

Politechnika Warszawska

W Y D Z I A Ł E L E K T R O N I K I
I T E C H N I K I N F O R M A C Y J N Y C H



Instytut Systemów Elektronicznych

Praca dyplomowa inżynierska

na kierunku Elektronika
w specjalności Elektronika i Fotonika

Bezprzewodowy czujnik do kontroli poziomu
w zbiornikach asenizacyjnych
z powiadomieniami w czasie rzeczywistym

Jakub Stankiewicz

Numer albumu 297333

promotor
dr inż. Sławomir Szostak

WARSZAWA 2025

Bezprzewodowy czujnik do kontroli poziomu w zbiornikach asenizacyjnych z powiadomieniami w czasie rzeczywistym

Streszczenie

Współcześnie brakuje ekonomicznych, bezprzewodowych i jednocześnie bezkontaktowych rozwiązań umożliwiających monitorowanie poziomu zapełnienia przydomowych zbiorników asenizacyjnych. W niniejszej pracy przedstawiono projekt układu odpowiadającego na te potrzeby. Opracowane rozwiązanie obejmuje dwa odrębne urządzenia: moduł pomiarowy wykorzystujący czujnik ultradźwiękowy do pomiaru poziomu cieczy oraz stację bazową; oba oparte o mikrokontroler z serii STM32WL z wbudowanym interfejsem radiowym LoRa. Przeprowadzone testy potwierdziły poprawne działanie modułów, które stanowią fundament do stworzenia kompleksowej platformy monitorowania, wpisującej się w ramy współczesnych systemów Internetu Rzeczy. XDDDDDDDDDDDDDDDDDDDDDD

Słowa kluczowe: czujnik ultradźwiękowy, zbiornik asenizacyjny, Internet Rzeczy, interfejs LoRa, STM32WL, monitoring, komunikacja bezprzewodowa, pomiar bezkontaktowy, poziom cieczy.

Wireless sensor for monitoring septic tank levels with real-time notifications

Abstract

Nowadays, there is a lack of economical, wireless, and contactless solutions for monitoring the fill levels of domestic septic tanks. This thesis presents the design of a system addressing these needs. The developed solution consists of two separate devices: a measurement module employing an ultrasonic sensor for liquid level detection, and a base station — both built on STM32WL microcontrollers with an integrated LoRa radio interface. The conducted tests confirmed the correct operation of the modules, which lay a foundation for the development of a comprehensive monitoring platform fitting into the framework of modern Internet of Things systems.

Keywords: ultrasonic sensor, septic tank, Internet of Things, LoRa interface, STM32WL, monitoring, wireless communication, contactless measurements, fill level.

Spis treści

Wprowadzenie	7
Część I. Analiza stanu wiedzy i dobór narzędzi	9
1. Przegląd technik pomiarowych i istniejących rozwiązań	10
1.1. Poziomierze siłowe	11
1.2. Poziomierze ciśnieniowe	12
1.3. Poziomierze elektryczne	13
1.4. Poziomierze wykorzystujące fale mechaniczne	14
1.5. Poziomierze wykorzystujące fale elektromagnetyczne	16
1.6. Inne czujniki odległości	17
1.7. Mierniki stosowane w zbiornikach asenizacyjnych	19
1.7.1. Rejestrator poziomu Wi-Fi RU Solid IP65	19
1.7.2. Novabo	20
1.7.3. Signax	20
1.7.4. SZ-02	21
1.7.5. ALERT GM-S II	22
1.8. Porównanie gotowych rozwiązań	22
1.9. Wybór rodzaju czujnika	23
2. Założenia projektowe	24
Część II. Projekt i implementacja	25
3. Schemat blokowy urządzenia	26
4. Dobór elementów	27
4.1. Czujnik ultradźwiękowy	27
4.2. Mikrokontrolery	28
4.3. Oszylatory	30
4.4. Anteny	31
4.5. Wyświetlacz	31
5. Schematy elektryczne, obwody drukowane, obliczenia i symulacje	32
5.1. Wybór narzędzi	32
5.2. Schematy urządzeń	32
5.2.1. Stacja bazowa	32

5.2.2. Moduł pomiarowy	40
5.2.3. Tor nadawczy i odbiorczy	42
5.3. Obwody drukowane	45
5.3.1. Stacja bazowa	47
5.3.2. Moduł pomiarowy	48
5.4. Obliczenia i symulacje	49
5.4.1. Stabilizator modułu pomiarowego	49
5.4.2. Moduł pomiarowy – czas życia przy zasilaniu baterijnym	51
5.4.3. Moduł pomiarowy – dopasowanie toru radiowego	52
6. Projekt obudowy	58
Część III. Realizacja prototypu i weryfikacja	59
7. Montaż	60
8. Pierwsze uruchomienie	63
9. Popełnione błędy	65
Część IV. Rewizja druga	67
10. Projekt	68
10.1. Schematy elektryczne	68
10.2. PCB	72
11. Testy	74
11.1. Testy elektryczne	74
11.2. Testy komunikacji bezprzewodowej	75
12. Wnioski	78
Podsumowanie	81
Bibliografia	83
Wykaz symboli i skrótów	85
Spis rysunków	88
Spis tabel	89
Załączniki	90
A. Schemat elektryczny urządzenia	91

Wprowadzenie

Rozwój Internetu Rzeczy (IoT) jest jednym z głównych filarów Czwartej Rewolucji Przemysłowej. Z tego powodu inteligentne urządzenia elektroniczne zyskują coraz większą popularność, stopniowo dominując rynek konsumencki. Powstaje coraz więcej rozwiązań, których celem jest oszczędzanie czasu oraz ułatwianie użytkownikom codziennych czynności. Są to przykładowo obsługiwane zdalnie, z poziomu telefonu, czujniki temperatury, inteligentne programatory światel lub gniazdek, czy systemy zdalnej kontroli wizualnej. Rozwiązania niektórych problemów pozostawiają wciąż szerokie możliwości poprawy. Jednym z nich jest monitorowanie poziomu zapełnienia przydomowego zbiornika asenizacyjnego. Na terenach, do których nie została doprowadzona sieć kanalizacyjna, powszechnie jest instalowanie podziemnych, bezodpływowych zbiorników na ścieki. Rozwiązanie to stawia przed użytkownikiem szereg dylematów, począwszy od dobrania odpowiedniego umiejscowienia, poprzez kontrolowanie szczelności pojemnika i stopnia jego zapełnienia, aż do zaplanowania wywozu nieczystości. Następstwa związane z użytkowaniem nieszczelnego lub przepelenionego szamba są wielopoziomowe: bakteriologiczne, toksykologiczne i prawne. Konsekwencje natury prawnej wiążą się z karami pieniężnymi, w kwotach nawet do 500 złotych. W świetle obecnie rosnącego znaczenia ekologii, warto również zwrócić uwagę na problem, jakim jest przedostanie się do gruntu materiałów zakaźnych, takich jak wirusy, bakterie i pasożyty oraz toksycznych związków chemicznych. Zatrucie agresywną chemią może być trwałe i utrzymywać się latami. Konsekwencje są tym groźniejsze, im bliżej uszkodzonego zbiornika znajdują się cieki wodne czy studnie.

Analiza rynku konsumenckiego wykazała, że dostępne są gotowe rozwiązania opisanego problemu monitorowania poziomu zapełnienia przydomowego szamba. Tradycyjne podejścia najczęściej opierają się na rozwiązaaniach takich jak pływaki mechaniczne czy czujniki zanurzeniowe, i są obarczone szeregiem ograniczeń. Wspomniane urządzenia pomiarowe wymagają ciągłego kontaktu z medium w agresywnym środowisku, co prowadzi do ich stopniowego zużycia i potencjalnych awarii, a tym samym kosztownych dla użytkownika częstych przeglądów technicznych i wymian. Problem z tradycyjnymi metodami pojawią się również podczas regularnego opróżniania zbiornika, kiedy konieczne jest wcześniejsze wyjęcie czujnika lub zastosowanie specjalnych środków ostrożności w celu jego ochrony. Wprowadzenie bardziej zaawansowanych, bezkontaktowych metod pomiaru pozwoliłoby na poprawę komfortu użytkowników oraz na uproszczenie monitorowania przydomowego szamba. W wielu branżach coraz częściej stawia się na bezprzewodowe i energooszczędnne urządzenia elektroniczne. Stosowanie takich rozwiązań pozwala nie tylko na automatyzację procesu, ale również na integrację systemów z innymi urządzeniami w ramach Internetu Rzeczy (IoT – ang. *Internet of Things*). Przegląd dostępnych rozwiązań pozwolił wysnuć wniosek, że większość istniejących urządzeń do pomiaru poziomu zapełnienia zbiornika asenizacyjnego, choć skuteczna, nie spełnia wszystkich wymagań gospodarstw domowych. Wady, jakimi są obarczone, to najczęściej wysokie zużycie energii lub konieczność zasilania sieciowego, co znaczco ogranicza miejsca, gdzie możemy je zastosować.

Celem niniejszej pracy jest opracowanie energooszczędnego, bezprzewodowego urządzenia badającego poziom zapełnienia przydomowego zbiornika asenizacyjnego. Proponowane rozwiązanie wykorzystuje technologię ultradźwiękową, która, jak pokazano w następnym rozdziale pracy, gwarantuje wysoką dokładność, bez konieczności kontaktu czujnika z medium, jakim są ścieki kanalizacyjne.

Wykorzystanie zasilania baterijnego umożliwia stosowanie urządzenia w każdym miejscu, bez potrzeby stałego podłączenia do sieci elektrycznej. Ważnym aspektem projektu jest również modularność, czyli możliwość dostosowania urządzenia do potrzeb użytkownika poprzez zastosowanie innego rodzaju czujników poziomu. Dzięki modularności możliwa jest także łatwa wymiana poszczególnych elementów systemu, co pozytywnie wpływa na obniżenie kosztów serwisowania urządzenia i wydłużenie jego żywotności. Projekt zakłada poszukiwanie równowagi między jakością a ceną. Niniejsza praca ma na celu nie tylko do opracowania funkcjonalnego urządzenia, ale też do wykazania, że wbrew temu co sugerują dostępne na rynku urządzenia, możliwe jest połączenie takich cech jak energooszczędność, przystępna cena, niezawodność oraz modularność w jednym. Tym sposobem powstanie systemu, który nie tylko ułatwi obsługę szamb, ale także wpisze się w globalny trend automatyzacji, optymalizacji procesów monitorowania środowiska oraz rozwoju Internetu Rzeczy.

Część I.

Analiza stanu wiedzy i dobór narzędzi

1. Przegląd technik pomiarowych i istniejących rozwiązań

Metody pomiaru poziomu cieczy można podzielić między innymi na bezpośrednie i pośrednie [1]. Metody bezpośrednie wymagają obecności osoby, która może odczytać wartość pomiaru – odczyt jest wzrokowy. Metody pośrednie wykorzystują najczęściej jakieś urządzenie lub wielkość fizyczną, za pomocą których pośrednio można zmierzyć poziom cieczy.

Poziomierze do pomiaru **bezpośredniego**:

- wziernikowe,
- prętowe,
- sondujące:
 - strunowe,
 - taśmowe.

Poziomierze do pomiaru **pośredniego**:

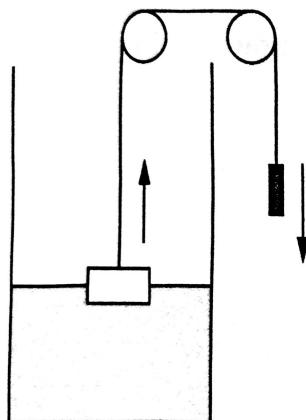
- siłowe:
 - pływakowe,
 - wyporowe,
 - wagowe,
- ciśnieniowe:
 - hydrostatyczne,
 - piezometryczne,
- elektryczne:
 - oporowe,
 - pojemnościowe,
- wykorzystujące fale mechaniczne:
 - akustyczne,
 - ultradźwiękowe,
- wykorzystujące fale elektromagnetyczne:
 - radarowe,
 - optyczne,
 - jądrowe.

W ramach niniejszej pracy zdecydowano się wykorzystać metody pozwalające na autonomiczne

działanie urządzenia. W związku z tym metody bezpośrednie w dalszej części przeglądu literaturowego zostaną pominięte.

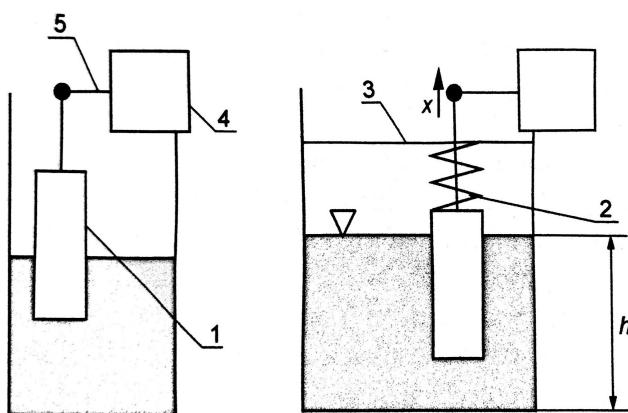
1.1. Poziomierze siłowe

Poziomierz pływakowy opiera swoje działanie na unoszącym się na powierzchni elemencie – pływaku, którego ruch, na przykład poprzez linię, przekłada się na przemieszczenie ciężarka lub innego przedmiotu będącego poza zbiornikiem, co pozwala uzyskać informację o szukanym poziomie cieczy – zgodnie ze schematem na rys. 1. Do ich zalet należą: prosta budowa, bardzo duże zakresy pomiarowe (do 40 metrów) i dokładność [1]. Do wad należy kontakt pływaka z badanym medium, co może doprowadzić z czasem do jego degradacji.



Rysunek 1. Schemat poziomierza pływakowego [1, s. 241]

Poziomierz wyporowy jest odmianą opisanego wcześniej poziomierza pływakowego. W tym wariantie na pływak 1 (rys. 2), działa pewna siła wyporu związanego z zanurzeniem, która jest następnie przekazywana za pomocą dźwigni 5 lub sprężyny 2 do czujnika 4 (na przykład tensometrycznego) i przeliczona na szukaną wielkość – poziom cieczy. Podstawa sprężyny zamocowana jest w miejscu 3. Zaletą takiego podejścia jest dokładność. Wadą jest fakt, że wskazanie zależy od gęstości cieczy [1].



Rysunek 2. Schemat poziomierza wyporowego [1, s. 242]

Poziomierz wagowy jest koncepcyjnie naprzestszym rozwiązaniem, ponieważ opiera się na pomiarze masy. Urządzenia te bazują na tensometrach i przekształcają przyłożoną siłę w postaci ciężaru ciała w sygnał elektryczny. Zaletami są wysoka dokładność, szeroki zakres pomiarowy, długowieczność oraz niska wrażliwość na zmiany temperatur [2]. W kontekście pomiarów zbiornika bezodpływowego zamontowanego pod ziemią istnieje jedna krytyczna wada czujników tensometrycznych – problemy z instalacją. Zbiornik na odpady musi zostać umieszczony na platformie wagowej lub innej strukturze, która umożliwi pomiar ciężaru tylko zbiornika wraz z zawartością.

Opisane wyżej poziomierze siłowe nie nadają się do monitorowania poziomu wypełnienia w zbiornikach bezodpływowych. Wynika to z faktu, że zawartość zbiornika nie jest jednorodna – nie ma jednakowej gęstości, która wpływa między innymi na siłę wyporu nurnika, więc wskazania mogą być zniekształcone. Dodatkowo, na dnie szamba z czasem gromadzą się ciężkie zanieczyszczenia – kamień moczowy oraz osad denny, które są trudne do wypompowania [3]. Ich obecność może negatywnie wpłynąć na dokładność wskazania poziomierza wagowego. Ponadto, zastosowanie pływaka wymaga stworzenia dodatkowej infrastruktury – mechanizmu z liną oraz systemu przekształcającego przemieszczenie ciężarka połączonego z pływakiem na sygnał elektryczny.

1.2. Poziomierze ciśnieniowe

Poziomierz hydrostatyczny to typ, w którym wysokość słupa cieczy obliczana jest na podstawie ciśnienia panującego w zbiorniku. W najprostszym przypadku na dnie zbiornika znajduje się króciec pomiarowy 1 (rys. 3) z czujnikiem ciśnienia albo zastosowana jest sonda, przesyłająca sygnał do układu przetwarzania poza zbiornikiem. Na podstawie jego wskazań oraz znajomości ciśnienia atmosferycznego i gęstości badanej cieczy możliwe jest obliczenie wysokości zgodnie ze wzorem:

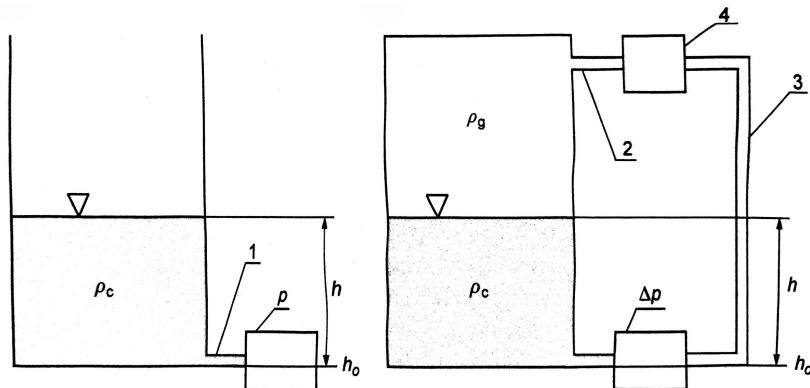
$$P = P_{at} + \rho \cdot g \cdot h \quad (1)$$

gdzie:

- P – całkowite ciśnienie,
- P_{at} – ciśnienie zewnętrzne wywierane na ciecz (np. atmosferyczne),
- ρ – gęstość cieczy,
- g – przyspieszenie ziemskie,
- h – wysokość słupa cieczy.

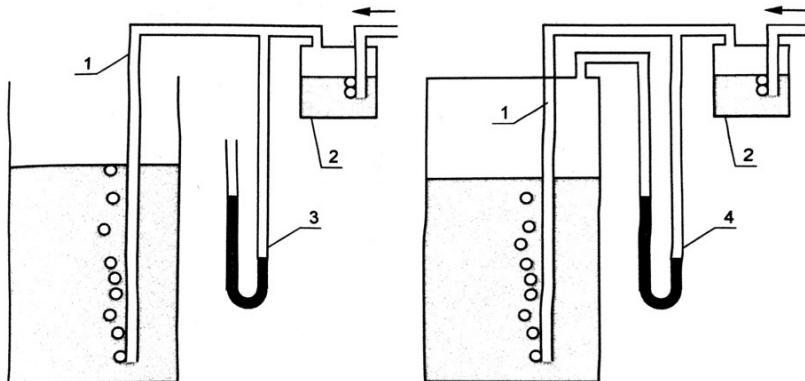
W przypadku zbiorników zamkniętych (ciśnieniowych) konieczne jest stosowanie różnicowych czujników ciśnienia, ponieważ kluczową kwestią dla dokładności pomiaru jest znajomość ciśnienia gazu lub pary znajdującej się nad cieczą. W tym wypadku króciec pomiarowy znajduje się zarówno na dnie jak i ponad lustrem cieczy 2. Doprowadzenie ciśnienia nad cieczą do czujnika odbywa się za pomocą przewodu impulsowego 3. Zaletą poziomierzy hydrostatycznych jest ich dokładność, stabilność oraz odporność na zanieczyszczenia [4]. Do wad należy zależność wskazania od gęstości cieczy oraz kontakt czujnika z medium. Należy również mieć na uwadze, że w przypadku pomiaru różnicowego wewnętrz króćca górnego będzie się gromadził kondensat, który powinien zbierać się w dodatkowym zbiorniku 4.

