.

Głównym rezultatem prac badawczych jest opracowanie nowego protokołu komunikacyjnego łącza danych BX-MAC. Definicja protokołu inspirowana jest koncepcją ramki wybudzającej oraz nastuchu próbkowanego znaną z protokołu B-MAC oraz mechanizmem dzielonej preambuły znaną z protokołu X-MAC. Autorskim wkładem jest nowa koncepcja ramek wybudzających, dla których całkowity czas trwania wykrywalnej preambuły jest równy interwałowi próbkowania oraz wykrywalna preambuła podzielona jest pomiędzy kolejne ramki, które nadawane są przez okres 2 interwałów próbkowania w taki sposób, że węzeł odbiorczy wykonując nastuch próbkowania dokładnie co interwał próbkowania odbierze dokładnie jedną ramkę wybudzającą. Oparcie protokołu o ramki wybudzające klasyfikuje protokół łącza danych jako rywalizacyjny asynchroniczny ze względu na brak utrzymywania połączenia i wiedzy węzłów o stanie, w którym znajdują się inne węzły. Zaproponowany sposób komunikacji przynosi znaczącą oszczędność energii węzła końcowego jak i całej sieci, przewyższającą dotychczasowe rozwiązania tej klasy, w różnych scenariuszach użycia.

Istotnym elementem protokołu BX-MAC są także definicje mechanizmów uzupełniających wskazujących węzłowi docelowemu:

- czasu opóźnienia przestania odpowiedzi, co zwiększa efektywność energetyczną dzięki możliwości zastosowania krótszych preambuł ramek wybudzających,
- czasu dodatkowej aktywacji odbiornika, co wspiera efektywną energetycznie komunikację rozgłoszeniową do urządzeń końcowych,
- parametrów rozproszenia czasu nadania odpowiedzi, co umożliwia realizację okresu rywalizacyjnego opartego na protokole szczelinowej ALOHA w odpowiedzi na ramkę rozgłoszeniową.

Przeprowadzono dyskusję sposobu doboru parametrów protokołu oraz omówiono efektywność energetyczną dla urządzeń pełniących rolę węzła końcowego w sieci w topologii gwiazdy oraz rolę retransmitera. Efektywność ta została potwierdzona poprzez weryfikację z wykorzystaniem rzeczywistego urządzenia inteligentnego gazomierza. Wykonana

implementacja w efektywny energetycznie sposób wykorzystata tryby pracy modułu radiowego i mikrokontrolera, co zostało potwierdzone wykonanymi pomiarami zużycia ładunku.

Protokół BX-MAC został wykorzystany w inteligentnym gazomierzu jako element systemu zdalnego odczytu liczników mediów. Opracowany został schemat komunikacji w ramach odczytu obchodzonego, który obejmujący wybudzanie urządzeń, rozpoznanie węzłów w zasięgu, multicastowe odpytanie urządzeń oraz uśpienie. Uzyskana efektywność energetyczna i czas realizacji procesu modelu wykorzystującego protokół BX-MAC porównane zostały z tradycyjnym modelem periodycznego nadawania. Dla zadanych parametrów rozwiązanie oparte o protokół BX-MAC przyniosło ograniczenie zużycia energii o 39% oraz prawie 2-krotne przyspieszenie procesu względem standardowych metod bazujących na wM-Bus, które obecnie są najbardziej popularne na rynku.

W poprawie energooszczędności urządzeń IoT istotna jest każda warstwa protokołu, jednakże największe oszczędności można uzyskać na poziomie warstwy dostępu do łącza, gdzie następuje decyzja o uśpieniu modułu radiowego oraz wybudzaniu się na bardzo krótkie chwile, co istotnie zmniejsza zużycie energii, co pozwoliło na wydłużenie czasu życia nawet do 10 lat w oparciu o standardowe bateryjne źródło energii, co jest wymagane bądź pożądane w wielu aplikacjach, jak np. w branży gazowniczej.

Opracowany w ramach badań protokół ma cechy dużej uniwersalności, w szczególności w ramach aspektu wdrożeniowego znajduje zastosowanie:

- w systemach stacjonarnych (z wykorzystaniem stałych koncentratorów),
- w systemach zdalnego odczytu liczników mediów realizowanego przez inkasentów w sposób obchodzony, gdzie odczyt realizowany jest w cyklu 1- lub 2-miesięcznym,
- w systemach wieloskokowych – do zastosowania w urządzeniach retransmitujących pomiary (z węzłów końcowych poza zasięgiem), a które pozostają zasilane energią z baterii.

Literatura

- [1] J. C. López-Ardao, R. F. Rodríguez-Rubio, A. Suárez-González, M. Rodríguez-Pérez, i M. E. Sousa-Vieira, „Current Trends on Green Wireless Sensor Networks”, *Sensors*, t. 21, nr 13, s. 4281, cze. 2021, doi: 10.3390/s21134281.
- [2] O. Ali, M. K. Ishak, M. K. L. Bhatti, I. Khan, i K.-I. Kim, „A Comprehensive Review of Internet of Things: Technology Stack, Middlewares, and Fog/Edge Computing Interface”, *Sensors*, t. 22, nr 3, s. 995, sty. 2022, doi: 10.3390/s22030995.
- [3] „Emerging Tech: Empower Outcome-Centric IoT with AI”. Gartner, 2024.
- [4] „IoT connections forecast – Ericsson Mobility Report”, ericsson.com. Dostęp: 1 lipca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/dataforecasts/iot-connections-outlook>
- [5] L. S. Vailshery, „Number of Internet of Things (IoT) connections worldwide from 2022 to 2023, with forecasts from 2024 to 2034”, Statista. Dostęp: 1 lipca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.statista.com/statistics/1183457/iot-connected-devices-worldwide/>
- [6] S. Sinha, „State of IoT 2024: Number of connected IoT devices growing 13% to 18.8 billion globally”, IoT Analytics. Dostęp: 1 lipca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://iot-analytics.com/number-connected-iot-devices/>
- [7] M. Kozielski, J. Henzel, Ł. Wróbel, Z. Łaskarzewski, i M. Sikora, „A Sensor Data-Driven Decision Support System for Liquefied Petroleum Gas Suppliers”, *Applied Sciences*, t. 11, nr 8, s. 3474, kwi. 2021, doi: 10.3390/app11083474.
- [8] M. Kozielski i Z. Łaskarzewski, „Matching a Model to a User - Application of Meta-Learning to LPG Consumption Prediction”, w *Advances in Intelligent Networking and Collaborative Systems*, t. 23, F. Xhafa, L. Barolli, i M. Greguš, Red., w *Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, vol. 23. , Cham: Springer International Publishing, 2019, s. 495–503. doi: 10.1007/978-3-319-98557-2_46.
- [9] K. Domino, P. Głomb, i Z. Łaskarzewski, „Classification of LPG clients using the Hurst exponent and the correlation coefficient”, *Theor. Appl. Inform.*, t. 27, nr 1, s. 13–24, grudz. 2015, doi: 10.20904/271013.
- [10] Z. Łaskarzewski, „Application of wireless sensor networks to geological threats monitoring”, *Geology & Information Technology*, nr Wydawnictwo Pracowni Komputerowej Jacka Skalmierskiego, s. 41–50, 2009.
- [11] N. Srivastava i P. Pandey, „Internet of things (IoT): Applications, trends, issues and challenges”, *Materials Today: Proceedings*, t. 69, s. 587–591, 2022, doi: 10.1016/j.matpr.2022.09.490.
- [12] A. Diane, O. Diallo, i E. H. M. Ndoeye, „A systematic and comprehensive review on low power wide area network: characteristics, architecture, applications and research challenges”, *Discov Internet Things*, t. 5, nr 1, s. 7, sty. 2025, doi: 10.1007/s43926-025-00097-6.
- [13] N. S. Chilamkurthy, O. J. Pandey, A. Ghosh, L. R. Cenkeramaddi, i H.-N. Dai, „Low-Power Wide-Area Networks: A Broad Overview of Its Different Aspects”, *IEEE Access*, t. 10, s. 81926–81959, 2022, doi: 10.1109/access.2022.3196182.
- [14] A. Frankiewicz *et al.*, „LP WAN Gateway Location Selection Using Modified K-Dominating Set Algorithm”, w *Modelling, Analysis, and Simulation of Computer and Telecommunication Systems*, t. 12527, M. C. Calzarossa, E. Gelenbe, K. Grochla, R. Lent, i

- T. Czachórski, Red., w *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 12527. , Cham: Springer International Publishing, 2021, s. 209–223. doi: 10.1007/978-3-030-68110-4_14.
- [15] „LoRaWAN® L2 1.0.4 Specification”. LoRa Alliance, października 2020. Dostęp: 10 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://resources.lora-alliance.org/technical-specifications/ts001-1-0-4-lorawan-l2-1-0-4-specification>
- [16] A. Strzoda, K. Grochla, A. Frankiewicz, i Z. Laskarzewski, „Measurements and Analysis of Large Scale LoRa Network Efficiency”, w *2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, Dubrovnik, Croatia: IEEE, maj 2022, s. 818–823. doi: 10.1109/IWCMC55113.2022.9824317.
- [17] H. Rajab, H. Al-Amaireh, T. Bouguera, i T. Cinkler, „Evaluation of energy consumption of LPWAN technologies”, *J Wireless Com Network*, t. 2023, nr 1, s. 118, grudz. 2023, doi: 10.1186/s13638-023-02322-8.
- [18] *802.11ba-2021 - 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 - Amendment 3: Wake-Up Radio Operation*. doi: 10.1109/IEEESTD.2021.9570110.
- [19] *802.11ax-2021 - 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 Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN*. doi: 10.1109/IEEESTD.2021.9442429.
- [20] *802.11be-2024 - 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 Amendment 2: Enhancements for Extremely High Throughput (EHT)*. doi: 10.1109/IEEESTD.2024.11090080.
- [21] *EN 13757-4:2019 – Communication systems for meters – Part 4: Wireless M-Bus communication*, Bruksela., 2019. [Online]. Dostępne na: <https://standards.iteh.ai/catalog/standards/cen/22dc6040-e736-47e3-a05d-1cc573a06163/en-13757-4-2019>
- [22] R. Marjasz, K. Grochla, A. Strzoda, i Z. Laskarzewski, „Simulation Analysis of Packet Delivery Probability in LoRa Networks”, w *Computer Networks*, t. 1039, P. Gaj, M. Sawicki, i A. Kwiecień, Red., w *Communications in Computer and Information Science*, vol. 1039. , Cham: Springer International Publishing, 2019, s. 86–98. doi: 10.1007/978-3-030-21952-9_7.
- [23] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, 2. ed., 18. printing. w Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2009.
- [24] „Radio Regulations Articles”. International Telecommunication Union, 2024. Dostęp: 14 kwietnia 2025. [Online]. Dostępne na: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.49.48.en.101.pdf>
- [25] „ETSI EN 300 220-2 V3.3.1 (2025-03) Short Range Devices (SRD) operating in the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz with power levels ranging up to 500 mW e.r.p.; Part 2: Harmonised Standard for access to radio spectrum for non specific radio equipment”. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), marca 2025. Dostęp: 2 maja 2025. [Online]. Dostępne na:

https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300200_300299/30022002/03.03.01_60/en_30022002v030301p.pdf