Poziomierz piezometryczny zwany jest również pneumatycznym, a jego zasada działania polega na



Rysunek 3. Schemat poziomierza hydrostatycznego [1, s. 243]

pomiarze ciśnienia w rurce piezometrycznej 3 (rys. 4), które rośnie lub maleje w zależności od ciśnienia hydrostatycznego panującego na wysokości umieszczonej w cieczy rurki pomiarowej 1. Ciśnienie hydrostatyczne jest kompensowane przez ciśnienie powietrza wtłaczanego do rurki przez kompresor albo reduktor – w efekcie mierzona ciecz nie dostaje się do rurki piezometrycznej. Istnieje również wariant dla zbiorników zamkniętych, jednak nie jest on zalecany. W takim wypadku wykorzystywany jest różnicowy czujnik ciśnienia 4. Zaletą tej metody jest możliwość stosowania do cieczy



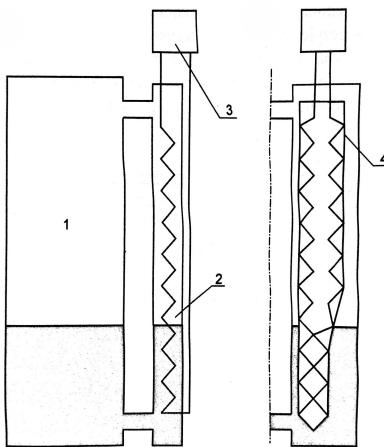
Rysunek 4. Schemat poziomierza piezometrycznego [1, s. 245]

agresywnych. Wady to: potrzeba ciągłego dostarczania powietrza, niebezpieczeństwo zanieczyszczenia rurki piezometrycznej, występujący błąd systematyczny związany ze spadkiem ciśnienia w rurce wskutek dużej ilości przepływającego gazu oraz wpływ gęstości na wynik pomiaru [1].

1.3. Poziomierze elektryczne

Poziomierze oporowe występują w różnych wariantach (rys. 5). Pomiar polega na badaniu zmian konduktancji układu sonda 2 – ścianka zbiornika 1 lub sonda 4 – sonda 4. W przypadku pierwszym konduktancja ulega zmianie, ponieważ wraz ze wzrostem poziomu cieczy skraca się długość „rezystora”, czyli sondy oraz ścianki zbiornika. W drugim przypadku dwie sondy (taśmy oporowe) są zamknięte wewnętrz koszulki izolacyjnej 4, a opływająca je ciecz powoduje ich zbliżenie oraz zwarcie, co przekłada się na zmianę przewodności. Zaletami są bardzo prosta budowa oraz niski koszt. Niestety rozwiązanie to nie sprawdza się w przypadku cieczy o dużej zmienności przewodności. Dodatkowo sondy mają kontakt z medium.

Poziomierze pojemnościowe działają na zasadzie zmiany pojemności układu (rys. 6). Wewnętrz



Rysunek 5. Schemat poziomierza oporowego (konduktancyjnego). Od lewej: układ z jedną sondą, układ z dwiema sondami [1, s. 246]

zbiornika z badaną cieczą znajdują się dwa elementy imitujące okładki kondensatora, mogą być to kombinacje: sonda – rura, sonda – zbiornik, sonda – sonda. Jedna z „okładek” jest zawsze pokryta izolacją elektryczną. Zmiana pojemności układu występuje wskutek zmian przenikalności elektrycznej ośrodka pomiędzy okładkami kondensatora – jeżeli poziom cieczy podnosi się, to pojemność kondensatora ulega zwiększeniu, ponieważ jest ona proporcjonalna do współczynnika przenikalności względnej ośrodka, zgodnie ze wzorem (2) dla idealnego kondensatora płaskiego wypełnionego dielektrykiem:

$$C = \frac{\epsilon \cdot S}{d} \quad (2)$$

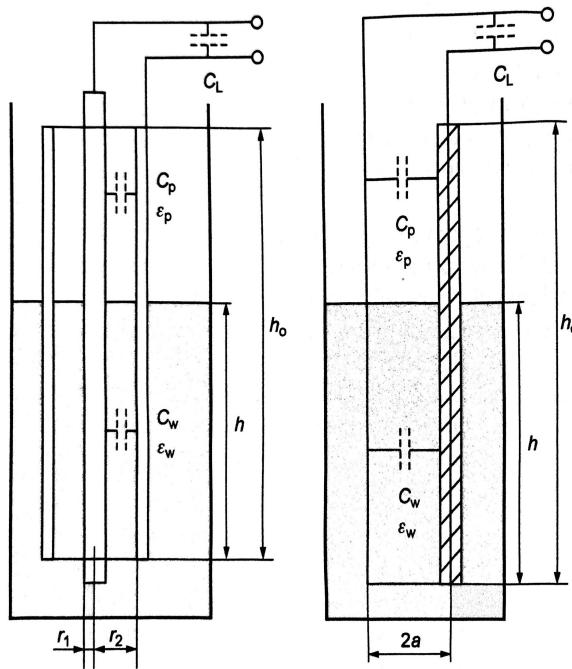
gdzie:

- S – powierzchnia okładek kondensatora,
- C – pojemność kondensatora,
- ϵ – względny współczynnik przenikalności elektrycznej ,
- d – odległość okładek kondensatora.

Zaletami poziomierzy pojemnościowych są: możliwość stosowania dla cieczy (kwasy, zasady, oleje, cieczki lepkie) i ciał stałych oraz możliwość stosowania w agresywnych środowiskach (wysokie ciśnienia i temperatury). Wadą są niepewność pomiaru sięgająca od 2 do 3 % oraz dodatkowe błędy wynikające ze zmiany przenikalności dielektrycznej materiału na skutek m.in. wahania wilgotności.

1.4. Poziomierze wykorzystujące fale mechaniczne

Poziomierze akustyczne i ultradźwiękowe działają na podobnej zasadzie. Fala mechaniczna z nadajnika wysyłana jest w kierunku mierzonego lustra cieczy, po czym w wyniku gwałtownej zmiany gęstości ośrodka, odbija się od granicy ośrodka i powraca do odbiornika. Różnica między jednym i drugim rozwiązaniem polega na tym, że w przypadku fali akustycznej zmieniana jest częstotliwość sygnału tak, aby po odbiciu powstała fala stojąca, co poprawia jakość odebranego sygnału. W przypadku czujników ultradźwiękowych mierzony jest czas powrotu fali. Zaletą czujników tego rodzaju jest brak kontaktu



Rysunek 6. Schemat poziomierza pojemnościowego. Od lewej: czujnik cylindryczny, strunowy [1, s. 248]

z cieczą, wysoka dokładność oraz szybkość. Do wad należą: wrażliwość na warunki atmosferyczne – zmianę temperatury i wilgotności oraz wysoki koszt [4]. W związku z istnieniem systematycznego błędu związanego z temperaturą, przewidziane zostały rozwiązania, które pozwalają go wyeliminować. Można użyć reflektora 2, który umieszczany jest w znanej odległości od sensora 1, co kompensuje zmienność prędkości fali w funkcji temperatury. Wtedy pomiar poziomu może zostać obliczony według wzoru (3):

$$h = h_0 - \frac{c \cdot t}{2} \quad (3)$$

gdzie:

- h – wysokość słupa cieczy,
- h_0 – odległość czujnika i dna zbiornika,
- c – prędkość fali w ośrodku,
- t – czas od nadania do odebrania sygnału.

W przypadku, kiedy zastosowany zostanie element odbijający falę, wzór upraszcza się do postaci (4):

$$h = h_0 - \frac{h_1 \cdot t}{t_1} \quad (4)$$

gdzie:

- h – wysokość słupa cieczy,
- h_0 – odległość czujnika i dna zbiornika,

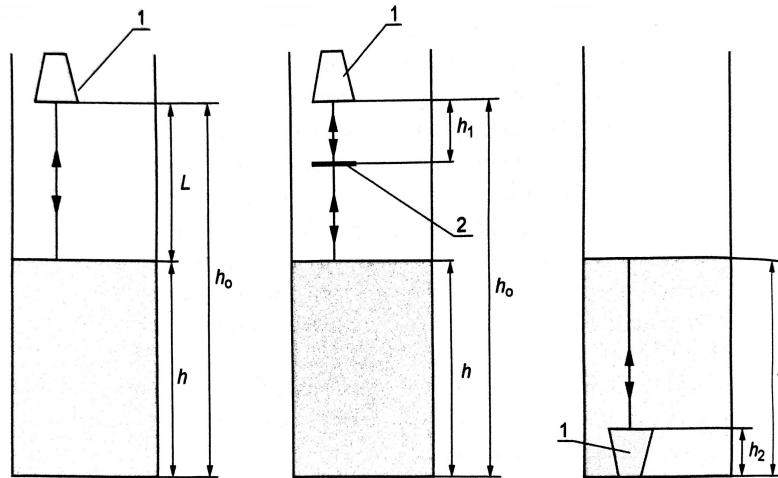
- h_1 – odległość czujnika i reflektora,
- t – czas od nadania do odebrania sygnału,
- t_1 – czas od nadania do odebrania sygnału przy odbiciu od reflektora.

Umieszczenie czujnika na dnie zbiornika upraszcza równanie jeszcze bardziej (5):

$$h = \frac{c \cdot t}{2} + h_2 \quad (5)$$

gdzie:

- h – wysokość słupa cieczy,
- h_2 – odległość czujnika od dna zbiornika,
- c – prędkość fali w ośrodku,
- t – czas od nadania do odebrania sygnału.



Rysunek 7. Poziomierze ultradźwiękowe. Od lewej: czujnik nad poziomem cieczy, z reflektorem, czujnik wewnętrzny badanego medium [1, s. 252]

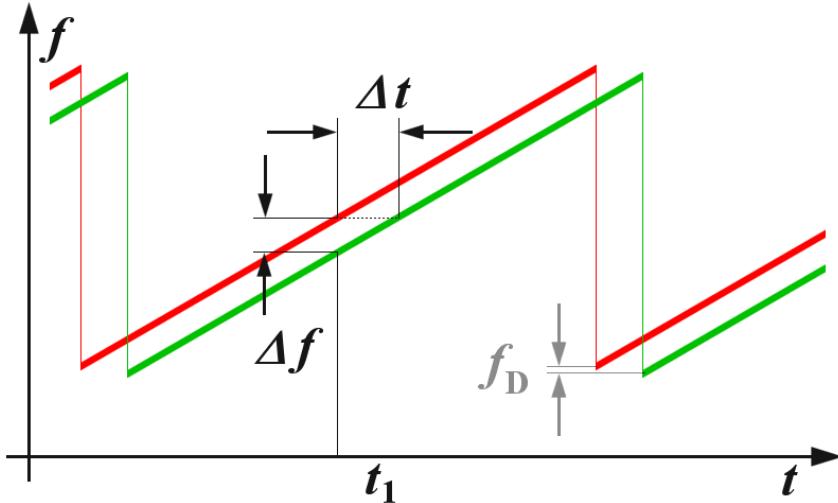
1.5. Poziomierze wykorzystujące fale elektromagnetyczne

Poziomierze radarowe wykorzystujące mikrofale, podobnie jak ultradźwiękowe, mierzą czas nadejścia odbitej fali. Istnieją rozwiązania, w których fala porusza się w powietrzu – poziomierze z anteną stożkową, lub takie, w których wykorzystany jest falowód w postaci pręta – poziomierze z anteną prętową [1]. Fala odbija się od granicy między ośrodkami różniącymi się względną przenikalnością elektryczną. Ten typ czujników to tak zwane czujniki radarowe impulsowe [5]. Istnieją jeszcze czujniki typu FMCW (ang. *Frequency-Modulated Continuous-Wave*) z modulacją częstotliwościową, gdzie różnica częstotliwości sygnału nadawanego i odbieranego w danym momencie jest zamieniana na informację o odległości obiektu zgodnie ze wzorem (6):

$$L = \frac{c_0 \cdot |\Delta t|}{2} = \frac{c_0 \cdot |\Delta f|}{2 \cdot \frac{df}{dt}} \quad (6)$$

gdzie:

- L – odległość,
- c_0 – prędkość światła,
- δt – różnica czasu między sygnałem odebranym i nadawanym,
- f – częstotliwość fali.



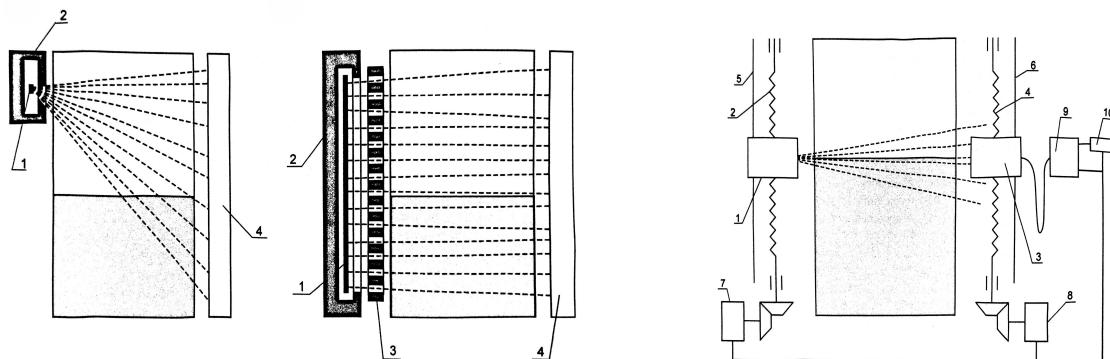
Rysunek 8. Przesunięcie częstotliwości sygnału odebranego i nadanego w sygnale piłokształtnym [5]

Zaletami czujników FMCW jest niemal zerowa strefa martwa pomiaru (porównywalna z długością użytej fali) oraz bardzo wysoka dokładność pomiarów [6].

Poziomierze z tłumieniem promieniowania nie ograniczają się jedynie do tłumienia promieniowania izotopowego – może to być również fala ultradźwiękowa lub elektromagnetyczna. Tłumienie promieniowania izotopowego jest wykorzystywane w bardzo niesprzyjających warunkach – wysokiej temperaturze, czy ciśnieniu, w przypadku ciężkich i lepkich środowisk oraz różnych agresywnych środowiskach. Z uwagi na właściwości promieniowania gamma to właśnie ono jest najczęściej wykorzystywane, ponieważ przechodzi przez ścianki zbiorników [1]. Każdy system pomiarowy z tłumieniem promieniowania składa się z nadajnika i detektora. Na ilustracji 9. zobrazowane zostały metody ze stałym położeniem źródła promieniowania oraz w układzie nadążnym, gdzie położenie źródła promieniowania 1 i detektora 3 porusza się w góre w miarę zapełniania zbiornika tak, aby moc przechodzącego promieniowania była stała, co zapewnia sprężenie zwrotne sygnału, który trafia do przetwornika wtórnego i regulatora 9 aż do urządzenia odczytowego pomiaru 10. Oba te elementy umieszczone są na ułożyskowanych śrubach pociągowych 2, które napędzane są przez kątową przekładnię zębatą 7 i 8. Nadajnik i detektor umocowane są na wózkach poruszającymi się wzdłuż śruby pociągowej. W wózkach znajdują się gwintowane otwory. Pozbawione możliwości obrotu przez prowadnice 5 i 6 poruszają się góra – dół.

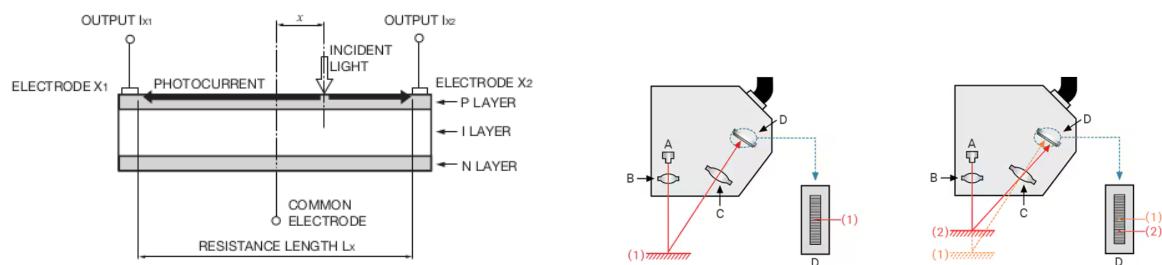
1.6. Inne czujniki odległości

Czujniki triangulacyjne opisują drugą obok czujników ToF (ang. *Time of Flight*) grupę czujników. Czujniki triangulacyjne wykorzystują techniki bazujące na zależnościach geometrycznych. Do tej grupy należą między innymi detektory na podczerwień PSD (rys. 10) emitujące światło podczerwone, które po odbiciu od badanego obiektu pada na matrycę światłoczułą, generującą fotoprąd i w zależności



Rysunek 9. Zasada działania czujników z tłumieniem promieniowania. Po lewej w układzie ze stałym położeniem nadajnika. Po prawej w układzie nadążającym

od natężenia prądu wypływającego z każdego z wyjść pozwala ustalić położenie plamki na matrycy [7]. Wykorzystanie tych czujników byłoby możliwe do określenia poziomu zapełnienia zbiornika, ale wymagałoby to elementu odbijającego światło, który unosiłby się na powierzchni cieczy. W dodatku musiałby on zawsze znajdować się w tym samym położeniu, żeby nie stracić zależności geometrycznych.



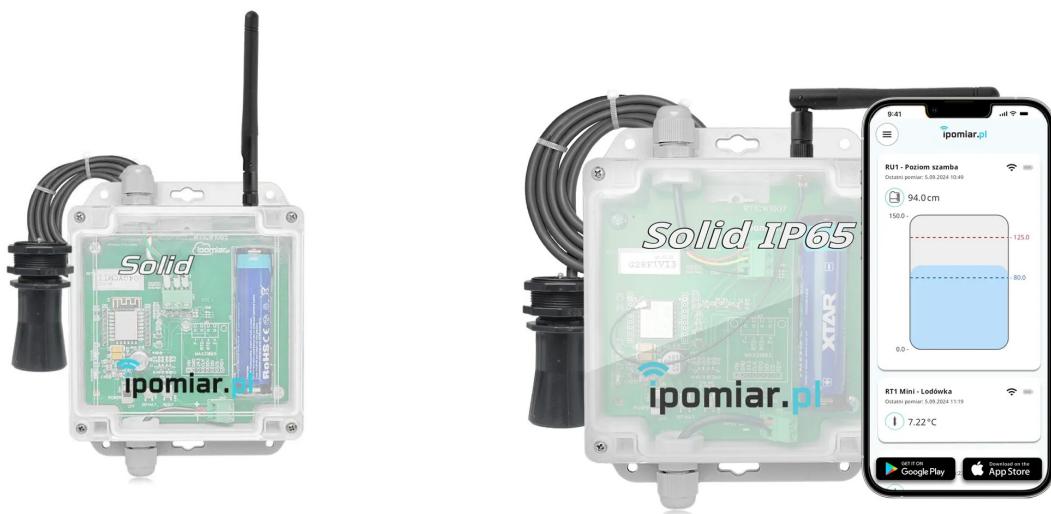
Rysunek 10. Zasada działania czujników triangulacyjnych [7]

1.7. Mierniki stosowane w zbiornikach asenizacyjnych

1.7.1. Rejestrator poziomu Wi-Fi RU Solid IP65

Czujnik firmy Termipol (rys. 11) z siedzibą w Lublińcu. Koszt około **800 PLN**. Specyfikacja techniczna:

- czujnik ultradźwiękowy z gumowym przewodem o długości 5 m;
- zakres pomiarowy: 28 — 750 cm;
- zasilanie: akumulator PCM oraz zasilacz sieciowy 5V (w zestawie);
- łączność: Wi-Fi 2,4 GHz;
- zasięg komunikacji: do 150 m;
- czas pracy na baterii: do 365 dni
- stopień ochrony: IP65;
- warunki pracy: temperatura od -25°C do 60°C, wilgotność poniżej 80% RH;
- typ pomiaru: ciągły.



Rysunek 11. Czujnik poziomu Wi-Fi RU Solid IP65

1.7.2. Novabo

Czujnik firmy Novabo (rys. 12) z siedzibą w Gdańsku. Koszt około **2339 PLN** (polski dystrybutor Aquatechnika Water Recycling Technology). Specyfikacja techniczna:

- typ: pływakowy lub konduktancyjny, hermetyczny;
- długość przewodu czujnika: 5 m;
- zasilanie: 230 V;
- typ pomiaru: sygnalizacja.
- certyfikacja CE.