- [26] „Directive 2014/53/EU of the European Parliament and of the Council of 16 April 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to the making available on the market of radio equipment and repealing Directive 1999/5/EC”. Official Journal of the European Union, 2014. [Online]. Dostępne na: <https://eur-lex.europa.eu/eli/dir/2014/53/oj/eng>
- [27] „Equipment Authorization – RF Device”. Federal Communications Commission (FCC). [Online]. Dostępne na: <https://www.fcc.gov/oet/ea/rfdevice>
- [28] „Ustawa z dnia 12 lipca 2024 r. – Prawo komunikacji elektronicznej (Dz.U. 2024 poz. 1221).”
- [29] „ERC Recommendation 70-03 - Relating to the use of Short Range Devices (SRD)”. European Radiocommunications Committee, CEPT, aktualizacja 14. 2025 1997. Dostęp: 10 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://docdb.cept.org/download/4635>
- [30] M. Saelens, J. Hoebeke, A. Shahid, i E. D. Poorter, „Impact of EU duty cycle and transmission power limitations for sub-GHz LPWAN SRDs: an overview and future challenges”, *J Wireless Com Network*, t. 2019, nr 1, Art. nr 1, grudz. 2019, doi: 10.1186/s13638-019-1502-5.
- [31] „ETSI EN 300 440 V2.2.1 (2018-07) Short Range Devices (SRD); Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range; Harmonised Standard for access to radio spectrum”. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), lipca 2018. Dostęp: 10 maja 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/300440/02.02.01_60/en_300440v020201p.pdf
- [32] „Zigbee Specification 9 Revision 23 Document 05-3474-23”. Connectivity Standards Alliance, 15 marca 2023. Dostęp: 8 sierpnia 2025. [Online]. Dostępne na: <https://csa-iot.org/wp-content/uploads/2023/04/05-3474-23-csg-zigbee-specification-compressed.pdf>
- [33] *802.15.4-2024 - IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks*, 12 grudnia 2024. doi: 10.1109/IEEESTD.2024.10794632.
- [34] *802.11-2024 - 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*, 28 kwietnia 2025. doi: 10.1109/IEEESTD.2025.10979691.
- [35] J. S. Seybold, *Introduction to RF Propagation*, 1. wyd. Wiley, 2005. doi: 10.1002/0471743690.
- [36] R. L. Freeman, *Fundamentals of telecommunications*, 2nd ed. [Piscataway, N.J.], Hoboken, N.J.: IEEE Press ; Wiley-Interscience, 2005.
- [37] W. C. Stone, „NIST construction automation program, report no. 3: electromagnetic signal attenuation in construction materials”, National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, NIST IR 6055, 1997. doi: 10.6028/NIST.IR.6055.
- [38] D. Owens, S. Ansari, H. Cruickshank, R. Tafazolli, i M. A. Imran, „Building penetration loss measurements and modelling in the 900 and 2100 MHz band for smart meter installation”, *Front. Comms. Net.*, t. 3, s. 1011754, wrz. 2022, doi: 10.3389/frcmn.2022.1011754.

- [39] N. Pinel, C. Bourlier, i J. Saillard, „Degree of Roughness of Rough Layers: Extensions of the Rayleigh Roughness Criterion and Some Applications”, *PIER B*, t. 19, s. 41–63, 2010, doi: 10.2528/PIERB09110907.
- [40] D. Puccinelli i M. Haenggi, „Multipath fading in wireless sensor networks: measurements and interpretation”, w *Proceedings of the 2006 international conference on Wireless communications and mobile computing*, Vancouver British Columbia Canada: ACM, lip. 2006, s. 1039–1044. doi: 10.1145/1143549.1143757.
- [41] Y. Ma *et al.*, „Wireless Wave Attenuation in Forests: An Overview of Models”, *Forests*, t. 15, nr 9, s. 1587, wrz. 2024, doi: 10.3390/f15091587.
- [42] Y. Suzuki i M. Omiya, „Computer simulations for a site-specific modeling of indoor radio wave propagation”, w *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore: IEEE, lis. 2016, s. 123–126. doi: 10.1109/TENCON.2016.7847972.
- [43] D. Zeng, Lu Guizhen, i Lin Jincai, „Measurement at 820MHz for indoor wave propagation”, w *2009 5th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, Xian, China: IEEE, wrz. 2009, s. 204–207. doi: 10.1109/CEEM.2009.5305710.
- [44] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [45] A. Tkac, V. Wieser, i S. Pollak, „Calculation of impulse response in Rician and Rayleigh channel”, w *2012 ELEKTRO*, Rajec Teplice, Slovakia: IEEE, maj 2012, s. 99–102. doi: 10.1109/ELEKTRO.2012.6225580.
- [46] E. Zochmann, K. Guan, i M. Rupp, „Two-ray models in mmWave communications”, w *2017 IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Sapporo: IEEE, lip. 2017, s. 1–5. doi: 10.1109/SPAWC.2017.8227681.
- [47] „Recommendation ITU-R P.1411-12: Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz”. International Telecommunication Union, sierpnia 2023. Dostęp: 15 maja 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1411-12-202308-!!PDF-E.pdf
- [48] N. Sabri, S. A. Aljunid, M. S. Salim, R. Kamaruddin, R. B. Ahmad, i M. F. Malek, „Path Loss Analysis of WSN Wave Propagation in Vegetation”, *J. Phys.: Conf. Ser.*, t. 423, s. 012063, kwi. 2013, doi: 10.1088/1742-6596/423/1/012063.
- [49] M. Hata, „Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, t. 29, nr 3, s. 317–325, sie. 1980, doi: 10.1109/T-VT.1980.23859.
- [50] F. Ikegami, S. Yoshida, T. Takeuchi, i M. Umehira, „Propagation factors controlling mean field strength on urban streets”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 32, nr 8, s. 822–829, sie. 1984, doi: 10.1109/TAP.1984.1143419.
- [51] A. G. Longley i P. Rice, „Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain. A computer method”. Engineering, Computer Science, Environmental Science, 1 lipca 1968. [Online]. Dostępne na: <https://apps.dtic.mil/sti/tr/pdf/AD0676874.pdf>
- [52] European Commission: Directorate-General for the Information Society and Media, „COST Action 231 – Digital mobile radio towards future generation systems: Final Report”. Publications Office, 1999. Dostęp: 20 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://op.europa.eu/en/publication-detail/-/publication/f2f42003-4028-4496-af95-beaa38fd475f/language-en>