Rysunek 12. Czujnik poziomu Novabo

1.7.3. Signax

Urządzenie firmy Signax (rys. 13) z siedzibą w Opolu. Koszt około **335 PLN**. Specyfikacja techniczna:

- czujnik zanurzeniowy konduktancyjny;
- sygnalizacja osiągnięcia określonego poziomu;
- zasięg komunikacji: do 250 m w terenie otwartym;
- częstotliwość pracy: 868 MHz;
- zasilanie nadajnika: 2 baterie AA,
- zasilanie odbiornika: 2 baterie AA lub opcjonalnie zasilacz sieciowy;
- wymiary: 25 × 16 × 12 cm;
- waga: 1,3 kg;
- typ pomiaru: sygnalizacja.

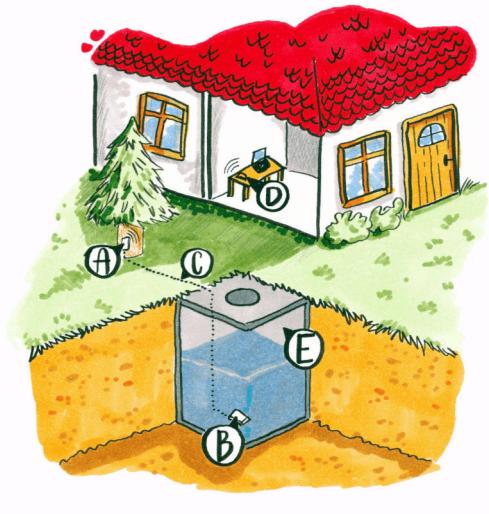


Rysunek 13. Czujnik poziomu Signax

1.7.4. SZ-02

Czujnik firmy mojdomek.eu (rys. 14) z siedzibą w Sadach. Koszt około **599 PLN**. Specyfikacja techniczna:

- typ czujnika: hydrostatyczny;
 - zasilanie: 4 baterie AA, zapewniające do 4 lat pracy;
 - temperatura pracy: Od -30°C do +50°C;
 - łączność Wi-Fi;
 - powiadomienia PUSH;
 - aplikacja mobilna i internetowa;
 - możliwość połączenia z firmą wywożącą nieczystości;
 - typ pomiaru: ciągły.

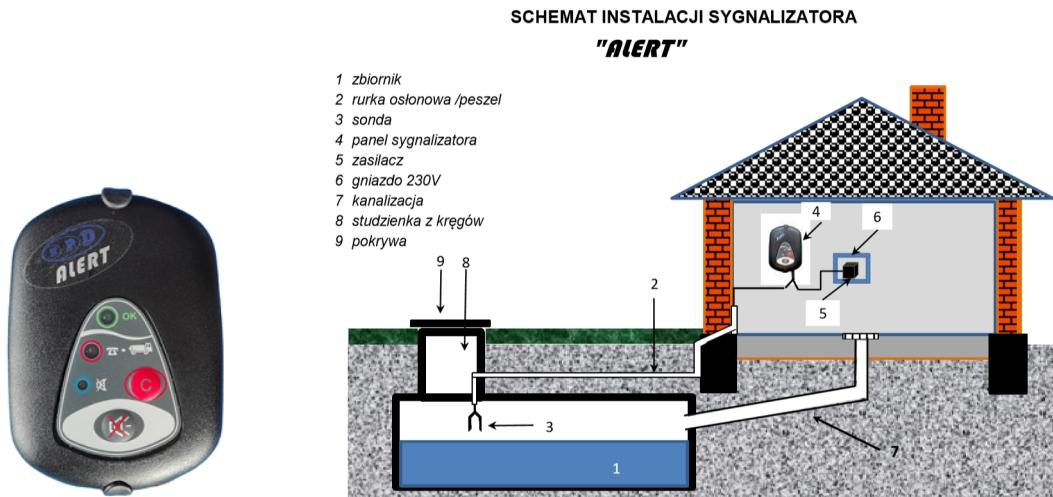


Rysunek 14. Czujnik poziomu SZ-02

1.7.5. ALERT GM-S II

Czujnik firmy HPD (rys. 15) z siedzibą w Słupnie. Koszt około **329 PLN**. Specyfikacja techniczna:

- zasilanie: 230 V;
- typ czujnika: konduktancyjny.
- długość przewodu czujnika: > 100 m;
- typ pomiaru: sygnalizacja.



Rysunek 15. Czujnik poziomu ALERT GM-S II

1.8. Porównanie gotowych rozwiązań

Analiza dostępnych na rynku rozwiązań wykazała brak urządzeń, które spełniałyby wszystkie przyjęte na wstępie założenia. Najbardziej zaawansowany i jednocześnie oferujący bezkontaktowy pomiar czujnik – RU Solid IP65 oferuje szeroki zakres pomiarowy i zasięg rzędu 150 m, lecz czas pracy przy zasilaniu z baterii jest ograniczony, a cena najwyższa ze wszystkich. Rozwiązania pływakowe, konduktancyjne i hydrostatyczne (np. Novabo, Signax, ALERT GM-S II, SZ-02) są koncepcyjnie prostsze, jednak wymagają kontaktu z medium, co stoi w sprzeczności z założeniami. W związku z powyższym, projektowany czujnik ma za zadanie wypełnić lukę rynkową: zapewnić pomiar bezkontaktowy, komunikację radiową o większym zasięgu niż Wi-Fi, niskie zużycie energii umożliwiające wieloletnią pracę na baterii oraz cenę konkurencyjną lub niższą niż jakiegokolwiek czujnika. Zbiorcze porównanie czujników znajduje się w 1.

Tabela 1. Porównanie gotowych rozwiązań

Urządzenie	Czujnik	Interfejs	Zasięg	Żywotność	Cena [zł]
Wi-Fi RU Solid IP65	ultradźwiękowy	Wi-Fi 2,4 GHz	150 m	1 rok	800
SZ-02	hydrostatyczny	Wi-Fi 2,4 GHz	150 m	4 lata	599
Signax	konduktancyjny	radiowy 868 MHz	250 m	∞	335
ALERT GM-S II	konduktancyjny	przewodowy	100 m	∞	329
Novabo	pływakowy/ konduktancyjny	przewodowy	5 m	∞	2339

1.9. Wybór rodzaju czujnika

W przeglądzie technik pomiarowych do monitorowania poziomu cieczy przedstawiono różnorodne podejścia: od bezpośrednich, takich jak poziomierze wzernikowe czy prętowe, po metody pośrednie, w tym wykorzystujące siły wyporu, ciśnienie, właściwości elektryczne (konduktancję i pojemność), fale mechaniczne i elektromagnetyczne. W analizie uwzględniono ich zalety i wady. Po rozważeniu różnych metod zdecydowano się na zastosowanie czujników ultradźwiękowych. Czujniki ultradźwiękowe zostały wybrane ze względu na swoje kluczowe zalety:

- brak kontaktu z medium, co zapobiega problemom związanym z degradacją i osadzaniem zanieczyszczeń;
- wysoka dokładność i szybkość działania;
- szeroki zakres pomiarowy;
- brak zależności od gęstości, czy przewodności badanej cieczy.

Choć ultradźwięki mogą być wrażliwe na zmiany temperatury i wilgotności, zastosowanie kompensacji błędów, takich jak wykorzystanie wzorcowego reflektora, pozwala skutecznie poprawić ich dokładność. Te cechy czynią je optymalnym wyborem dla monitorowania poziomu w zbiornikach bezodpływowych.

2. Założenia projektowe

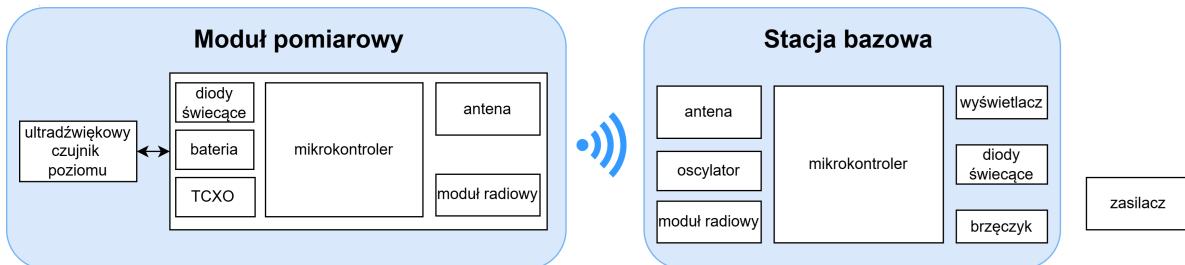
Na podstawie analizy istniejących rozwiązań oraz przeglądu literatury określono szereg wymagań technicznych, jakie powinno spełniać urządzenie. Wiadomo, że będzie pracowało w środowisku zewnętrznym, bez dostępu do sieci energetycznej lub innych źródeł energii. Dokładność odczytów poziomu szamba nie jest kluczowa i odchylenia rzędu centymetrów nie wpłyną na użyteczność systemu. Istotna z punktu widzenia potencjalnego nabywcy jest wygoda użytkowania, czyli urządzenie powinno być proste w instalacji oraz niewymagające serwisowania. Na tej podstawie sformułowano następujące główne założenia funkcjonalne i projektowe urządzenia:

- zasilanie baterijne,
- praca na baterii: minimum 5 lat,
- komunikacja bezprzewodowa,
- zasięg komunikacji: minimum 50 metrów,
- dokładność pomiaru: do 10 centymetrów,
- koszt: do 300 złotych.

Część II.

Projekt i implementacja

3. Schemat blokowy urządzenia



Rysunek 16. Schemat blokowy urządzenia

Pierwszym krokiem projektowym było stworzenie schematu blokowego urządzenia – rys. 16. Całe urządzenie składa się z dwóch modułów: pomiarowego oraz odbiorczego, zwanego stacją bazową. Moduł pomiarowy to urządzenie monitorujące poziom zbiornika, który przesyła informacje o stopniu zapełnienia do stacji bazowej. Jego najważniejszymi elementami są: czujnik ultradźwiękowy oraz mikrokontroler. Moduł ten składa się dodatkowo z:

- oscylatora TCXO 32 MHz,
- baterii,
- anteny,
- diod świecących.

Powodem wybrania temperaturowo kompensowanego oscylatora TCXO (ang. *Temperature Compensated Crystal Oscillator*) są potencjalne wahania temperatury. TCXO według noty aplikacyjnej [8] jest droższym, lecz lepszym rozwiązaniem w porównaniu do standardowego oscylatora kwarcowego – szczególnie w kontekście dokładności oscylacji. Dzięki TCXO można osiągnąć mniejszy dryft (ang. *drift*). Zaletą tego rozwiązania jest możliwość pracy w węższym paśmie częstotliwości, co wiąże się ze zwiększeniem zasięgu transmisji. Mniejszy dryft powoduje, że środek pasma transmisyjnego znajduje się na oczekiwanej częstotliwości np. 868 MHz. W przypadku wąskiego pasma niewielki dryft spowoduje błąd i potencjalnie doprowadzi do rozbiegnięcia się pasm, w których dwa urządzenia się komunikują.

Stacja bazowa, podobnie jak moduł pomiarowy, również korzysta z mikrokontrolera oraz modułu radiowego. Jej zadaniem jest odbieranie danych wysyłanych przez moduł pomiarowy w trybie simplex oraz powiadamianie użytkownika o bieżącym stanie zapełnienia zbiornika. W tym celu wykorzystany został wyświetlacz LCD, brzęczyk oraz diody świecące. Na schemacie widoczny jest również zewnętrzny zasilacz, który nie jest częścią tej pracy.

4. Dobór elementów

W tej sekcji omówiono dobór kluczowych komponentów obu urządzeń, takich jak: czujnik ultradźwiękowy, mikrokontrolery z modułem radiowym, oscylatory oraz anteny. Pozostałe elementy zostały opisane przy okazji tworzenia schematów elektrycznych.

4.1. Czujnik ultradźwiękowy

Obecnie na rynku można wyróżnić dwie cenowe grupy sensorów ultradźwiękowych. Pierwsza z nich to grupa przemysłowych czujników, których koszt jest często wyższy niż 1000 złotych, dlatego czujniki te nie były brane pod uwagę ze względu na wymaganą niską cenę końcową urządzenia. Przykładowi producenci czujników w klasie przemysłowej:

- Pepperl+Fuchs,
- Ifm Electronic,
- Balluff,
- Turck,
- Sels.

Druga grupa to sensory pochodzące od mało znanych producentów, najczęściej z Chin. Znaleziono jednego renomowanego producenta z USA – Maxbotix, który posiada certyfikowane sensory ultradźwiękowe, dobrą dokumentację techniczną, a także modele CAD. Sensory można zakupić za mniej niż 200 złotych. Niestety, tańsze modele nie są wodoodporne ani wodoszczelne, więc nie mogą zostać wykorzystane w środowisku zewnętrznym.

Wśród amatorów–hobbytów elektroniki i systemów wbudowanych najbardziej znany i najpowszchnieszym czujnikiem jest HC-SR04. Jego cechami charakterystycznymi są:

- napięcie zasilania: 5 V,
- średni pobór prądu": 15 mA,
- zakres pomiarowy: od 2 cm do 200 cm,
- wymiary: 40×20×15 mm,
- kąt pomiaru: 15°,
- wyjście: impuls czasowy.

Powstało wiele klonów na bazie tego czujnika. Oferują inne zakresy pomiarowe, posiadają wyjścia cyfrowe, są dostosowane do poziomów napięć 3,3 V. Koszt tych czujników mieści się w zakresie od 5 do 20 złotych. Czujniki tego typu, choć tanie, również nie są wodoodporne, dlatego nie zostały wybrane.

Ostatecznie zdecydowano się na czujnik **A02YYUW (SEN0311)** producenta DFRobot – chińskiego dostawcy sprzętu typu *open-source*. Spełnia on wszystkie postawione wymagania – jest tani i wodood-

porny, ma niewielki średni pobór prądu, więc jest energooszczędnny oraz pokrywa wymagany zakres pomiarowy. Jego specyfikacja została przedstawiona poniżej:

- koszt: około 100 złotych;
- rozdzielcość: 1 cm;
- napięcie zasilania: od 3,3 V do 5 V;
- średni pobór prądu: 8 mA;
- zakres pomiarowy: od 3 cm do 450 cm;
- kąt pomiaru: 60°;
- temperatura pracy: od -15°C do 60°C;
- wymiary: 63×84×18,5 mm;
- wyjście: UART,
- klasa szczelności: IP67.

4.2. Mikrokontrolery

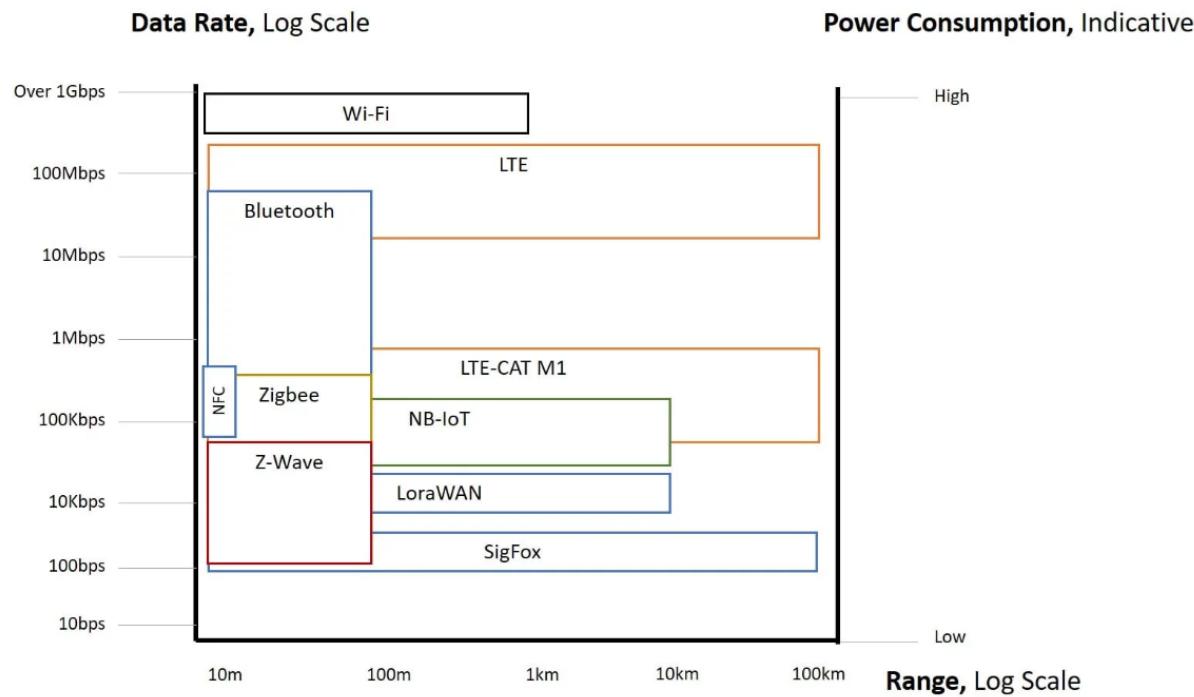
Przy wyborze mikrokontrolera najbardziej istotna były: energooszczędność, obsługiwane interfejsy – UART, I2C oraz wewnętrzne peryferia – ADC, dzięki którym można zrealizować podłączenie różnego rodzaju czujników ultradźwiękowych. Obecnie najbardziej rozpowszechnieni producenci mikrokontrolerów zostali wymienieni poniżej. Według danych na 2021 rok kontrolowali oni aż 82% globalnej sprzedaży według [raportu przygotowanego przez portal IC Insights].

- NXP,
- Microchip,
- Renesas,
- STMicroelectronics,
- Infineon.

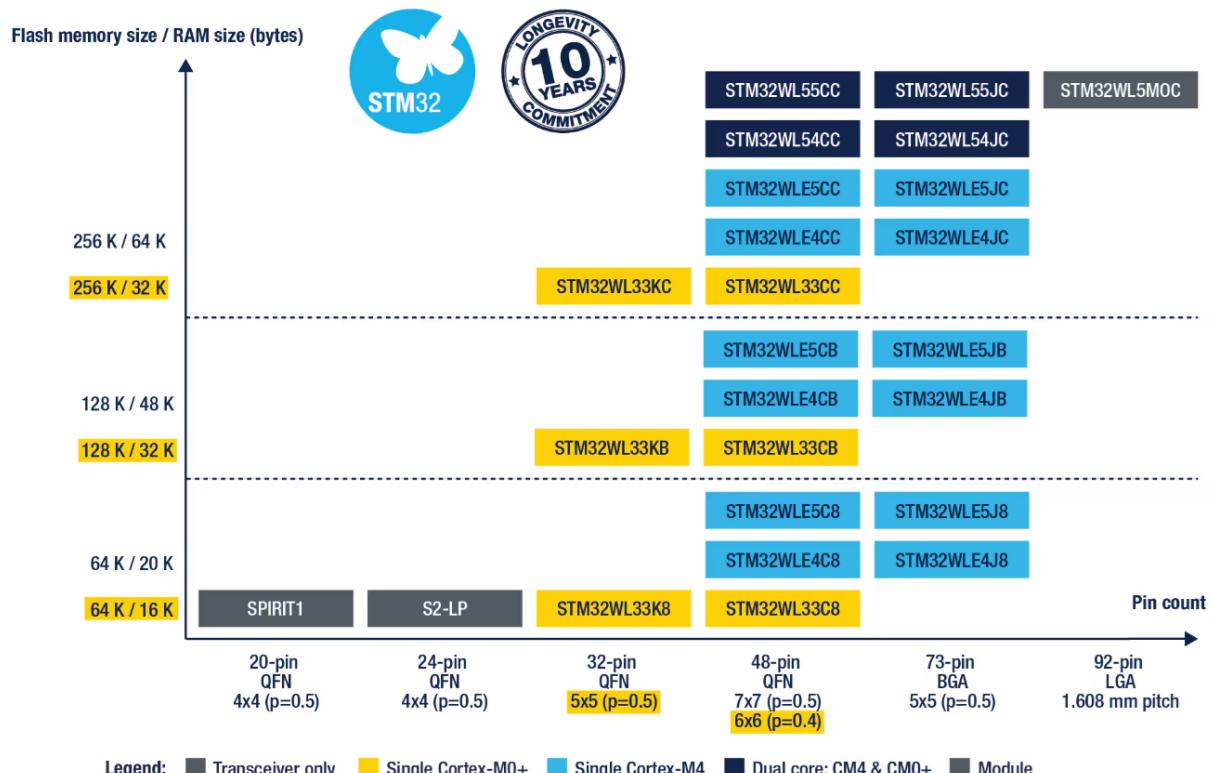
Ze względu na dużą ilość dokumentacji oraz materiałów pomocniczych, a także doświadczenie autora, zdecydowano się na układ STMicroelectronics. Producent ten ma w swojej ofercie układy integrujące mikrokontroler i moduł radiowy obsługujący system LoRa (ang. *Long Range*), który jest obok SigFox najbardziej energooszczędnym systemem komunikacji 17.