- [53] D. N. Schettino, F. J. S. Moreira, i C. G. Rego, „Efficient Ray Tracing for Radio Channel Characterization of Urban Scenarios”, *IEEE Trans. Magn.*, t. 43, nr 4, s. 1305–1308, kwi. 2007, doi: 10.1109/TMAG.2006.890976.
- [54] F. A. Rodríguez-Corbo *et al.*, „Deterministic 3D Ray-Launching Millimeter Wave Channel Characterization for Vehicular Communications in Urban Environments”, *Sensors*, t. 20, nr 18, s. 5284, wrz. 2020, doi: 10.3390/s20185284.
- [55] T. K. Geok, F. Hossain, i A. T. W. Chiat, „A novel 3D ray launching technique for radio propagation prediction in indoor environments”, *PLoS ONE*, t. 13, nr 8, s. e0201905, sie. 2018, doi: 10.1371/journal.pone.0201905.
- [56] Ł. Chróst i Z. Łaskarzewski, „Zarządzanie energią w bezprzewodowych sieciach sensorowych”, *Nowe technologie sieci komputerowych : Praca zbiorowa : T. 1.*, nr Wydaw. Komunikacji i Łączności., 2007.
- [57] S. Hudda i K. Haribabu, „A review on WSN based resource constrained smart IoT systems”, *Discov Internet Things*, t. 5, nr 1, s. 56, maj 2025, doi: 10.1007/s43926-025-00152-2.
- [58] Halaswamy B M i Chethana N S, „Energy-efficient circuit design strategies for IoT devices: A comprehensive review”, *World J. Adv. Res. Rev.*, t. 15, nr 3, s. 571–578, wrz. 2022, doi: 10.30574/wjarr.2022.15.3.0967.
- [59] J. F. Landivar, K. Botirov, H. Sallouha, M. Katz, i S. Pollin, „Batteryless BLE and Light-based IoT Sensor Nodes for Reliable Environmental Sensing”, w *2024 IEEE 35th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Valencia, Spain: IEEE, wrz. 2024, s. 1–6. doi: 10.1109/PIMRC59610.2024.10817258.
- [60] „MSP430F20x3, MSP430F20x2, MSP430F20x1 - MIXED SIGNAL MICROCONTROLLER”. Texas Instruments Incorporated, revised 12.2012 2005. Dostęp: 6 sierpnia 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.ti.com/lit/ds/slas491i/slas491i.pdf>
- [61] „STM32L476xx Datasheet - Ultra-low-power Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 100DMIPS, up to 1MB flash, 128 KB SRAM, USB OTG FS, LCD, ext. SMPS”. STMicroelectronics, lipca 2024. Dostęp: 6 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l476je.pdf>
- [62] „ESP32-WROOM-32 Datasheet”. Espressif Systems, 2025. Dostęp: 5 sierpnia 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32_datasheet_en.pdf
- [63] „EFM32 Gecko Family EFM32G Data Sheet”. Silicon Labs, lipca 2024. Dostęp: 6 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.silabs.com/documents/public/datasheets/efm32g-datasheet.pdf>
- [64] „SAM L10/L11 Family - Ultra Low-Power, 32-bit Cortex-M23 MCUs with TrustZone, Crypto, and Enhanced PTC”. Microchip Technology Inc, 2020. Dostęp: 6 sierpnia 2025. [Online]. Dostępne na: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/SAM-L10L11-Family-DataSheet-DS60001513F.pdf>
- [65] „STM32U575xx Datasheet - Ultra-low-power Arm® Cortex®-M33 32-bit MCU+TrustZone®+FPU, 240 DMIPS, up to 2 MB Flash memory, 786 KB SRAM”. STMicroelectronics, lipca 2024. Dostęp: 6 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32u575ag.pdf>
- [66] „nRF54L15, nRF54L10, and nRF54L05 Wireless SoCs”. Nordic Semiconductor, września 2025. Dostęp: 11 września 2025. [Online]. Dostępne na: <https://docs->

- be.nordicsemi.com/bundle/ps_nrf54L15/page/pdf/nRF54L15_nRF54L10_nRF54L05_Data sheet_v1.0.pdf
- [67] „STLQ015 - 150 mA, ultra low quiescent current linear voltage regulator”. STMicroelectronics, 2020. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stlq015.pdf>
 - [68] „TPS62745, TPS627451 - TPS62745 Dual-cell Ultra Low IQ Step Down Converter for Low Power Wireless”. Texas Instruments Incorporated, 2015. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62745.pdf>
 - [69] „SX1261/2 Datasheet - Long Range, Low Power, sub-GHz RF Transceiver”. Semtech, 2024. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-connect/sx1262>
 - [70] „BlueNRG-2 Datasheet - Bluetooth® LE wireless system-on-chip”. STMicroelectronics, 2025. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/bluenrg-2.pdf>
 - [71] „NANOPOWER SERIES Magnetoresistive Sensor ICs”. Honeywell International Inc., 2025. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://prod-edam.honeywell.com/content/dam/honeywell-edam/sps/siot/en-us/products/sensors/magnetic-sensors/omnipolar-position-sensor-ics/nanopower-series/documents/sps-siot-nanopower-series-datasheet-50095501-c-en-ciid-149711.pdf>
 - [72] „LIS2DH12 - MEMS digital output motion sensor: ultra-low-power high-performance 3-axis «femto» accelerometer”. STMicroelectronics, 2017. Dostęp: 5 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lis2dh12.pdf>
 - [73] „ETSI EN 303 645 V3.1.3 (2024-09) Cyber Security for Consumer Internet of Things: Baseline Requirements”. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), września 2024. Dostęp: 1 marca 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/303600_303699/303645/03.01.03_60/en_303645v03_0103p.pdf
 - [74] Z. Łaskarzewski, „Protokoły dostępu do łącza w bezprzewodowych sieciach sensorowych”, *Nowe technologie sieci komputerowych : Praca zbiorowa : T. 1.*, nr Wydaw. Komunikacji i Łączności., 2006.
 - [75] M. Gorawski, K. Grochla, R. Marjasz, i A. Frankiewicz, „Energy Minimization Algorithm for Estimation of Clock Skew and Reception Window Selection in Wireless Networks”, *Sensors*, t. 21, nr 5, s. 1768, sty. 2021, doi: 10.3390/s21051768.
 - [76] H. Yiğitler, B. Badihi, i R. Jäntti, „Overview of Time Synchronization for IoT Deployments: Clock Discipline Algorithms and Protocols”, *Sensors*, t. 20, nr 20, s. 5928, sty. 2020, doi: 10.3390/s20205928.
 - [77] J. Bai, Z. Zeng, K. M. Abualnaja, i N. N. Xiong, „ADCC: An effective adaptive duty cycle control scheme for real time big data in Green IoT”, *Alexandria Engineering Journal*, t. 61, nr 8, s. 5959–5975, sie. 2022, doi: 10.1016/j.aej.2021.11.026.
 - [78] A. A. Lata i M. Kang, „A Survey on the Evolution of Opportunistic Routing with Asynchronous Duty-Cycled MAC in Wireless Sensor Networks”, *Sensors*, t. 20, nr 15, s. 4112, sty. 2020, doi: 10.3390/s20154112.
 - [79] „Queue and Priority-Aware Adaptive Duty Cycle Scheme for Energy Efficient Wireless Sensor Networks”. Dostęp: 10 września 2025. [Online]. Dostępne na: <https://ieeexplore-1ieee-1org-12vdogr7z0132.han.polsl.pl/document/8963893>

- [80] S. Singh, V. Anand, i P. K. Bera, „A Delay-Tolerant low-duty cycle scheme in wireless sensor networks for IoT applications”, *International Journal of Cognitive Computing in Engineering*, t. 4, s. 194–204, cze. 2023, doi: 10.1016/j.ijcce.2023.04.005.
- [81] A. A. Ahmed i M. Abazeed, „Adaptive dynamic duty cycle mechanism for energy efficient medium access control in wireless multimedia sensor networks”, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, t. 32, nr 12, s. e4364, grudz. 2021, doi: 10.1002/ett.4364.
- [82] J. Jeon i H. Park, „Data Fairness Transmission and Adaptive Duty Cycle through Machine Learning in wireless Sensor Networks”, *JOIV: International Journal on Informatics Visualization*, t. 6, s. 349, cze. 2022, doi: 10.30630/joiv.6.2.998.
- [83] S. Yessad, F. Nait-Abdesselam, T. Taleb, i B. Bensaou, „R-MAC: Reservation Medium Access Control Protocol for Wireless Sensor Networks”, w *32nd IEEE Conference on Local Computer Networks (LCN 2007)*, Dublin, Ireland: IEEE, paź. 2007, s. 719–724. doi: 10.1109/LCN.2007.159.
- [84] Y. Kim, H. Shin, i H. Cha, „Y-MAC: An Energy-Efficient Multi-channel MAC Protocol for Dense Wireless Sensor Networks”, w *2008 International Conference on Information Processing in Sensor Networks (ipsn 2008)*, St. Louis, MO, USA: IEEE, kwi. 2008, s. 53–63. doi: 10.1109/IPSIN.2008.27.
- [85] Injong Rhee, A. Warriier, M. Aia, Jeongki Min, i M. L. Sichitiu, „Z-MAC: A Hybrid MAC for Wireless Sensor Networks”, *IEEE/ACM Trans. Networking*, t. 16, nr 3, s. 511–524, cze. 2008, doi: 10.1109/TNET.2007.900704.
- [86] P. Thubert, „RFC 9030 An Architecture for IPv6 over the Time-Slotted Channel Hopping Mode of IEEE 802.15.4 (6TiSCH)”. Internet Engineering Task Force (IETF), 2021. [Online]. Dostępne na: <https://www.rfc-editor.org/info/rfc9030>
- [87] *802.15.4e-2012 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 1: MAC sublayer*, 16 kwietnia 2012. doi: 10.1109/IEEESTD.2012.6185525.
- [88] Wei Ye, J. Heidemann, i D. Estrin, „An energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks”, w *Proceedings. Twenty-First Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, New York, NY, USA: IEEE, 2002, s. 1567–1576. doi: 10.1109/INFCOM.2002.1019408.
- [89] W. Ye, J. Heidemann, i D. Estrin, „Medium Access Control With Coordinated Adaptive Sleeping for Wireless Sensor Networks”, *IEEE/ACM Trans. Networking*, t. 12, nr 3, s. 493–506, cze. 2004, doi: 10.1109/TNET.2004.828953.
- [90] T. Van Dam i K. Langendoen, „An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks”, w *Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems*, Los Angeles California USA: ACM, lis. 2003, s. 171–180. doi: 10.1145/958491.958512.
- [91] S. Siddiqui, S. Ghani, i A. A. Khan, „ADP-MAC: An Adaptive and Dynamic Polling-Based MAC Protocol for Wireless Sensor Networks”, *IEEE Sensors J.*, t. 18, nr 2, s. 860–874, sty. 2018, doi: 10.1109/JSEN.2017.2771397.
- [92] M. S. Adam *et al.*, „An Adaptive Wake-Up-Interval to Enhance Receiver-Based Ps-Mac Protocol for Wireless Sensor Networks”, *Sensors*, t. 19, nr 17, s. 3732, sie. 2019, doi: 10.3390/s19173732.