Rozwiązanie, w którym mikrokontroler i moduł radiowy są dwoma rozdzielonymi układami ma wady, ponieważ cena samego modułu radiowego to koszt w granicach od 20 do 30 złotych, gdzie koszt układów integrujących moduł radiowy jest podobny. Wiążałoby się to ze zwiększeniem skomplikowania i gabarytów obwodu drukowanego.

STMicroelectronics posiada jedną rodzinę mikrokontrolerów wspierających komunikację bezprzewodową i jest to **STM32WL**. W jej ramach można wyróżnić kilka podgrup układów zgodnie z rys. 18.



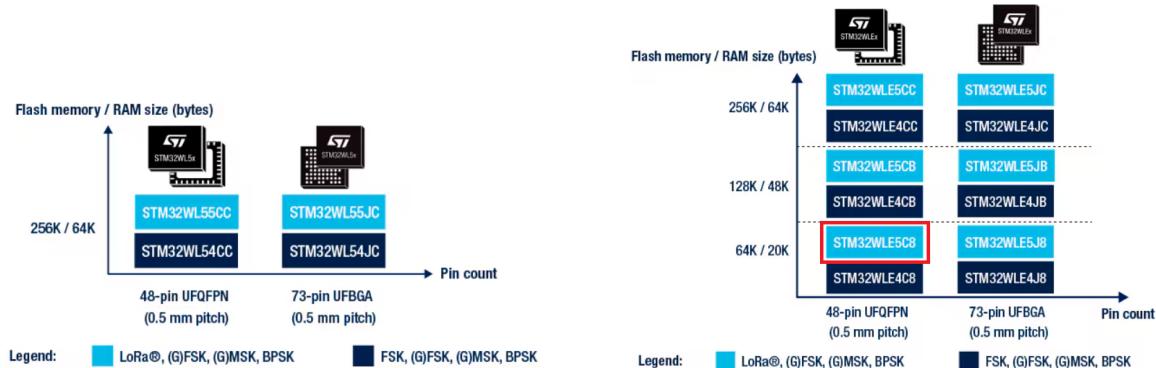
Rysunek 17. Zestawienie interfejsów według portalu neuronicworks.com



Rysunek 18. Rodzina STM32WL od STMicroelectronics

W projekcie założona została komunikacja punkt–punkt (ang. *peer-to-peer*), jednak zapewniono możliwość wykorzystania LoRaWAN w razie potrzeby rozbudowy i zwiększenia zasięgu systemu. Stąd też rozważane były mikrokontrolery, które wspierają przytoczony wcześniej interfejs, czyli posiadające

oznaczenie STM32WLx5xx (rys. 19). LoRaWAN to protokół sieciowy, który posiada własną, odrębną infrastrukturę – serwery, bramki i urządzenia końcowe. Dzięki niemu można połączyć urządzenia korzystające z techniki modulacji jaką jest LoRa będące w różnych miejscach na świecie.



Rysunek 19. Układy wspierające LoRaWAN. Po lewej WL55. Po prawej WLE5

Ostatecznie wybrany został STM32WLE5C8U6 – wróżniony na rys. 19. Został użyty zarówno w stacji bazowej, jak i w module pomiarowym. Ma jeden rdzeń Cortex M4 oraz najmniejszą ilość pamięci z dostępnych możliwych: 65 KB flash i 20 KB RAM, co przekłada się na jego niską cenę około 18 złotych. Dodatkową zaletą jest to, że w ramach serii WLE5 w tej samej obudowie znajdują się jeszcze dwa układy, które posiadają kolejno 128 KB/48 KB i 256 KB/64 KB pamięci flash i RAM, co może być przydatne w przypadku zwiększonego zapotrzebowania pamięci w przyszłości. Seria WL55 została odrzucona, ponieważ posiada tylko jedną wersję pamięciową.

4.3. Oscylatory

Zgodnie z notą aplikacyjną [8] moduł radiowy wymaga do swojego działania oscylatora kwarcowego 32 MHz o odpowiedniej dokładności (rys. 20), od której zależy to w jakim paśmie BW (ang. *bandwidth*) może być modulowany sygnał, co wpływa na szybkość przesyłu informacji, pobór energii oraz zasięg transmisji. Żeby móc wykorzystać potencjał komunikacji LoRa, zdecydowano się zapewnić możli-

Bandwidth (kHz)	Accuracy of LoRa radio clock (ppm) for various US915 bands		
	SF5 to SF10	SF11	SF12
31.25		8.5	
62.5		17.1	
125		34.2	
250	68.3		50.0
500	136.3	100	50.0

Rysunek 20. Minimalna dokładność oscylatora w ppm w stosunku do wykorzystanego pasma modulacji

wość pracy w bardzo wąskich pasmach modulacji w celu wydłużenia zasięgu transmisji. Dlatego wybrano oscylator kompensowany temperaturowo TCXO (ang. *Temperature Compensated Cristal Oscillator*). Układ został wykorzystany w obu urządzeniach, czyli w stacji bazowej i module pomiarowym, ponieważ zarówno odbiornik i nadajnik muszą spełniać wymagania co do dokładności oscylacji. Teoretycznie można użyć standardowych oscylatorów kwarcowych, jednak producent zaleca w takich

przypadkach większą ostrożność przy projektowaniu PCB – użycie barier termicznych oraz odpowiednich pojemności szeregowych, jednak należy wtedy przeprowadzić badania dryftu częstotliwości dla skrajnych temperatur pracy układu zgodnie z[8].

ECS-TXO-20CSMV4-320-AY-TR o dokładności ± 1 ppm. Specyfikacja:

- wyjście: *clipped sine wave* od 0,8 V;
- zasilanie: od 1,7 V do 3,6 V;
- pobór prądu: 2 mA;
- obciążenie wyjścia: $10 \text{ k}\Omega // 10 \text{ pF}$;
- czas startu: 2 s.

4.4. Anteny

Z uwagi na wybór interfejsu LoRa należało dobrąć odpowiednią antenę. LoRa pracuje w paśmie częstotliwości nielicencjonowanych ISM (ang. *Industrial, Scientific, Medical*). W Europie jest to konkretnie częstotliwość 868 MHz. Zdecydowano się na anteny dedykowane dla systemów LoRa z popularnym złączem SMA (ang. *Sub Miniature version A*), takie same dla obu urządzeń. Specyfikacja dobranej anteny od Waveshare (P/N 1185255):

- częstotliwość pracy: od 833 do 903 MHz;
- zysk energetyczny: 2 dBi;
- złącze: wtyk męski SMA;
- polaryzacja: pionowa;
- typ anteny: wielokierunkowa;
- impedancja: 50Ω ;
- $\text{SWR} < 2,0$;
- długość 110 mm.

4.5. Wyświetlacz

W przypadku wyświetlacza istotne były: jego cena, rozmiar, wbudowany kontroler oraz dostępność zewnętrznych bibliotek. Zdecydowano się na tani wyświetlacz dotykowy TFT (ang. *thin-field transistor*) LCD, sprowadzany z Chin od nieznanego producenta. Specyfikacja:

- matryca: TFT 2,4";
- rozdzielcość: 320·240 pikseli;
- głębia kolorów: 16 bitów;
- kontroler: ILI9341;
- interfejs: SPI;
- zasilanie: 3,3 V;
- slot na kartę SD;

5. Schematy elektryczne, obwody drukowane, obliczenia i symulacje

5.1. Wybór narzędzi

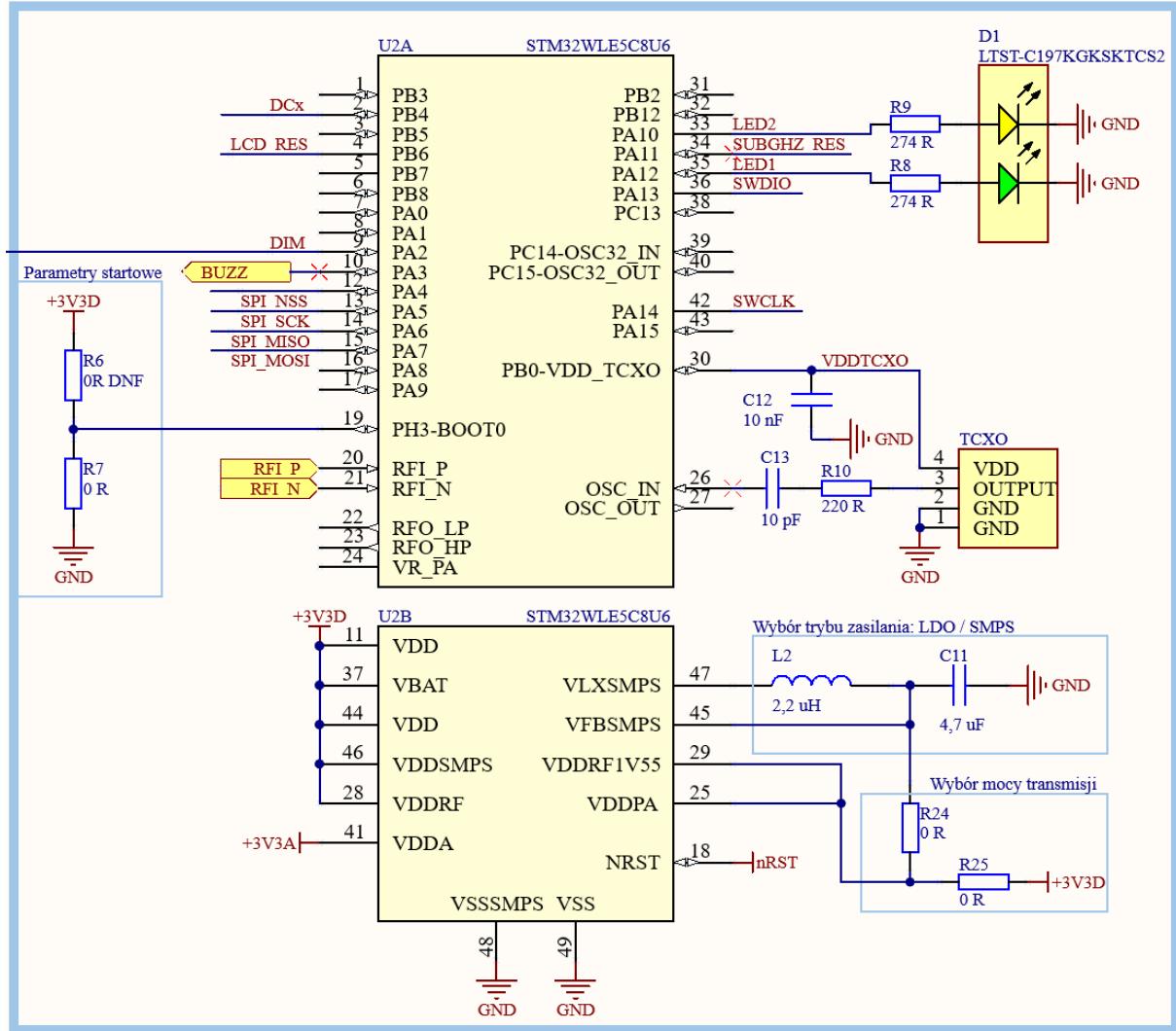
Przed przystąpieniem do projektowania urządzenia niezbędne było dokonanie przeglądu dostępnych narzędzi projektowych. Politechnika Warszawska zapewnia odpowiednie oprogramowanie przystosowane do tego typu zadań. W toku studiów wykorzystywane były m.in. takie programy jak Altium Designer, LTSpice, Qucs oraz Autodesk Inventor. Do zaprojektowania schematów oraz obwodów drukowanych wybrany został Altium Designer. LTSpice pozwolił na prostą weryfikację działania poszczególnych układów elektronicznych. Qucs umożliwił zasymulowanie obwodów wysokiej częstotliwości – w szczególności możliwe było oszacowanie dopasowania toru radiowego do anteny i na odwrót. Ostatnim krokiem projektowania urządzenia było stworzenie obudowy, do czego wykorzystano program Autodesk Inventor. W tej części pracy opisano proces tworzenia schematów elektrycznych i powstawania obwodów drukowanych, dobór istotnych elementów oraz niezbędne obliczenia i symulacje.

5.2. Schematy urządzeń

5.2.1. Stacja bazowa

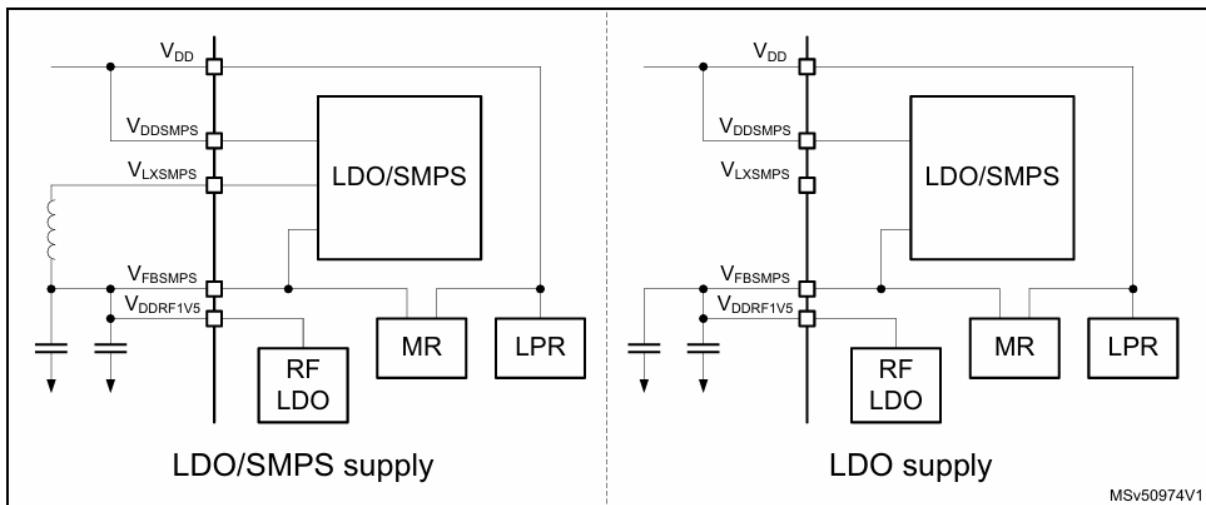
W sekcji mikrokontrolera (rys. 21) znajdują się wyprowadzenia najważniejszych sygnałów: interfejs wyświetlacza LCD (**SPI_NSS**, **SPI_SCK**, **SPI_MOSI**, **SPI_MISO**, **LCD_RES**, **DIM**, **DCx**), sygnał PWM sterujący brzęczykiem (**BUZZ**), wyjścia „push–pull” sterujące diodami LED (**LED1**, **LED2**) oraz sygnały radiowe **RFI_P** i **RFI_N** przesunięte względem siebie o 180° . PH3_BOOT0 służy do określenia trybu, w jakim nastąpi *boot* (ang. wybudzenie) układu [9, s. 18]. Stan niski oznacza wybudzenie z pamięci FLASH użytkownika [10, s. 59]. Dokładny opis wykorzystanych wyprowadzeń znajduje się w tabeli 2.

Mikrokontroler



Rysunek 21. Stacja bazowa – sekcja mikrokontrolera

W przypadku sekcji zasilania 23 należy zaznaczyć, że projektowany układ może być zasilany na dwa sposoby: poprzez liniowy stabilizator napięcia (LDO) lub poprzez przetwornicę impulsową typu buck (SMPS). Schemat blokowy zasilania został przedstawiony na rysunku 22. Zalety i wady zarówno LDO jak i SMPS odpowiadają tym spotykającym się w standardowych układach. LDO zapewnia niższy poziom szumów, jednak jego sprawność energetyczna spada przy dużej różnicy napięć między wejściem a wyjściem. Z kolei przetwornica SMPS pozwala na pobór większych prądów i uzyskanie wyższej sprawności [9, s. 23], lecz wymaga zastosowania dodatkowych elementów pasywnych (np. cewek indukcyjnych) oraz generuje większe zakłócenia elektromagnetyczne. Wybór trybu zasilania jest konfigurowany programowo. Domyślnie, po każdym resecie układu wybierany jest stabilizator LDO, natomiast tryb SMPS ma priorytet, jeśli zostanie odpowiednio aktywowany przez użytkownika. Wybór trybu zasilania, czyli zasilanie z przetwornicy SMPS albo z LDO jest programowy. W przypadku trybu SMPS należy użyć odpowiedniej cewki indukcyjnej. LDO jest domyślnie wybierane każdorazowo po resecie zasilania. Istotne jest, aby przed uruchomieniem SMPS zapewnić detekcję zegara umożliwiającego pracę przetwornicy. W przeciwnym razie układ może ulec uszkodzeniu [9, s. 26].



Rysunek 22. Typy zasilania mikrokontrolera

Podsekcja z TCXO została zaprojektowana na podstawie komercyjnego układu (Nucleo-WL5JC) znalezionej w dokumentacji STMicroelectronics [11, s. 5]. Wartości pojemności oraz rezystancji w obwodzie wyjściowym zostały zaczerpnięte z dokumentacji technicznej przyjętego w projekcie mikrokontrolera [9, s. 96].