- [93] G. Sakya i V. Sharma, „ADMC-MAC: Energy efficient adaptive MAC protocol for mission critical applications in WSN”, *Sustainable Computing: Informatics and Systems*, t. 23, s. 21–28, wrz. 2019, doi: 10.1016/j.suscom.2019.05.001.
- [94] D. Zhang, S. Zhou, i Y. Tang, „A Low Duty Cycle Efficient MAC Protocol Based on Self-Adaption and Predictive Strategy”, *Mobile Netw Appl*, t. 23, nr 4, s. 828–839, sie. 2018, doi: 10.1007/s11036-017-0878-x.
- [95] J. Polastre, View Profile, J. Hill, View Profile, D. Culler, i View Profile, „Versatile low power media access for wireless sensor networks”, w *Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems*, w ACM Conferences. , 2004, s. 95–107. doi: 10.1145/1031495.1031508.
- [96] P. Levis et al., „TinyOS: An Operating System for Sensor Networks”, w *Ambient Intelligence*, W. Weber, J. M. Rabaey, i E. Aarts, Red., Berlin, Heidelberg: Springer, 2005, s. 115–148. doi: 10.1007/3-540-27139-2_7.
- [97] A. El-Hoiydi i J.-D. Decotignie, „WiseMAC: An Ultra Low Power MAC Protocol for Multi-hop Wireless Sensor Networks”, w *Algorithmic Aspects of Wireless Sensor Networks*, S. E. Nikolettseas i J. D. P. Rolim, Red., Berlin, Heidelberg: Springer, 2004, s. 18–31. doi: 10.1007/978-3-540-27820-7_4.
- [98] M. Buettner et al., „X-MAC: a short preamble MAC protocol for duty-cycled wireless sensor networks”, w *Proceedings of the 4th international conference on Embedded networked sensor systems*, w ACM Conferences. , 2006, s. 307–320. doi: 10.1145/1182807.1182838.
- [99] F. Afroz, R. Braun, i Z. Chaczko, „XX-MAC and EX-MAC: Two Variants of X-MAC Protocol for Low Power Wireless Sensor Networks”, *Adhoc & Sensor Wireless Networks*, t. 51, nr 4, 2022.
- [100] Y. Sun, O. Gurewitz, i D. B. Johnson, „RI-MAC: a receiver-initiated asynchronous duty cycle MAC protocol for dynamic traffic loads in wireless sensor networks”, w *Proceedings of the 6th ACM conference on Embedded network sensor systems*, Raleigh NC USA: ACM, lis. 2008, s. 1–14. doi: 10.1145/1460412.1460414.
- [101] „RIX-MAC: An Energy-Efficient Receiver-Initiated Wakeup MAC Protocol for WSNs”, *KSII T/IIS*, t. 8, nr 5, s. 1604–1617, maj 2014, doi: 10.3837/tiis.2014.05.006.
- [102] I. Park, J. Yi, i H. Lee, „A Receiver-Initiated MAC Protocol for Wireless Sensor Networks Based on Tree Topology”, *International Journal of Distributed Sensor Networks*, t. 2015, s. 1–10, 2015, doi: 10.1155/2015/950656.
- [103] T. Heimfarth, J. C. Giacomini, E. P. De Freitas, G. F. Araujo, i J. P. De Araujo, „PAX-MAC: A Low Latency Anycast Protocol with Advanced Preamble”, *Sensors*, t. 20, nr 1, s. 250, sty. 2020, doi: 10.3390/s20010250.
- [104] J. Baker-Jarvis i S. Kim, „The Interaction of Radio-Frequency Fields With Dielectric Materials at Macroscopic to Mesoscopic Scales”, *J Res Natl Inst Stand Technol*, t. 117, s. 1–60, luty 2012, doi: 10.6028/jres.117.001.
- [105] S. S. Zhekov, O. Franek, i G. F. Pedersen, „Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner]”, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, t. 62, nr 1, s. 72–81, luty 2020, doi: 10.1109/MAP.2019.2955680.
- [106] E. Harinda, A. J. Wixted, A.-U.-H. Qureshi, H. Larijani, i R. M. Gibson, „Performance of a Live Multi-Gateway LoRaWAN and Interference Measurement across Indoor and Outdoor Localities”, *Computers*, t. 11, nr 2, s. 25, luty 2022, doi: 10.3390/computers11020025.

- [107] P. Masek *et al.*, „Measurements of LoRaWAN Technology in Urban Scenarios: A Data Descriptor”, *Data*, t. 6, nr 6, s. 62, cze. 2021, doi: 10.3390/data6060062.
- [108] R. El Chall, S. Lahoud, i M. El Helou, „LoRaWAN Network: Radio Propagation Models and Performance Evaluation in Various Environments in Lebanon”, *IEEE Internet Things J.*, t. 6, nr 2, s. 2366–2378, kwi. 2019, doi: 10.1109/JIOT.2019.2906838.
- [109] S. Grutta, „AN5528 Application note - Radio communication range estimation in ISM band”. STMicroelectronics, lipca 2022. Dostęp: 2 maja 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5528-radio-communication-range-estimation-in-ism-band-stmicroelectronics.pdf
- [110] V. V. Diaz i D. Marcano Aviles, „A Path Loss Simulator for the 3GPP 5G Channel Models”, w *2018 IEEE XXV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*, Lima: IEEE, sie. 2018, s. 1–4. doi: 10.1109/INTERCON.2018.8526374.
- [111] H. Poddar *et al.*, „Overview of 3GPP Release 19 Study on Channel Modeling Enhancements to TR 38.901 for 6G”, 29 lipca 2025, *arXiv*: arXiv:2507.19266. doi: 10.48550/arXiv.2507.19266.
- [112] „3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 19)”. 3GPP, czerwca 2025. Dostęp: 9 lipca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173>
- [113] „CC1020 Low-Power RF Transceiver for Narrowband Systems”. Texas Instruments Incorporated, 2018. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc1020.pdf>
- [114] A. Brachman, Z. Łaskarzewski, i Ł. Chróst, „Analysis of transmission errors in 869.4-869.65 MHz frequency band”, zaprezentowano na Sixth International Working Conference on Performance Modeling and Evaluation of Heterogeneous Networks HET-NETs 2010, Zakopane, sty. 2010.
- [115] „SX1261/2 Datasheet - Long Range, Low Power, sub-GHz RF Transceiver”. Semtech, 2024. Dostęp: 3 czerwca 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-connect/sx1262>
- [116] „SPIRIT1 - Low data rate, low power sub-1GHz transceiver”. STMicroelectronics, 2021. Dostęp: 5 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/spirit1.pdf>
- [117] 802.15.4e-2012 - *IEEE Standard for Ethernet*, 29 lipca 2022. doi: 10.1109/IEEESTD.2022.9844436.
- [118] *ISO 11898-1:2024 Road vehicles — Controller area network (CAN) Part 1: Data link layer and physical coding sublayer*, Genewa., maja 2024. [Online]. Dostępne na: <https://www.iso.org/standard/86384.html>
- [119] *Universal Serial Bus Specification, Revision 2.0*, 27 kwietnia 2000. [Online]. Dostępne na: https://usb.org/sites/default/files/usb_20_20250603.zip
- [120] „ETSI TS 103 357 V1.1.1 (2018-06) Short Range Devices; Low Throughput Networks (LTN); Protocols for radio interface A”. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), czerwca 2018. Dostęp: 2 lipca 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/103300_103399/103357/01.01.01_60/ts_103357v010101p.pdf

- [121] „LoRaWAN® Regional Parameters RP002-1.0.4”. LoRa Alliance, września 2022. Dostęp: 10 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://resources.lora-alliance.org/technical-specifications/rp002-1-0-4-regional-parameters>
- [122] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh, i G. Giannakis, „On the estimation of the K parameter for the Rice fading distribution”, *IEEE Commun. Lett.*, t. 5, nr 3, s. 92–94, mar. 2001, doi: 10.1109/4234.913150.
- [123] Z. Łaskarzewski i A. Brachman, „Measurement based model of wireless propagation for short range transmission”, zaprezentowano na Sixth International Working Conference on Performance Modeling and Evaluation of Heterogeneous Networks HET-NETs 2010, Zakopane, 16 stycznia 2010.
- [124] J. Magliacane, *SPLAT! RF Signal Propagation, Loss, And Terrain*. Dostęp: 2 października 2024. [Online]. Dostępne na: <https://www.qsl.net/kd2bd/splat.html>
- [125] R. Coudé, *Radio Mobile - RF propagation simulation software*. Dostęp: 2 października 2024. [Online]. Dostępne na: <http://radiomobile.pe1mew.nl/>
- [126] *OPNET Modeler*. Riverbed. Dostęp: 4 października 2024. [Online]. Dostępne na: <https://support.riverbed.com/content/support/software/opnet-model/modeler.html>
- [127] *Softwright Terrain Analysis Package (TAP)*. Softwright LLC. Dostęp: 4 października 2024. [Online]. Dostępne na: <https://www.softwright.com/tap-2/>
- [128] *MATLAB*. The MathWorks Inc. Dostęp: 4 października 2024. [Online]. Dostępne na: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [129] „Shuttle Radar Topography Mission DTED Level 1 (3-arc second) Data (DTED-1)”. NASA. Dostęp: 6 października 2024. [Online]. Dostępne na: https://cmr.earthdata.nasa.gov/search/concepts/C1220555800-USGS_LTA.html
- [130] D. Ames, *MapWindow GIS*. Dostęp: 15 października 2024. [Online]. Dostępne na: <https://www.mapwindow.org/>
- [131] A. S. Tanenbaum, *Computer networks*, 5th ed. Boston: Prentice Hall, 2011.
- [132] K. Grochla, A. Strzoda, R. Marjasz, P. Głomb, K. Książek, i Z. Łaskarzewski, „Energy-Aware Algorithm for Assignment of Relays in LP WAN”, *ACM Trans. Sen. Netw.*, t. 18, nr 4, s. 1–23, lis. 2022, doi: 10.1145/3544561.
- [133] J. J. Labrosse, *Micro C/OS-II: the real-time kernel; [use this complete portable, ROMable, scalable preemptive RTOS in your own product]*, 2. ed., [Nachdr.]. w Meets requirements for safety-critical systems. San Francisco, Calif.: CMP Books, 2007.
- [134] „ST-IGG-0201:2023 Protokół komunikacyjny SMART-GAS”. Izba Gospodarcza Gazownictwa, 2023. [Online]. Dostępne na: <https://www.igg.pl/produkt/st-igg-02012023/>
- [135] Z. Łaskarzewski, „SMART-GAS, standard komunikacji z rejestratorami gazomierzowymi i gazomierzami inteligentnymi – funkcjonalność i przykłady implementacji”, zaprezentowano na IX Sympozjum Top-Gaz Rogów, Bronisławów, 2017.
- [136] „S2-LP - Ultra-low power, high performance, sub-1 GHz transceiver”. STMicroelectronics, 2025. Dostęp: 5 maja 2025. [Online]. Dostępne na: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/s2-lp.pdf>
- [137] „STLINK-V3PWR Source measurement unit (SMU) and debugger/programmer for STM32 microcontrollers”. STMicroelectronics, stycznia 2024. Dostęp: 1 lutego 2025. [Online]. Dostępne na: https://www.st.com/resource/en/data_brief/stlink-v3pwr.pdf

- [138] Z. Łaskarzewski, „Efektywność schematu komunikacji liczników mediów w procesie zdalnego odczytu obchodzonego”, *Przegląd Telekomunikacyjny*, t. 1, nr 4, s. 219–222, sie. 2024, doi: 10.15199/59.2024.4.47.

Spis rysunków

Rys. 2.1	Podział pasma 868–870 MHz	14
Rys. 2.2	Pierwsza strefa Fresnela między nadajnikiem i odbiornikiem	17
Rys. 2.3	Model Two-Ray Ground	23
Rys. 2.4	Moc sygnału w funkcji odległości w modelu Two-Ray Ground (źródło: [45])	24
Rys. 2.5	Schemat zasilania modułu radiowego SX1262 (źródło: [58])	30
Rys. 2.6	Schemat wewnętrzny sensora pola magnetycznego SM351LT	31
Rys. 2.7	Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole B-MAC	36
Rys. 2.8	Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole WiseMAC	37
Rys. 2.9	Schemat działania węzła źródłowego i docelowego w protokole X-MAC	37
Rys. 3.1	Lokalizacja testowa jednego z koncentratorów	40
Rys. 3.2	Urządzenia końcowe i antena koncentratora	41
Rys. 3.3	Format ramki w badaniach eksperymentalnych	42
Rys. 3.4	Pomiary sieci wM-Bus, dzień 11	43
Rys. 3.5	Pomiary sieci wM-Bus, dzień 12	43
Rys. 3.6	Skuteczność komunikacji w funkcji dystansu dla pomiarów wM-Bus	44
Rys. 3.7	Liczba odebranych ramek wM-Bus w funkcji odległości	44
Rys. 3.8	Moc sygnału w funkcji odległości	45
Rys. 3.9	Odsetek przekłamanych bajtów w funkcji mocy sygnału	47
Rys. 3.10	Histogram liczby połączeń dla średniej liczby przekłamanych bajtów	47
Rys. 3.11	Średnia moc sygnału dla ramek ze wskazaną liczbą przekłamanych bitów	48
Rys. 3.12	Liczba przekłamań bitów na poszczególnych pozycjach	48
Rys. 3.13	Liczba przekłamań bitów na pozycjach z ciągami powtarzających się wartości bitowych	49
Rys. 3.14	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 02	51
Rys. 3.15	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 03	51
Rys. 3.16	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 04	51
Rys. 3.17	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 07	51
Rys. 3.18	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 08	51
Rys. 3.19	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0A	52
Rys. 3.20	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0B	52
Rys. 3.21	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 0E	52
Rys. 3.22	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 10	52
Rys. 3.23	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 11	52
Rys. 3.24	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 12	53
Rys. 3.25	Przebieg mocy sygnału ramek z urządzenia końcowego 13	53
Rys. 3.26	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 02	54
Rys. 3.27	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 03	54
Rys. 3.28	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 04	54