Tabela 2. Opis wyprowadzeń i sygnałów w stacji bazowej

Terminal	Sygnal	Typ	Przeznaczenie
PB4	DCx	push-pull	LCD: Wybór dane / komenda
PB6	LCD_RES	push-pull	LCD: reset
PA2	DIM	PWM	LCD: kontrola jasności ekranu
PA3	BUZZ	push-pull	Sygnal sterujący brzęczykiem
PA4	SPI_NSS	alternatywny	LCD: zezwolenie na komunikację
PA5	SPI_SCK	alternatywny	LCD: sygnał zegarowy
PA6	SPI_MISO	alternatywny	LCD: dane przychodzące
PA7	SPI莫斯	alternatywny	LCD: dane wychodzące
PH3-BOOT0	—	wejście	wybór trybu wybudzenia
RFI_P	RFI_P	alternatywny	RF: wejście P
RFI_N	RFI_N	alternatywny	RF: wejście N
PA10	LED2	push-pull	sterowanie diodą 2
PA11	SUBGHZ_RES	alternatywny	RF: sygnał reset radia
PA12	LED1	push-pull	sterowanie diodą 1
PA13	SWDIO	alternatywny	Programator: dane
PA14	SWCLK	alternatywny	Programator: sygnał zegarowy
PB0-VDD_TCXO	VDDTCXO	alternatywny	TCXO: zasilanie
OSC_IN	—	alternatywny	TCXO: sygnał zegarowy z TCXO
VDD	—	zasilanie	zasilanie cz. cyfrowej układu
VBAT	—	zasilanie	zastępce zasilanie (RTC, TAMP etc)
VDDSMPS	—	zasilanie	zasilanie przetwornicy SMPS
VDDRF	—	zasilanie	RF: zasilanie bloku radiowego
VDDA	—	zasilanie	zasilanie cz. analogowej układu
VLXSMPS	—	zasilanie	wyjście przetwornicy SMPS
VFBSMPS	—	zasilanie	pętla sprzężenia zwrotnego do SMPS
VDDRF1V55	—	zasilanie	RF: zasilanie bloku radiowego przez LDO/SMPS
VDDPA	—	zasilanie	RF: zasilanie wzmacniacza mocy PA
NRST	nRST	zasilanie	sygnał resetu (aktywny stan niski)
VSSMPS	—	zasilanie	masa układu
VSS	—	zasilanie	masa układu

Tabela 3. Opis wyprowadzeń i sygnałów – moduł pomiarowy

Terminal	Sygnal	Konfiguracja	Przeznaczanie
PB3	LED1	push-pull	sterowanie diodą 1
PB4	LED2	push-pull	sterowanie diodą 2
PA4	SPI_NSS	alternatywny	zezwolenie na komunikację
PA5	SPI_SCK	alternatywny	sygnał zegarowy
PA6	SPI_MISO	alternatywny	LCD: dane przychodzące
PA7	SPI_MOSI	alternatywny	LCD: dane wychodzące
PA9 ^a	SENSOR_2	alternatywny	I2C1_SCL USART1_TX
PH3-BOOT0	—	wejście	wybór trybu wybudzenia
RFO_LP	RFO_LP	alternatywny	RF: wyjście LP
RFO_HP	RFO_HP	alternatywny	RF: wyjście HP
VR_PA	VR_PA	alternatywny	RF: wyjście wzmacniacza mocy PA
PA10 ^b	SENSOR_1	alternatywny	I2C1_SDA USART1_RX ADC
PA11	RES_OUT	alternatywny	RF: wyjście reset ^c
PA13	SWDIO	alternatywny	Programator: dane
PA14	SWCLK	alternatywny	Programator: sygnał zegarowy
PB0-VDD_TCXO	VDDTCXO	alternatywny	TCXO: zasilanie
OSC_IN	—	alternatywny	TCXO: sygnał zegarowy z TCXO
VDD	—	zasilanie	zasilanie cz. cyfrowej układu
VBAT	—	zasilanie	zastępcze zasilanie (RTC, TAMP etc)
VDDSMPS	—	zasilanie	zasilanie przetwornicy SMPS
VDDRF	—	zasilanie	RF: zasilanie bloku radiowego
VDDA	—	zasilanie	zasilanie cz. analogowej układu
VLXSMPS	—	zasilanie	wyjście przetwornicy SMPS
VFBSMPS	—	zasilanie	pętla sprzężenia zwrotnego do SMPS
VDDRF1V55	—	zasilanie	RF: zasilanie bloku radiowego przez LDO/SMPS
VDDPA	—	zasilanie	RF: zasilanie wzmacniacza mocy PA
NRST	nRST	zasilanie	sygnał resetu (aktywny stan niski)
VSSMPS	—	zasilanie	masa układu
VSS	—	zasilanie	masa układu

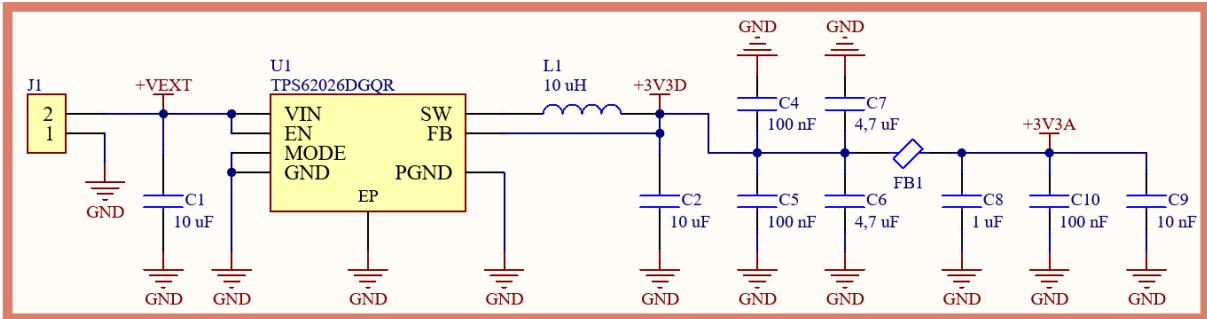
^{a,b} PA9 oraz PA10 służą komunikacji z sensorem ultradźwiękowym.

^c Wyjście pozwalające sprawdzić, czy moduł radiowy jest w stanie resetu.

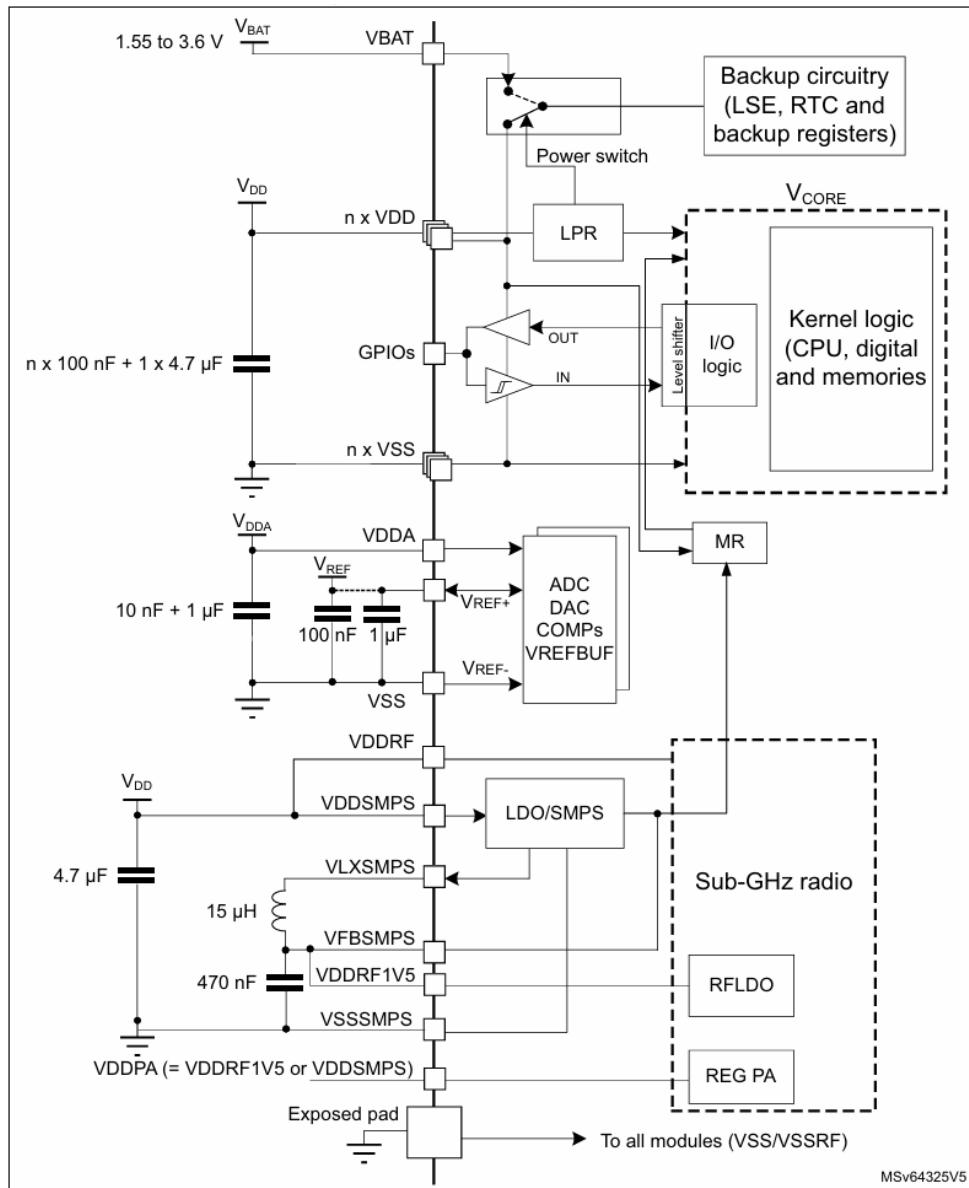
W przypadku stacji bazowej, która nie ma tak krytycznych wymagań dotyczących zużycia energii, zdecydowano się użyć przetwornicy typu *step-down* z 5 V na 3,3 V (rys. 23). Przyjęto 5 V jako napięcie wejściowe z powodu większej ich popularności oraz oferowanej większej mocy, co mogłoby okazać się przydatne w przypadku rozbudowy projektu.

Przy projektowaniu układu zasilania wzięto pod uwagę wskazówki dotyczące ilości i rozmieszczenia kondensatorów filtrujących znajdujące się w dokumentacji mikrokontrolera zgodnie z rys. 24.

Układ zasilania



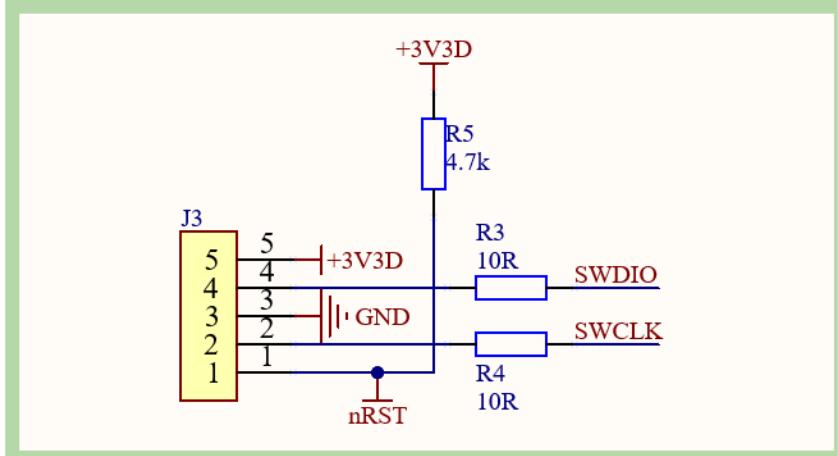
Rysunek 23. Stacja bazowa – układ zasilania



Rysunek 24. Zalecany układ zasilania. Dokumentacja techniczna STM32WLE5C8U6 [9, s. 62]

Przy złączu programatora widoczny jest rezystor podciągający podłączony do sygnału nRST, czyli mikrokontroler domyślnie jest w trybie pracy. Rezystory w liniach SWDIO i SWCLK mają dwojakie przeznaczenie – umożliwiają proste sprawdzenie stanu linii lub komunikacji np. oscyloskopem oraz mogą zostać użyte do ograniczenia prądu i kontroli czasu narastania zboczy.

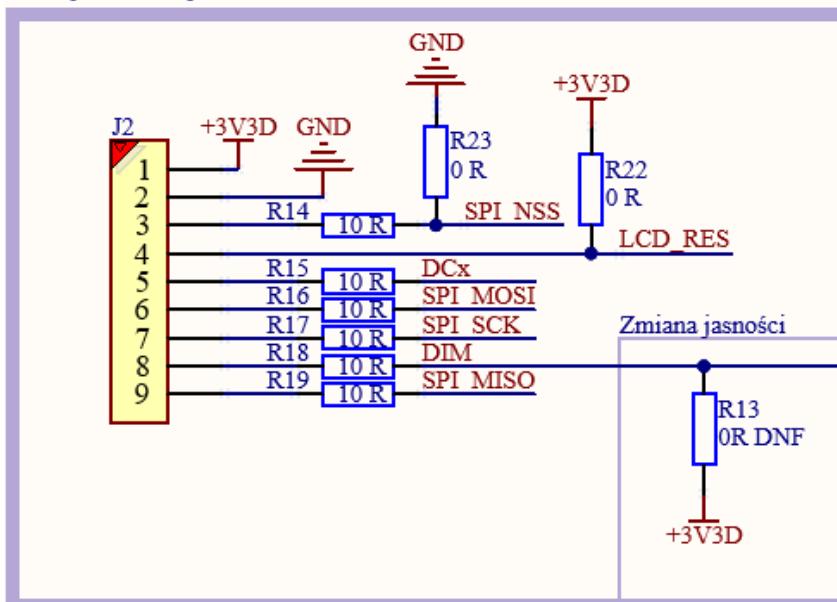
Złącze programatora



Rysunek 25. Stacja bazowa – złącze programatora

Ilustracja 26 ukazuje złącze wyświetlacza LCD. Rezystor *pull-up* (ang. podciągający) R22 na stałe wyłącza sygnał resetu. Rezystor R13 zapewnia maksymalną jasność ekranu, ale w przypadku chęci oszczędzania energii można go wymontować i sterować linią sygnałem PWM. R22 podciąga linię reset ekranu, co zapewnia nieprzerwaną pracę wyświetlacza. Rezystor R23 zapewnia stały stan niski na linii SPI_NSS, co oznacza, że komunikacja z wyświetlaczem jest cały czas aktywna.

Złącze wyświetlacza LCD

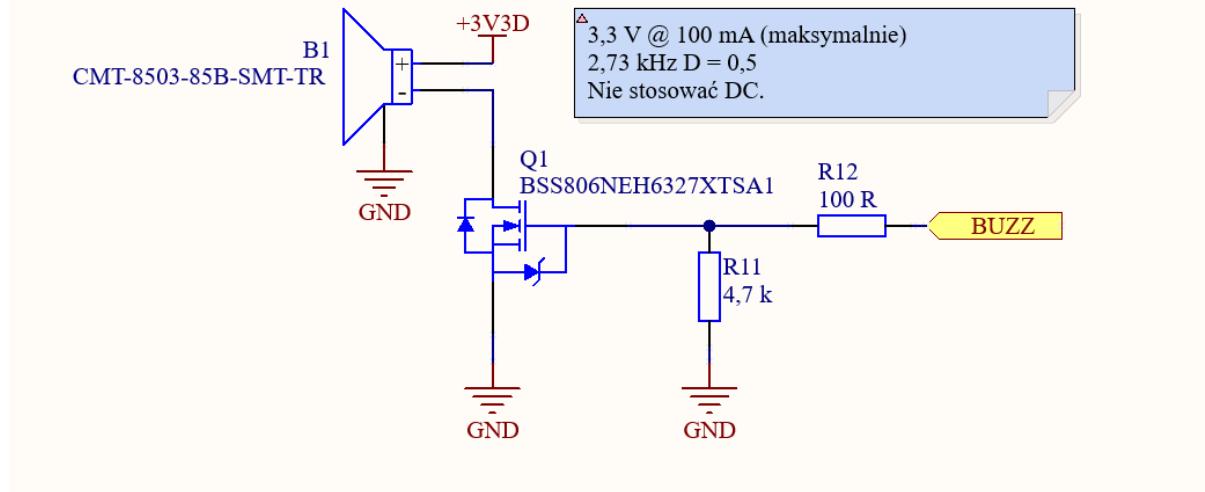


Rysunek 26. Stacja bazowa – złącze wyświetlacza LCD

Na rys. 27 można zobaczyć brzęczyk sterowany sygnałem PWM przez klucz tranzystorowy Q1.

Rezystor ściągający R11 został dodany na wypadek, gdyby wyjście mikrokontrolera było w stanie pływającym (ang. *floating*), żeby bramka mogła ulec rozładowaniu, a brzęczyk wyłączył się.

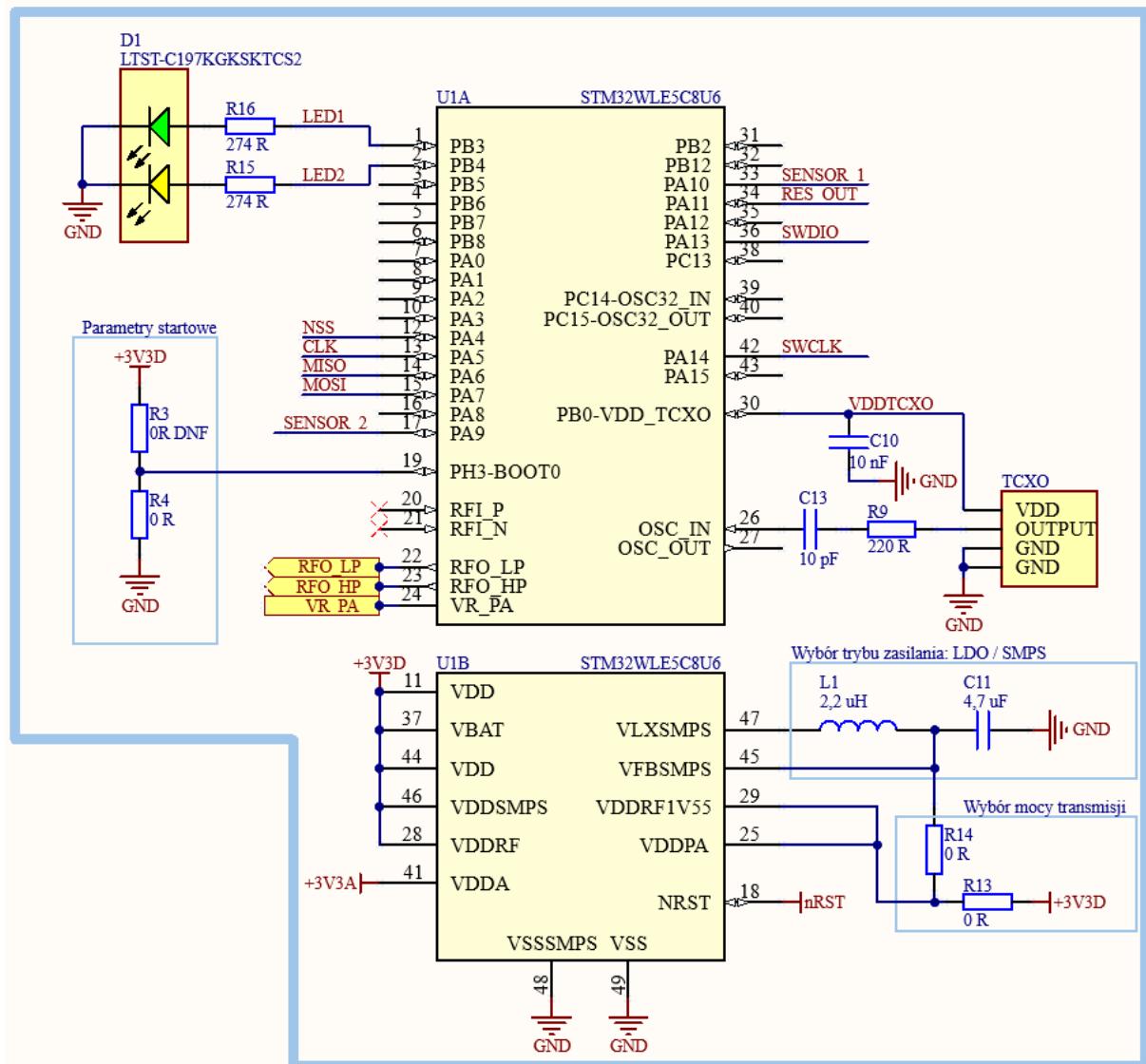
Brzęczyk



Rysunek 27. Stacja bazowa – sekcja brzęczyka

5.2.2. Moduł pomiarowy

Mikrokontroler

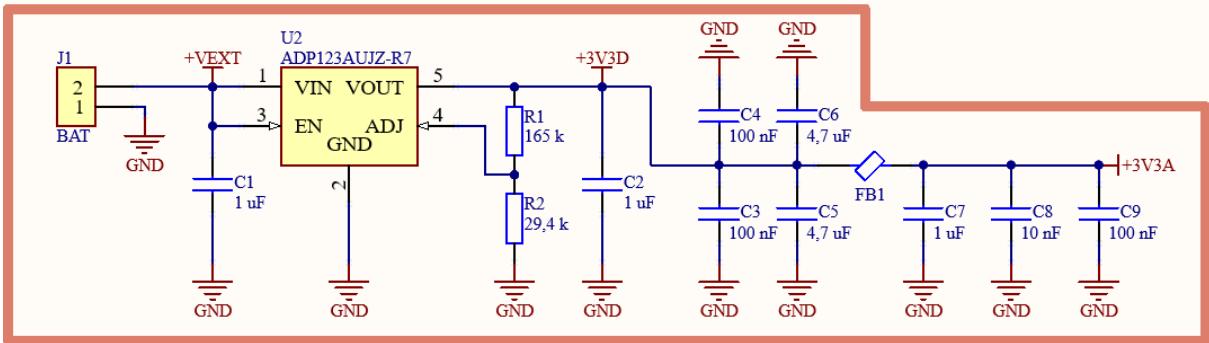


Rysunek 28. Moduł pomiarowy – sekcja mikrokontrolera

Zmiana mocy transmisji odbywa się w następujący sposób: w pierwszej kolejności należy umieścić odpowiednią zworę w torze transmisyjnym (rezystory R22 oraz R23, rys. 35) oraz odpowiednio zasilić terminal VDDPA [9, s. 20]:

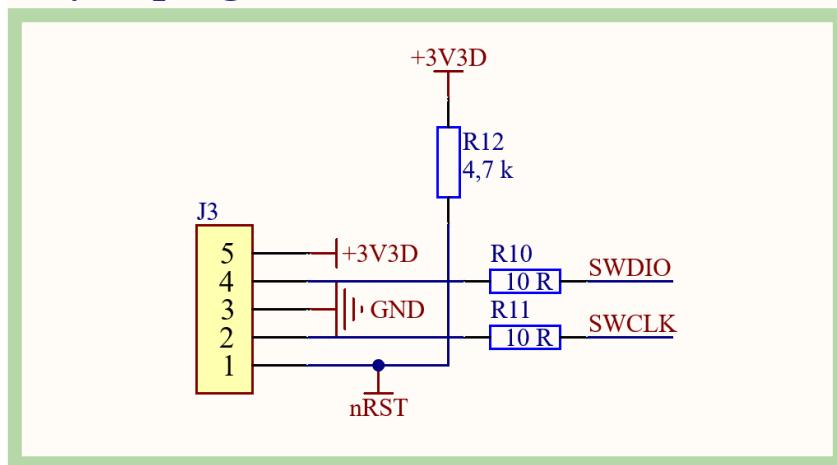
- zasilenie REG PA z VDD (3,3 V): +22 dBm;
- zasilenie REG PA z VFBSMPS (1,55 V): +15 dBm.

Układ zasilania



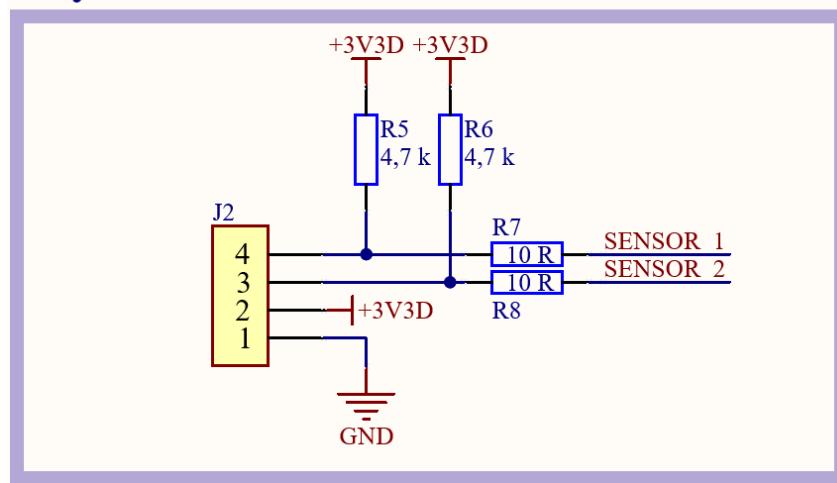
Rysunek 29. Moduł pomiarowy – układ zasilania

Złącze programatora



Rysunek 30. Moduł pomiarowy – złącze programatora

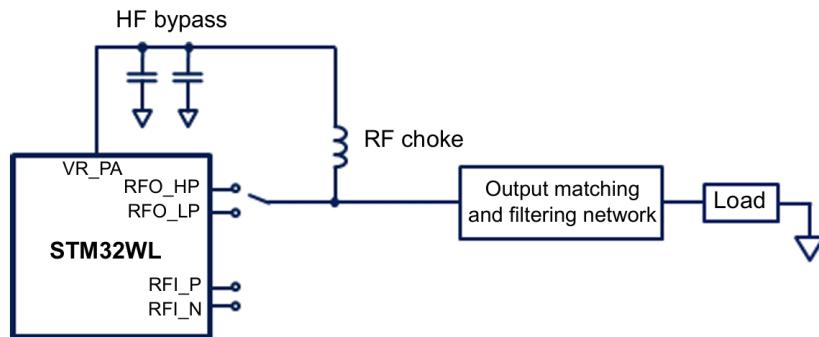
Złącze sensora



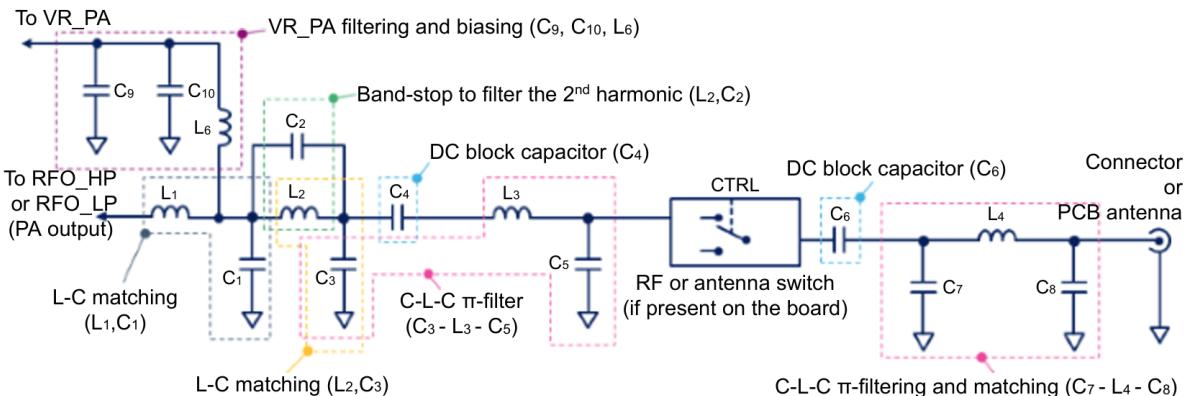
Rysunek 31. Moduł pomiarowy – złącze sensora

5.2.3. Tor nadawczy i odbiorczy

Projekt toru radiowego oparto w całości na nocy aplikacyjnej STMicroelectronics [12]. Każdy fragment toru radiowego posiada impedancję charakterystyczną na poziomie 50Ω w celu dopasowania impedancji wyprowadzenia mikrokontrolera oraz anteny i zminimalizowania tym samym strat w torze sygnałowym [12, s. 6]. Na ilustracji 32. widoczny jest schemat ideowy toru nadawczego wykorzystanego w projekcie. Na wyjściu wzmacniacza mocy PA jest znajduje się tranzystor MOS, który generuje wysokoczęstotliwościowy sygnał PWM, którego częstotliwość stanowi częstotliwość podstawową sinusoidalnego sygnału wyjściowego. LoRa jest techniką modulacji opartą o sygnał typu *chirp*, czyli sygnał o zmiennej w sposób ciągły częstotliwości w czasie. Efekt zmiany częstotliwości sygnału sinusoidalnego osiąga się, zmieniając częstotliwość sygnału PWM. PWM należy przed transmisją przefiltrować. Szybkie przełączanie tranzystorów wytwarza pożądany sygnał, który jest potem przekształcany przez układ filtrów i trafia do anteny skąd jest emitowany w przestrzeń.



Rysunek 32. Schemat ideowy toru nadawczego wg. [12, s. 15]



Rysunek 33. Typowy tor nadawczy wg. [12, s. 20]

W dokumentacji przedstawione zostały metody analityczne obliczenia wartości dla poszczególnych elementów toru. Obliczenia: Pojemność wyjściowa:

$$C_{\text{out}} = \frac{1}{2\pi f \cdot X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 868 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 1.27 \Omega} \quad (7)$$

Indukcyjność L1

$$m = \frac{50}{15.27} - 1 = 1.508 \quad (8)$$

$$L_1 = \frac{1}{2\pi f \cdot 50} \cdot \frac{m}{m^2 + 1 + X_C} \quad (9)$$

$$L_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 868 \cdot 10^6} \cdot \frac{1.508}{1.508^2 + 1 + 1.27} \approx 4.45 \text{ nH} \quad (10)$$

Pojemność C1

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f \cdot \frac{R_{out}}{50}} \cdot \left(1 + m^2 - \frac{1+m}{R_{out}} \right) \quad (11)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 868 \cdot 10^6} \cdot \left(\frac{15.27}{50} \right) \cdot \left(1 + 1.508^2 - \frac{1+1.508}{15.27} \right) \approx 5.53 \text{ pF} \quad (12)$$

(13)

Filtr pasmowoprzepustowy – wartości C2 oraz L2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi H_2^2 \cdot L_2} \quad (14)$$

$$H_2 = 2 \cdot 868 \cdot 10^6 = 1.736 \text{ GHz} \quad (15)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot (1.736 \cdot 10^9)^2 \cdot 3.34 \cdot 10^{-9}} \approx 2.52 \text{ pF} \quad (16)$$

$$L_2 = \frac{3}{4} \cdot L_1 = \frac{3}{4} \cdot 4.45 \text{ nH} = 3.34 \text{ nH} \quad (17)$$

Filtr dolnoprzepustowy:

$$L = \frac{50}{2\pi f} \quad (18)$$

$$L = \frac{50}{2\pi \cdot 868 \cdot 10^6} \approx 9.18 \text{ nH} \quad (19)$$

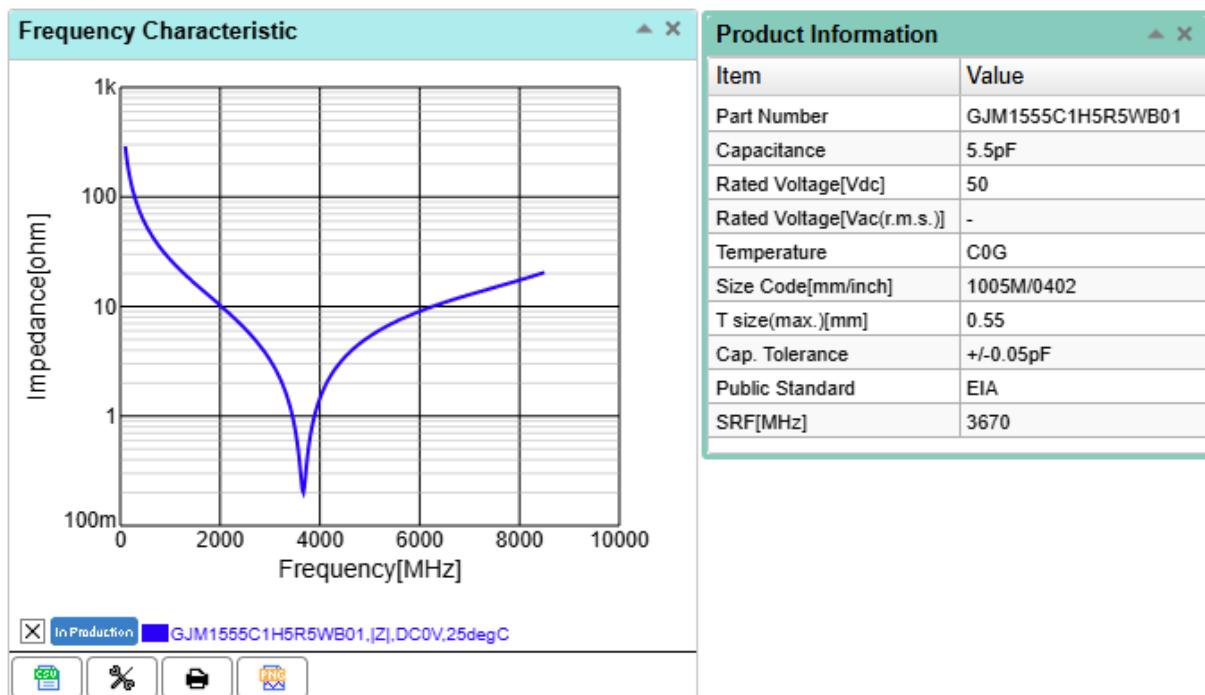
$$C' = C'' = \frac{0.95}{50 \cdot 2\pi f} \quad (20)$$

$$C' = C'' = \frac{0.95}{50 \cdot 2\pi \cdot 868 \cdot 10^6} \approx 3.47 \text{ pF} \quad (21)$$

Na bazie obliczonych wartości oraz wzorując się na przykładowym zestawieniu BOM (ang. *bill of materials*), przedstawionym w dokumentacji [12, s. 48], dobrane zostały rzeczywiste elementy. Wszystkie kondensatory oraz cewki pochodzą od jednego producenta – Murata. Cewki z serii LQW posiadają wysokie poziomy dobroci Q częstotliwości rezonansowej drgań; kondensatory charakteryzują się niskim ESR (ang. *equivalent series resistance*), dielektrykiem CG0(NP0) oraz oba rodzaje elementów są w obudowie 0402, co umożliwia zapewnienie dopasowania impedancji w większym stopniu, gdyż szerokość ścieżek jest zbliżona do wymiarów padów cewek i kondensatorów. STMicroelectronics zaleca użycie, szczególnie w przypadku nowych projektów, elementów precyzyjnych – o niskim zakresie tolerancji, gdyż w przeciwnym razie efekty pasożytnicze w połączeniu z rozrzutem parametrów poszczególnych części składowych mogą znacząco pogorszyć finalny efekt pracy – dopasowanie układu. W procesie doboru elementów wykorzystane zostało internetowe narzędzie **SimSurfing**, za pomocą którego można

obejrzeć charakterystyki konkretnych komponentów – przykładowo przebieg modułu impedancji kondensatora w funkcji częstotliwości, co pozwala w szerszym zakresie kontrolować ich parametry.

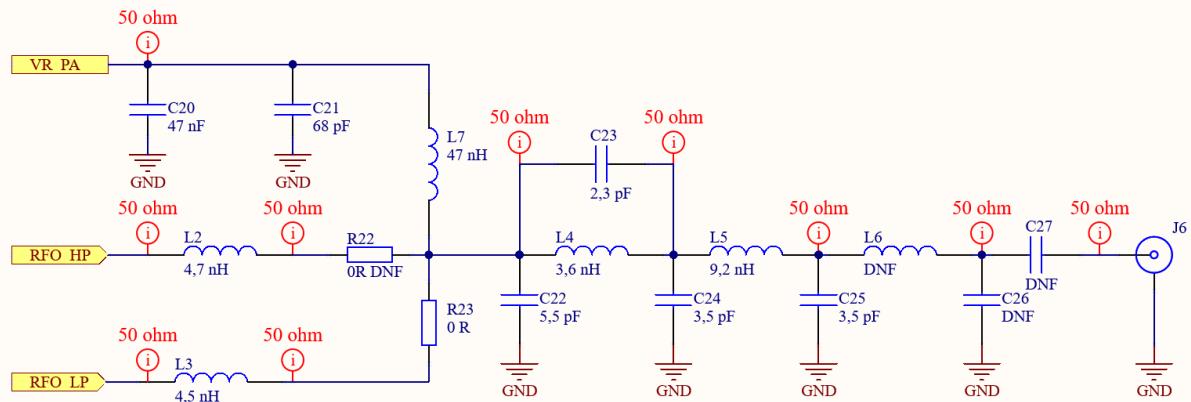
Każdy element wykorzystany w projekcie został dodany do specjalnie do tego przeznaczonej biblioteki elementów. Elementy były zakupione na stronie dystrybutora *Mouser*, skąd też były pobrane symbole, *footprinty* i modele 3D.



Rysunek 34. SimSurfing – przykładowy wykres i dane dla wybranego elementu

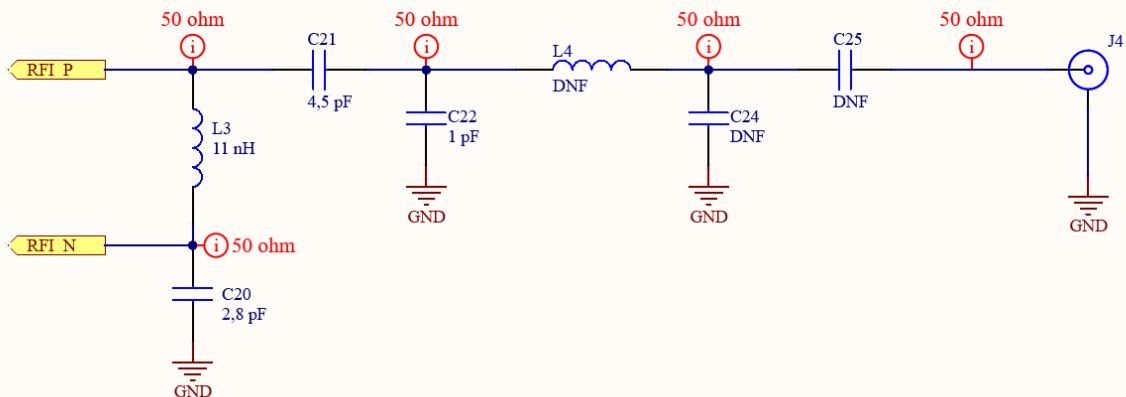
Ostateczna postać toru nadawczego widoczna jest na ilustracji 35, a toru odbiorczego na ilustracji 36. Układ może nadawać zarówno z dużą, jak i małą mocą sygnału – służą do tego zwory R22 oraz R23, dzięki którym wyprowadzany jest sygnał albo z RFO_LP albo RFO_HP. Droższą, lecz wygodniejszą w użyciu alternatywą są przełączniki – tak zwane *RF-switches*, które odpowiednio wysterowane mogłyby kontrolować przełączanie ścieżek. Postanowiono na maksymalną oszczędność, dlatego też w przypadku zmiany mocy sygnału należało zmienić część elementów znajdujących się w torze RF. Celem zapewnienia odpowiedniej elastyczności dołożony został jeszcze jeden stopień dopasowująco-filtrujący (cewka L6, kondensator C26). Kondensator C27 umożliwia ewentualną blokadę składowej stałej.

Tor radiowy



Rysunek 35. Moduł pomiarowy: tor radiowy – nadawczy

Tor radiowy



Rysunek 36. Stacja bazowa: tor radiowy – odbiorczy

5.3. Obwody drukowane

Na etapie projektowania płyt PCBA nacisk położono na uniknięcie podstawowych błędów, prostotę oraz odseparowanie torów radiowych, choć nie było to konieczne, gdyż układ składa się głównie z części cyfrowej. Stąd też, między innymi niewielka ilość ścieżek prowadzonych na warstwie innej niż wierzchnia płytki. Na samym początku znaleziono producenta płyt PCBA, który był w stanie za niewielką ceną oraz w możliwie krótkim czasie dostarczyć prototypowe egzemplarze. Wybór padł na *JLCPCB* – chińskiego dostawcę, który oferuje okresowo wysokie zniżki, w szczególności dla nowych klientów. *JLCPCB* dostarcza klientom zestaw regułów projektowych, których należy przestrzegać, ponieważ wynikają one z możliwości technologicznych parku maszynowego. Zestaw regułów projektowych – (*rules*) został wprowadzony do programu Altium, który przy odpowiedniej konfiguracji automatycznie koryguje i ostrzega w przypadku ich naruszenia. Dodatkowo wykorzystana została możliwość przeprowadzenia znacznie głębszej analizy, również w oparciu o wprowadzone wcześniej ograniczenia – tak zwana analiza (*DRC*) (ang. *design rule check*). Drugim krokiem było zadecydowanie o układzie warstw w projekcie. Wytwórcą ma możliwość wykonania PCB zarówno jednowarstwowych

jak i nawet 32 -warstwowych. Płytki posiadające tak znaczną liczbę warstw dają możliwość bardzo dużej gęstości połączeń, minimalizując problem integralności sygnałowej oraz przesłuchów, więc są drogie. W przypadku tego projektu zdecydowano się na cztery warstwy, dzięki czemu możliwa była opcja kontroli impedancji, bez której dopasowanie toru radiowego byłoby bardzo trudne. Oprócz wyboru ilości warstw, należało wybrać również odpowiedni wariant grubości poszczególnych warstw. JLCPCB oferuje czternaście standardowych opcji. Wybrany układ warstw – *JLC0416H-3313*, dla którego grubość ścieżki o impedancji charakterystycznej 50 ohm była zbliżona do gabarytów padów elementów w obudowie 0402, które zostały wybrane do toru nadawczego i odbiorczego.

Po konfiguracji programu przystąpiono do rozmieszczania elementów na planie prostokąta – w bliskiej odległości elementy z tych samych sekcji. Proces projektowania obu płyt był bardzo podobny – na początku ułożona została sekcja zasilania, mikrokontroler oraz kondensatory filtrujące w pobliżu padów. Następnie część radiowa – położona zdecydowanie dalej od pozostałych elementów z dodatkowym zabezpieczeniem w postaci osłony z przelotek (ang. *via-shielding*). Praktykę taką zaleca między innymi dystrybutor samego oprogramowania. Złącza zostały umieszczone na krawędziach. Szerokość ścieżek RF została obliczona przez wbudowany w program kalkulator, co pozwoliło na kontrolę impedancji. Po rozmieszczeniu najważniejszych elementów położone zostały pozostałe, mniej istotne komponenty.