Rys. 3.29	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 07.....	54
Rys. 3.30	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 08.....	54
Rys. 3.31	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0A	55
Rys. 3.32	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0B	55
Rys. 3.33	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0E	55
Rys. 3.34	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 10.....	55
Rys. 3.35	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 11.....	55
Rys. 3.36	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 12.....	56
Rys. 3.37	Histogramy mocy sygnału odbieranego z urządzenia 13.....	56
Rys. 3.38	Przebieg zanikania szybkozmiennego dla urządzenia 08	57
Rys. 3.39	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 02	57
Rys. 3.40	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 03	58
Rys. 3.41	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 04	58
Rys. 3.42	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 07	58
Rys. 3.43	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 08	59
Rys. 3.44	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0A.....	59
Rys. 3.45	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0B.....	59
Rys. 3.46	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 0E	60
Rys. 3.47	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 10	60
Rys. 3.48	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 11	60
Rys. 3.49	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 12	61
Rys. 3.50	Histogram residuum mocy sygnału odbieranego z urządzenia 13	61
Rys. 3.51	Mapa topograficzna obszaru Żoliborza z naniesionymi budynkami.....	69
Rys. 3.52	Mapa mocy sygnału ze wszystkich koncentratorów	70
Rys. 3.53	Histogram różnic wartości zmierzonych i oszacowanych.....	74
Rys. 4.1	Ramki wybudzające i nasłuch próbkowany w protokole BX-MAC.....	78
Rys. 4.2	Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC, z RESP_DELAY	79
Rys. 4.3	Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC, z RESP_DELAY wskazującym na dalsze szczeliny.....	80
Rys. 4.4	Schemat transmisji rozgłoszeniowej w protokole BX-MAC, z LISTEN_DELAY	81
Rys. 4.5	Stratność i przepustowość szczelinowego ALOHA w ramach BX-MAC	82
Rys. 4.6	Etapy nadawania ramek wybudzających w protokole BX-MAC	83
Rys. 4.7	Wartości T_a oraz wypełnienia transmisją dla modulacji GFSK, 4800 bit/s: $T_g = 20$ ms, $T_s = 1000$ ms	84
Rys. 4.8	Najkrótsza preambuła w protokole BX-MAC	85
Rys. 4.9	Komunikacja z urządzeniem końcowym w sieci w topologii gwiazdy	88
Rys. 4.10	Komunikacja realizowana przez retransmitter	90
Rys. 4.11	Ramki wybudzające z opóźnieniem potwierdzenia, $k = 7$	91
Rys. 4.12	Liczba szczelin ominiętych wskutek opóźnienia.....	91
Rys. 4.13	Dzienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania dla protokołu B-MAC.....	92

Rys. 4.14	Dzienne zużycie energii w zależności od interwału próbkowania dla protokołu X-MAC	93
Rys. 4.15	Zużycie energii w funkcji interwału próbkowania dla wybranych liczb ramek wybudzających	94
Rys. 4.16	Zużycie energii w funkcji liczby ramek wybudzających dla interwału próbkowania $T_s = 2500$ ms	95
Rys. 4.17	Zużycie energii w funkcji liczby ramek wybudzających dla interwału próbkowania $T_s = 2500$ ms – obserwacja minimum	95
Rys. 4.18	Porównanie efektywności energetycznej protokołów	96
Rys. 5.1	Wygląd wewnętrzny urządzenia gazomierza	100
Rys. 5.2	Stany pracy modułu radiowego Spirit1	101
Rys. 5.3	Przebieg nasłuchu próbkowanego autonomicznego	102
Rys. 5.4	Przebieg nasłuchu próbkowanego z wyłączeniem modułu	103
Rys. 5.5	Przebieg nasłuchu próbkowanego z pozostawianiem w trybie czuwania	104
Rys. 5.6	Przebieg nasłuchu próbkowanego z harmonogramowaniem i wyłączeniem modułu	106
Rys. 5.7	Przebieg nasłuchu próbkowanego z harmonogramowaniem i czuwaniem modułu	106
Rys. 5.8	Prąd średni dla różnych sposobów realizacji nasłuchu próbkowanego w funkcji interwału próbkowania	108
Rys. 5.9	Prąd średni względem autonomicznego nasłuchu próbkowanego w funkcji interwału próbkowania	108
Rys. 5.10	Narzędzia do pomiaru poboru prądu	109
Rys. 5.11	Wykres prądu w funkcji czasu dla nasłuchu próbkowanego z interwałem 1 s	110
Rys. 5.12	Wykres pojedynczej próbki w autonomicznym nasłuchu próbkowanym	110
Rys. 5.13	Wykres poboru prądu w funkcji czasu dla nasłuchu próbkowanego z interwałem 12 s	111
Rys. 5.14	Przebieg zużycia prądu dla pojedynczej próbki, etapy przetwarzania	111
Rys. 5.15	Wykres zużycia prądu podczas pojedynczej komunikacji (odbiór ramki i transmisja odpowiedzi), ramka multicastowa	112
Rys. 5.16	Schemat komunikacji odczytu obchodzonego	114
Rys. 5.17	Czas odczytu w modelu nadawania	117
Rys. 5.18	Czas odczytu w modelu nasłuchu	118

Spis tabel

Tabela 2.1	Pasma 868–870 MHz	15
Tabela 2.2	Klasyfikacja zakresów fal radiowych	16
Tabela 2.3	Tłumienności różnych materiałów, dla częstotliwości 900 MHz	19
Tabela 2.4	Wartość współczynnika β w zależności od otoczenia	25
Tabela 2.5	Przykładowe mikrokontrolery współcześnie stosowane w urządzeniach IoT	28
Tabela 3.1	Przyjęte parametry transmisji wM-Bus	41
Tabela 3.2	Liczba ramek z i bez błędów	46
Tabela 3.3	Parametry zmienności wartości pomiarów mocy sygnału oraz rozkładów	62
Tabela 3.4	Uzyskane wartości błędów i odchylenia standardowego symulacji mocy sygnału	74
Tabela 3.5	Tablica pomyłek dla szacowania istnienia lub braku zasięgu radiowego	75
Tabela 5.1	Porównanie podejść realizacji nastuchu próbkowanego	107
Tabela 5.2	Parametry komunikacji	117
Tabela 5.3	Parametry modelu periodycznego nadawania	117
Tabela 5.4	Parametry modelu periodycznego nastuchu	118