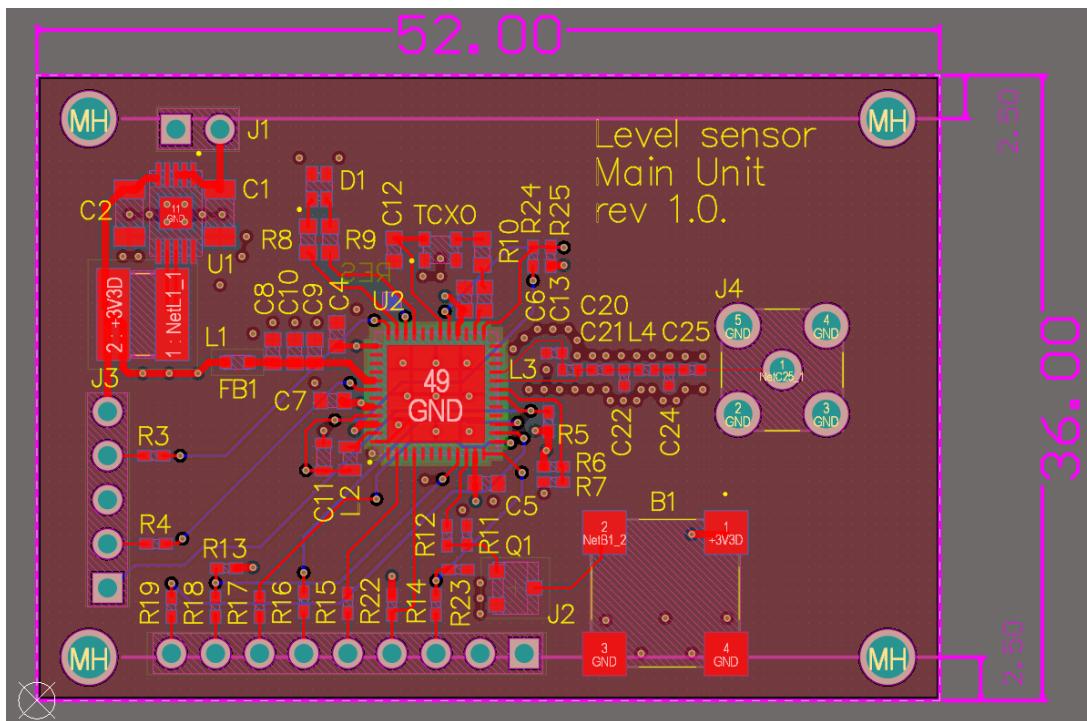
Szerokość ścieżek w projekcie:

- zasilania: 15–20 mils;
- RF: 6,665 mils;
- innych: 10 mils.

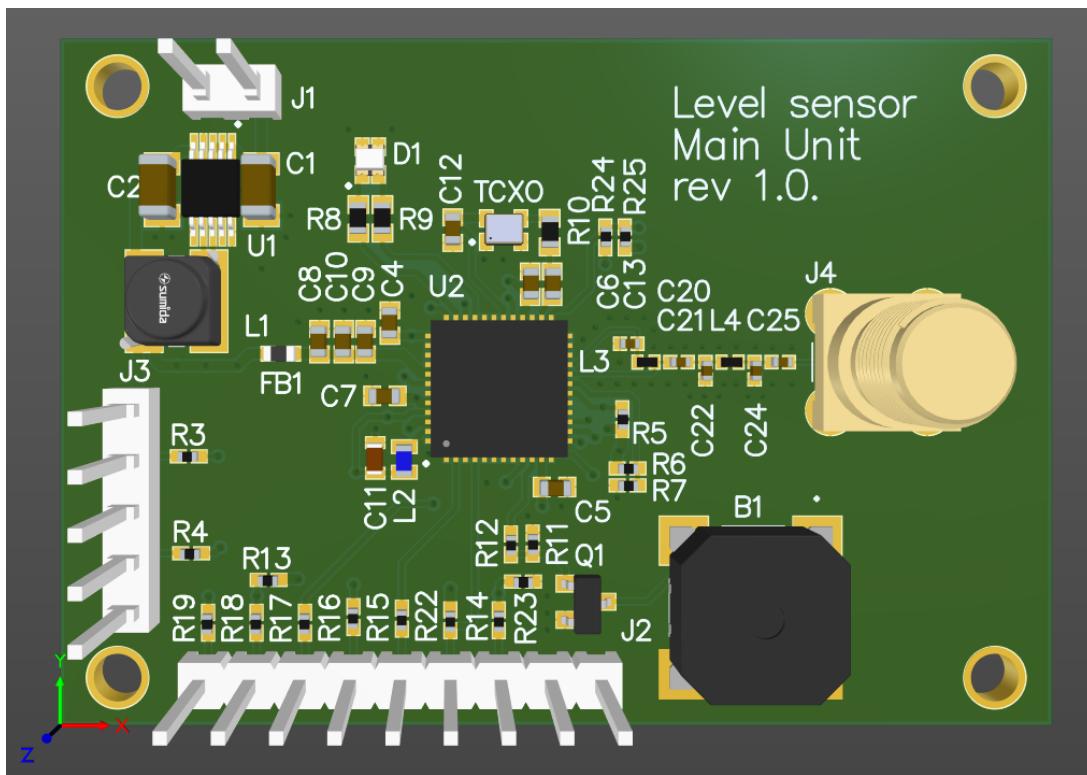
Parametry przelotek:

- średnica otworu: 0,3 mm;
- średnica metalizacji (całkowita): 0,45 mm;
- przykryte soldermaską (ang. *tenting*).

5.3.1. Stacja bazowa

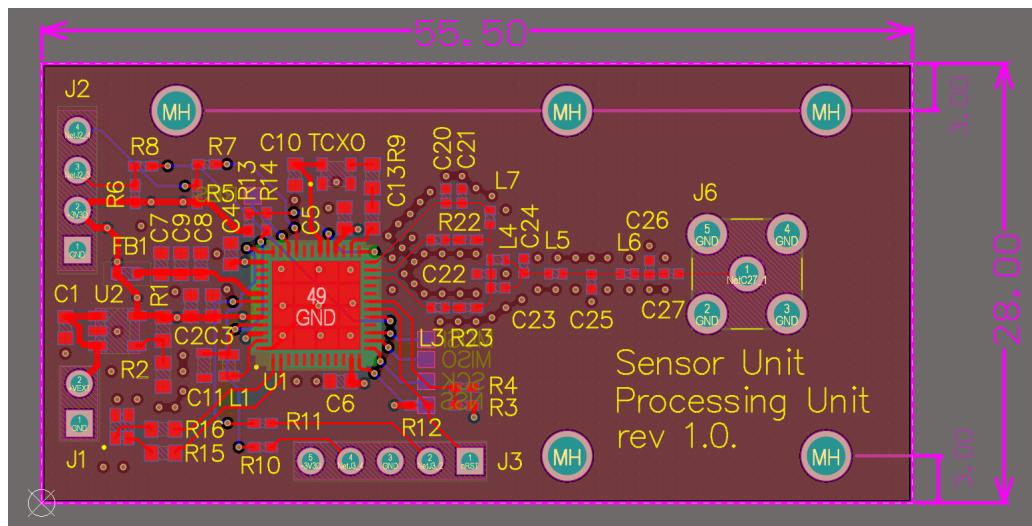


Rysunek 37. Stacja bazowa – widok 2D

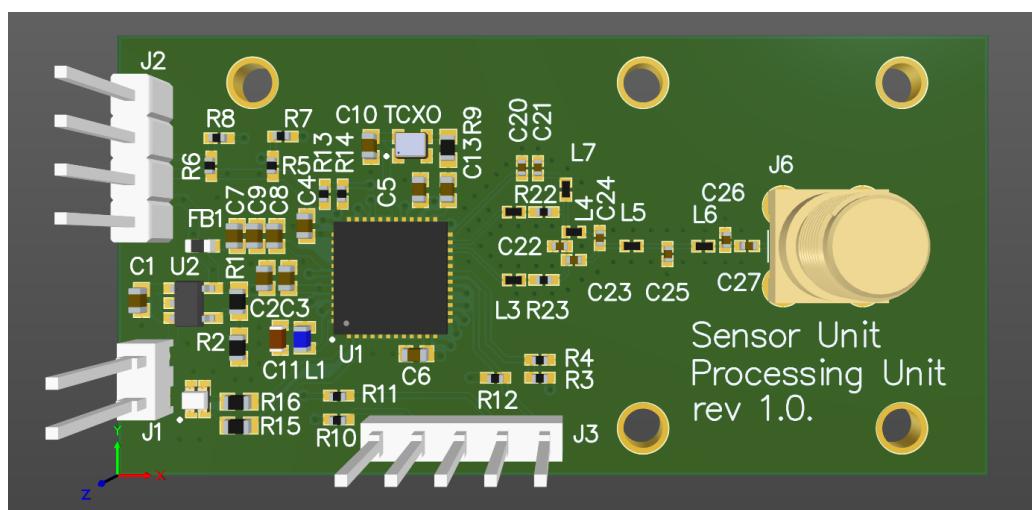


Rysunek 38. Stacja bazowa – widok 3D

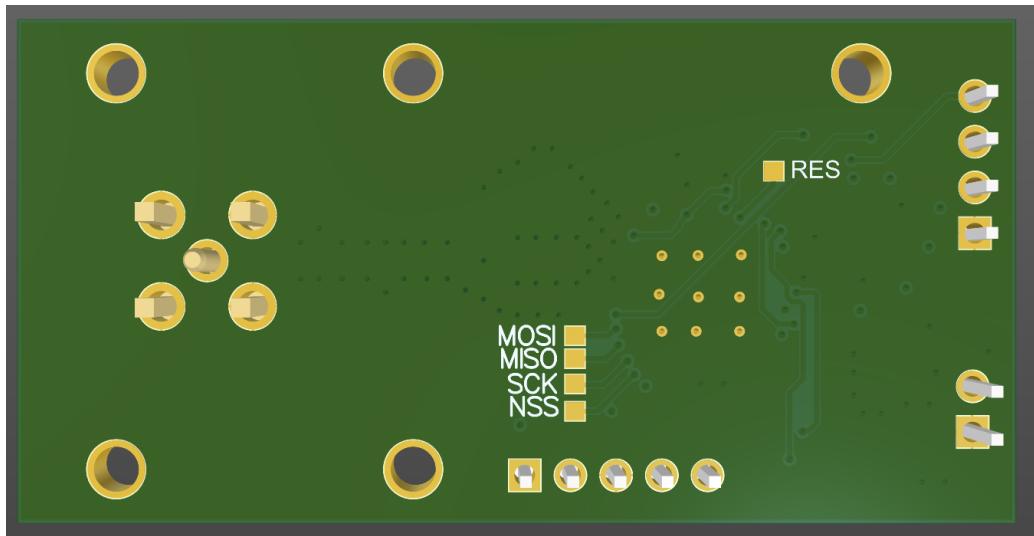
5.3.2. Moduł pomiarowy



Rysunek 39. Moduł pomiarowy – widok 2D PCB



Rysunek 40. Moduł pomiarowy – widok 3D PCB – góra



Rysunek 41. Moduł pomiarowy – widok 3D PCB – dół

5.4. Obliczenia i symulacje

5.4.1. Stabilizator modułu pomiarowego

W przypadku modułu pomiarowego najważniejszą kwestią był długi czas życia na baterii, który można wydłużyć, maksymalizując sprawność układu. Dlatego też w przypadku stopnia zasilającego były brane pod uwagę przetwornice, zostały jednak odrzucone, ponieważ ich sprawność gwałtownie maleje wraz ze spadkiem prądu wyjściowego – szczególnie jeśli prąd wyjściowy jest rzędu mikroamperów, tak jak na przykład w trybie głębokiego uśpienia, w którym układ pozostawałby większość czasu. Wejściowe napięcie modułu to 5 V, wyjściowe 3,3 V – przy tak niewielkiej różnicy napięć zdecydowano się na stabilizator LDO (ang. *low dropout regulator*). Dzięki LDO możliwe jest działanie przy małej różnicy napięć wejściowego i wyjściowego, co przy pracy na baterii może wydłużyć czas pracy. Parametry elektryczne wybranego modelu stabilizatora – *ADP123AUJZ-R7*:

- regulowane napięcie wejściowe: od 2,3 V do 5,5 V;
- prąd wyjściowy: do 350 mA;
- dropout: do 150 mV;
- prąd zasilania: I_{GND} do 240 μ A.

Na bazie dokumentacji [13] obliczono wartości dzielnika rezystancyjnego ustalającego napięcie wyjściowe a także maksymalną temperaturę złącza w trakcie pracy. Szacunkowe wartości prądu pobierane przez urządzenie zostały przedstawione w tabeli 4.

Napięcie wyjściowe przetwornicy:

$$V_{OUT} = 0,5 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{BIAS} \cdot R_1, \quad (22)$$

gdzie zalecana wartość dla R_1 to mniej niż $200\text{k}\Omega$ ze względu na pobierany przez terminal ADJ niezerowy prąd I_{BIAS} . Metodą iteracyjną zostały wyznaczone wartości $R_1 = 165 \text{ k}\Omega$ oraz $R_2 = 29,4 \text{ k}\Omega$,

które teoretycznie zapewniają odchylenie od napięcia 3,3 V na poziomie 10 mV. I_{BIAS} jest pomijalnie mały w obliczeniach [13, s. 11] – jego wkład wynosi tylko 0,3 % przy założeniu temperatury pokojowej. Podstawiając znalezione wartości do wzoru 22:

$$V_{OUT} = 0,5 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{165 \text{ k}\Omega}{29,4 \text{ k}\Omega} \right) = 3,306 \text{ V} \quad (23)$$

Temperatura złącza:

$$T_J = T_A + [(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{LOAD}] \cdot \Theta_{JA}, \quad (24)$$

gdzie:

- T_J – maksymalna temperatura złącza w °C,
- T_A – temperatura otoczenia w °C,
- V_{IN} – napięcie wejściowe w V,
- V_{OUT} – napięcie wyjściowe w V,
- I_{LOAD} – prąd obciążenia w A,
- Θ_{JA} – współczynnik przewodnictwa termicznego złącze–otoczenie w °C/W.

W najgorszym przypadku temperatura nie może przekroczyć 125°C, to jest kiedy temperatura otoczenia wynosi 40°C, urządzenie pobiera maksymalny prąd oraz występuje największy współczynnik przewodnictwa termicznego, czyli dla wąskich ścieżek. Po podstawieniu do wzoru (24):

$$T_J = 40^\circ\text{C} + [(5,0 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 0,148 \text{ A}] \cdot 170^\circ\text{C/W} = 82,772^\circ\text{C} \cong 82.8^\circ\text{C} < 125^\circ\text{C} \quad (25)$$

Wartości prądów i napięć oraz temperatura złącza mieścią się w dopuszczalnym zakresie.

W tabelach 4 oraz 5 znajdują się zaokrąglone w góre wartości maksymalnego poboru prądu (w przypadku mikrokontrolera wszystkie peryferia włączone, taktowane najszybszym sygnałem zegarowym, maksymalna moc transmisji) na bazie [9, s. 65, 78] oraz dokumentacji poszczególnych komponentów:

Tabela 4. Szacunkowy pobór prądu – moduł pomiarowy

Układ	Prąd [mA]
STM32WLE5C8U6	
–rdzeń	15,0
–radio (Tx)	110,0
TCXO	5,0
diody LED	10,0
sensor	8,0
Suma	148 mA
ADP123 ($I_{LOAD} = 300 \text{ mA}$)	0,240

Tabela 5. Szacunkowy pobór prądu – stacja bazowa

Układ	Prąd [mA]
STM32WLE5C8U6	
-rdzeń	15,0
-radio (Rx boosted, SMPS)	11,0
TCXO	4,0
diody LED	10,0
wyświetlacz LCD	100,0
brzęczyk	90,0
Suma	230 mA

Tabela 6. Szacunkowy pobór prądu w trybie oszczędzania energii – moduł pomiarowy

Układ	Prąd [μ A]
STM32WLE5C8U6	
-rdzeń (tryb <i>standby</i>)	0,36
-radio (tryb <i>sleep</i>)	0,15
ADP123 (bez obciążenia)	45,0
Suma	45,51 μA

5.4.2. Moduł pomiarowy – czas życia przy zasilaniu baterijnym

Szacowany średni pobór prądu modułu pomiarowego obliczony został przy założeniu, że urządzenie będzie dokonywało 10 pomiarów w ciągu doby. Czas pracy urządzenia w kolejnych fazach:

Tabela 7. Średni czas pracy urządzenia w ciągu doby – 10 cykli

Faza	Średni prąd [mA]	Czas trwania fazy [s]
Sen	0,046	—
Pomiar	38,0	3
Transmisja	138,0	5

Na tej podstawie średni pobór prądu w ciągu doby:

$$I_{avg} = \frac{1}{T} (I_{sleep} \cdot t_{sleep} + I_{measure} \cdot t_{measure} + I_{transmit} \cdot t_{transmit}) \quad (26)$$

gdzie:

- I_{avg} – średni prąd w ciągu doby w mA;
- t_{sleep} , $t_{measure}$, $t_{transmit}$ – średni prąd w poszczególnych fazach w mA;
- T – czas, za który prąd jest uśredniany w sekundach;
- P_{sleep} , $P_{measure}$, $P_{transmit}$ – czasy poszczególnych faz w sekundach.

Po podstawieniu:

$$I_{avg} = \frac{1}{24 \cdot 3600 \text{ s}} (0,046 \text{ mA} \cdot 86320 \text{ s} + 38,0 \text{ mA} \cdot 3 \text{ s} \cdot 10 + 138,0 \text{ mA} \cdot 5 \text{ s} \cdot 10) = 0,139 \text{ mA} \quad (27)$$

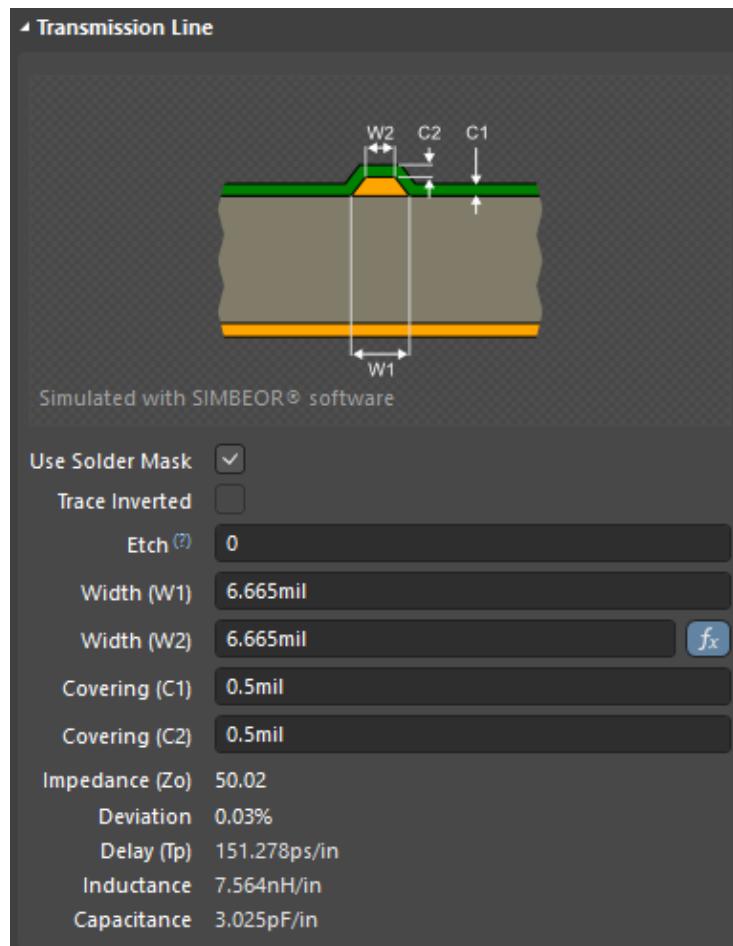
Na bazie średniego poboru prądu oszacowana została długość pracy urządzenia przy zasilaniu baterijnym. Dodatkowe założenia to:

- urządzenie zasilane przez 3 ogniwa 1,5 V 1500 mAh(Aa Duracell Lr6/Mn1500);
- płaska charakterystyka prąd-napięcie.

$$T = \frac{C_{bat}}{I_{sr}} = \frac{3 \cdot 1500 \text{ mAh}}{0,139 \text{ mA} \cdot 24 \text{ h}} = 1348,8 \approx 1349 \text{ dni} = 3,7 \text{ lat} \quad (28)$$

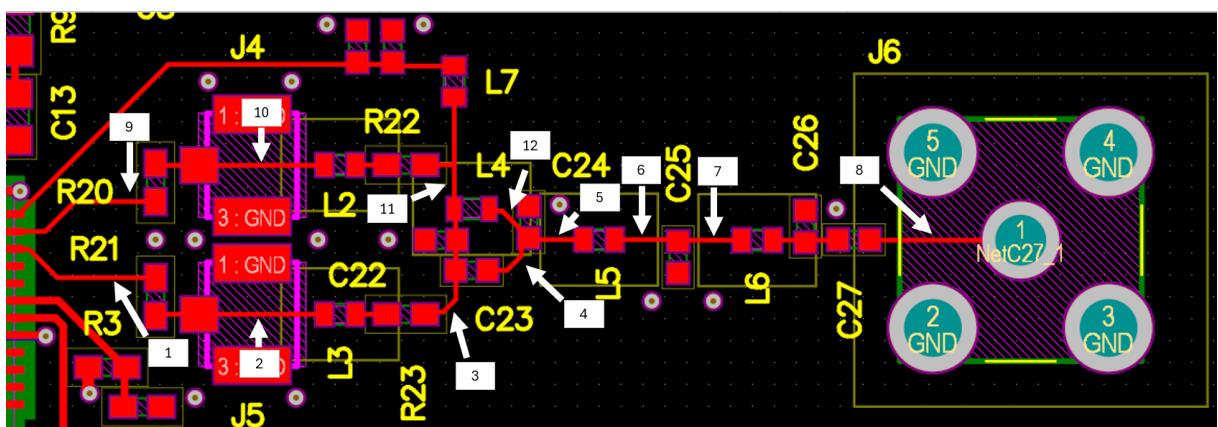
5.4.3. Moduł pomiarowy – dopasowanie toru radiowego

Po wstępny dobieraniu elementów toru nadawczego przeprowadzono niezbędne symulacje pozwalające ocenić stopień dopasowania. W symulacji uwzględnione zostały modele pojemności i indukcyjności pasożytniczych, których wartości zostały oszacowane na bazie długości odcinków linii między kolejnymi elementami oraz wskazaniami programu Altium. Na ilustracji 42. widoczne są indukcyjność i pojemność linii mikropaskowej na jednostkę długości, zgodne z przyjętym stosem warstw PCB.



Rysunek 42. Pojemności i indukcyjności pasożytnicze na płytce PCB

Do obliczeń wykorzystany został arkusz kalkulacyjny Excel. Na ilustracji 43 oznaczone zostały kolejne ścieżki toru. Na bazie ich długości, która jest podawana przez program Altium, możliwe było przeprowadzenie kalkulacji. Wyniki zebrane zostały w tabeli 8.



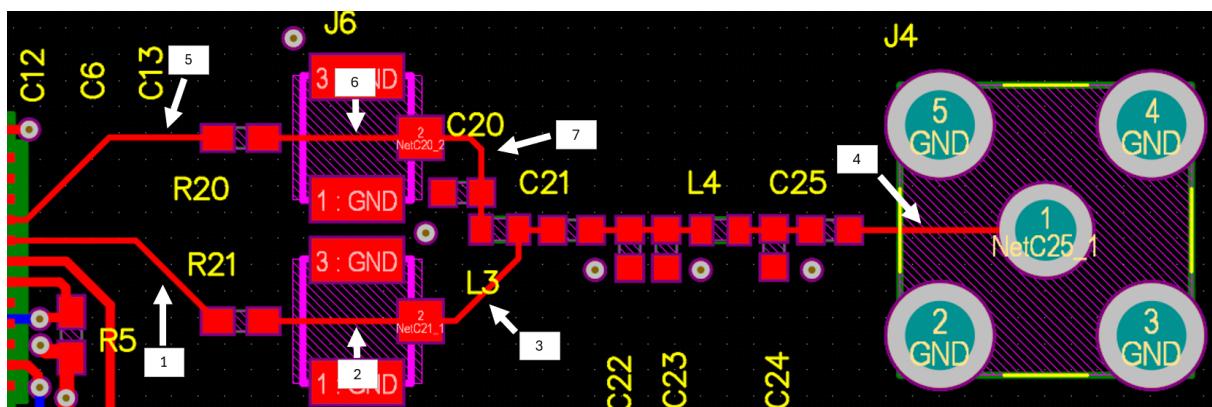
Rysunek 43. Fragment modułu pomiarowego wraz ze ścieżkami uwzględnionymi w obliczeniach pojemności i indukcyjności

Tabela 8. Wyniki obliczeń pojemności i indukcyjności pasożytniczych

Nr linii	L [mm]	L [nH]	C [pF]
1.	3.993	1.18	0.47
2.	3.615	1.07	0.43
3.	1.801	0.53	0.21
4.	1.617	0.48	0.19
5.	1.256	0.37	0.15
6.	1.788	0.53	0.21
7.	1.804	0.53	0.21
8.	4.225	1.25	0.50
9.	4.549	1.35	0.54
10.	3.615	1.07	0.43
11.	2.132	0.63	0.25
12.	1.084	0.32	0.13
7+8 ^a	9.906	2.93	1.17

^a Oznaczenie „7+8” reprezentuje linię od kondensatora C25 do gniazda SMA.

Podobne rozważania zostały przeprowadzone dla stacji bazowej. Wyniki znajdują się w tabeli 9 a zaznaczone ścieżki na 44.

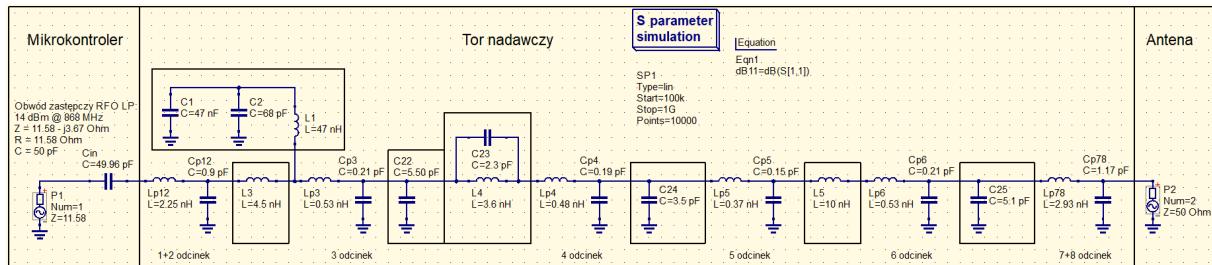


Rysunek 44. Fragment PCB stacji bazowej wraz ze ścieżkami uwzględnionymi w obliczeniach pasożytniczych pojemności i indukcyjności

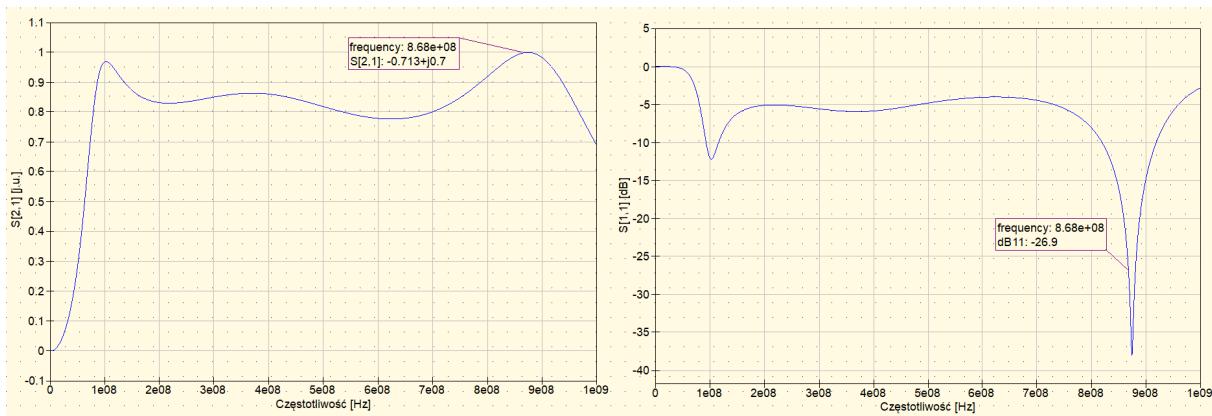
Tabela 9. Wyniki obliczeń pojemności i indukcyjności pasożytniczych dla stacji bazowej

Nr linii	L [mm]	L [nH]	C [pF]
1.	5.906	1.75	0.70
2.	3.769	1.12	0.45
3.	3.667	1.09	0.43
4.	4.722	1.40	0.56
5.	6.078	1.80	0.72
6.	3.769	1.12	0.45
7.	2.618	0.78	0.31

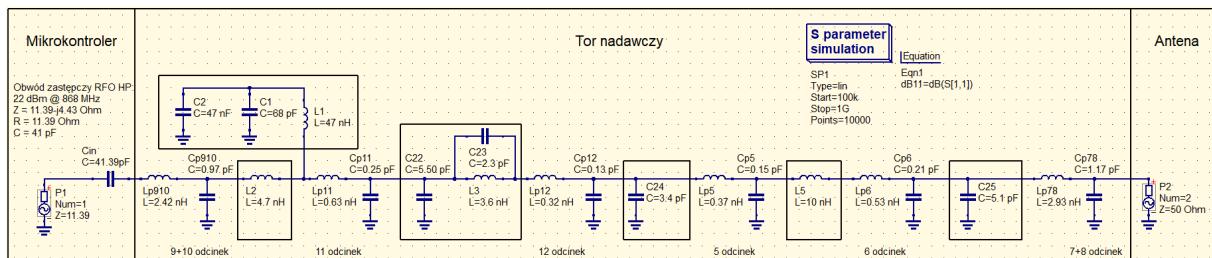
Na podstawie zebranych danych możliwe było przeprowadzenie symulacji. Na parach ilustracji 45., 46., 47. i 48. przedstawione zostały obwody transmisyjny LP, HP oraz odbiorczy stacji bazowej wraz z odpowiadającymi im wynikami symulacji.



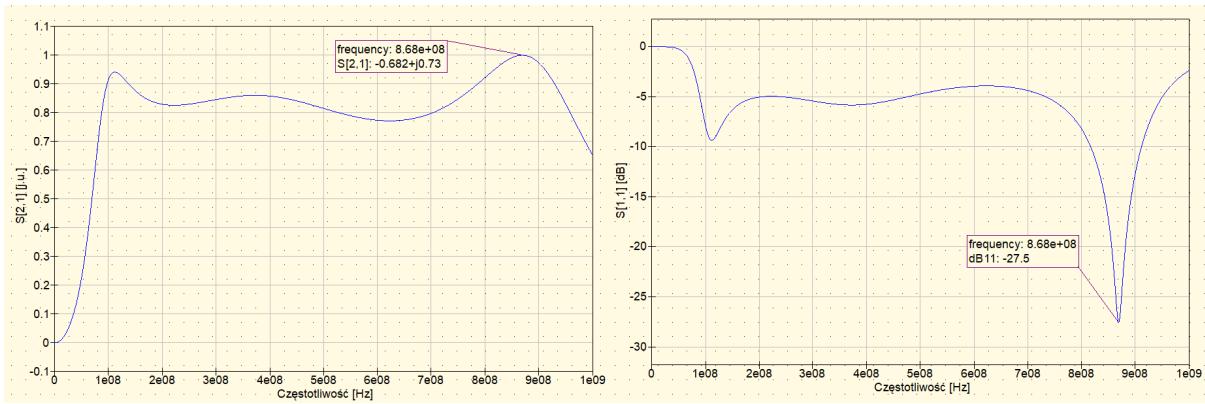
Rysunek 45. Obwód transmisyjny LP modułu pomiarowego wykorzystany w symulacji



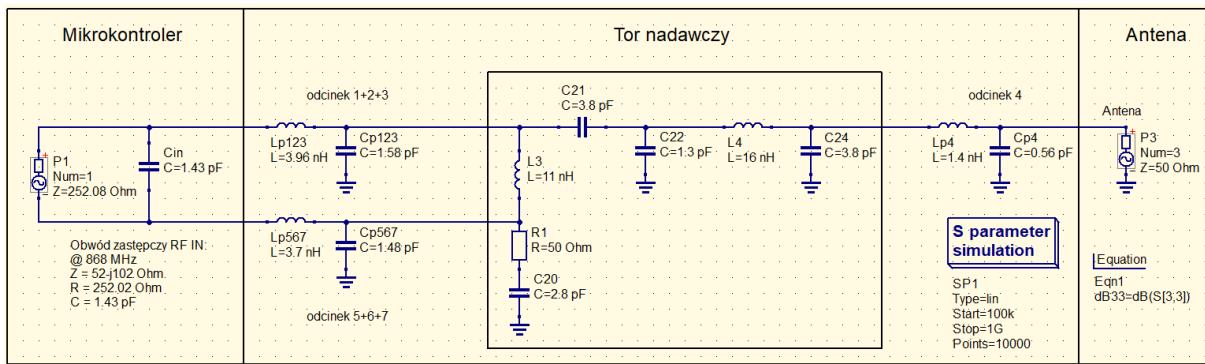
Rysunek 46. Wyniki symulacji obwodu transmisyjnego LP



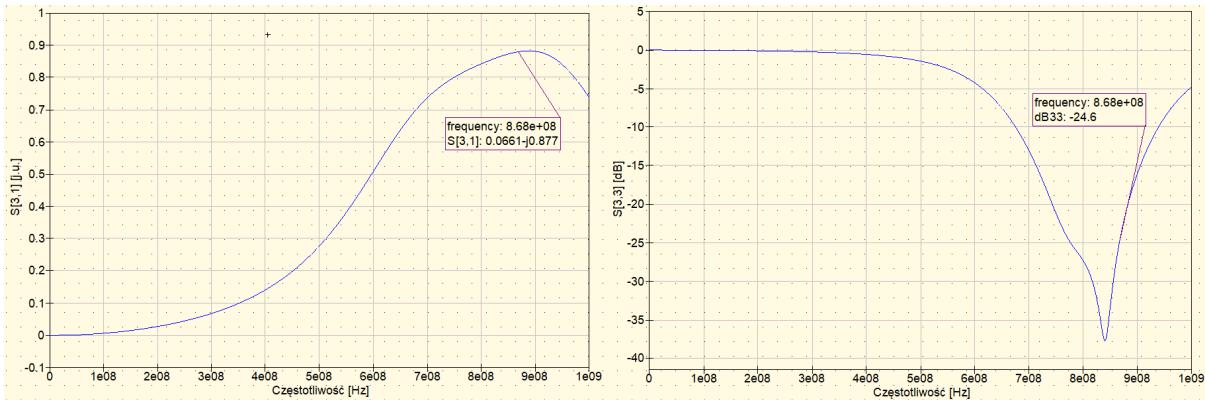
Rysunek 47. Obwód transmisyjny LP modułu pomiarowego wykorzystany w symulacji



Rysunek 48. Wyniki symulacji obwodu transmisyjnego LP



Rysunek 49. Obwód odbiorczy stacji bazowej wykorzystany w symulacji



Rysunek 50. Wyniki symulacji obwodu odbiorczego stacji bazowej

Tabela 10. Wyniki symulacji

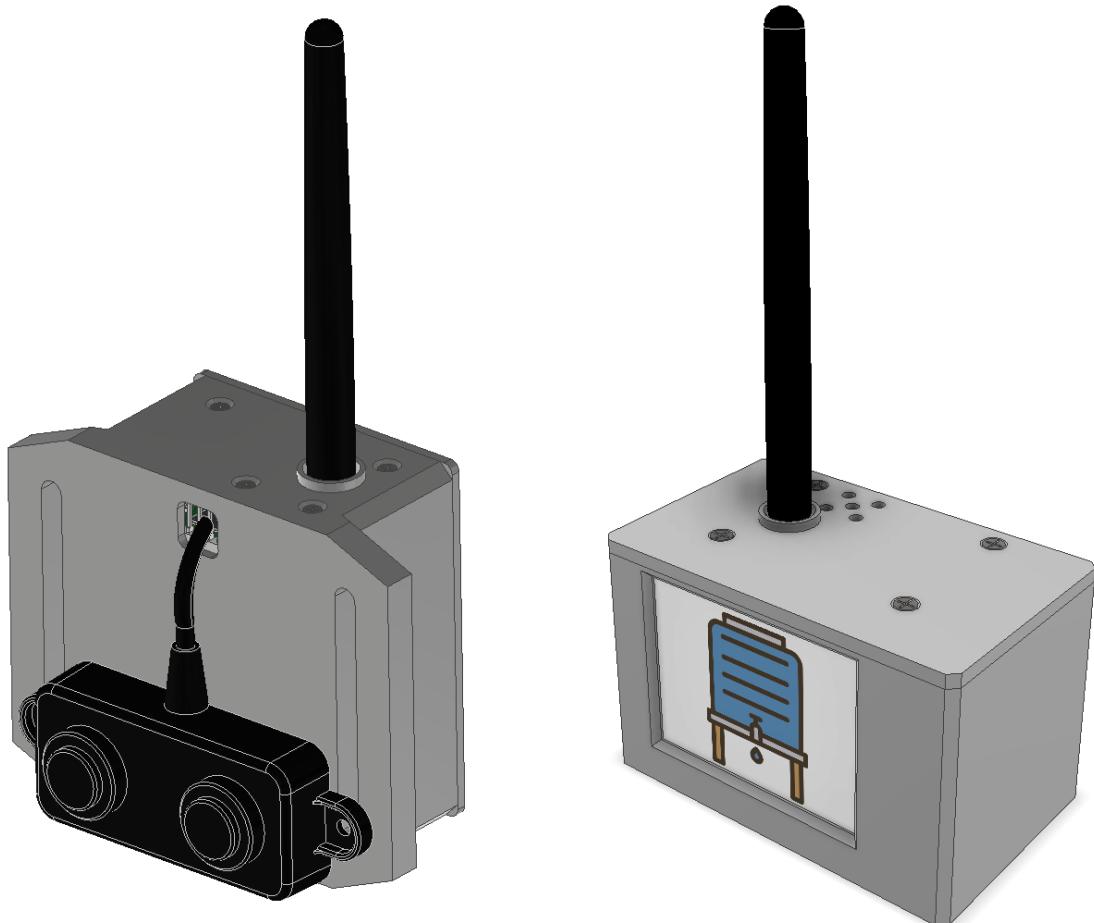
Moduł pomiarowy		
	LP	HP
S21 [j.u.]	-0,713+j0,70	-0,682+j0,73
S21	0,992	0,999
P _{TX} [%] ^a	99,8	99,8
S11 [dB]	-26,9	-27,5
Stacja bazowa		
S31 [j.u.]	0,066-j0,887	
S31	0,890	
S21 [dB]	-24,6	
P _{TX} [%]	79,1	

^a Procentowa ilość transmitowanego sygnału między wrotami wejściowymi i wyjściowymi.

Na podstawie zebranych danych można stwierdzić, że obwody transmisyjne mają dobry stopień dopasowania, ponieważ na wrotach anteny odbija się tylko 1% mocy. Obwód stacji bazowej jest dopasowany znacznie gorzej, gdyż z anteny do mikrokontrolera dociera jedynie 79% sygnału. Charakterystyki wszystkich trzech torów są bardzo wąskopasmowe, więc każdy dodatkowy, nieuwzględniony element pasożytniczy, jest w stanie ją mocno zmienić. Dlatego też poprawianie dopasowania obwodów powinno mieć miejsce dopiero po zlutowaniu układów. Symulacja miała za zadanie pokazać, czy obliczenia wartości elementów zostały wykonane poprawnie. Przeprowadzone obliczenia są obarczone niedokładnością i powinny być traktowane jedynie jako punkt odniesienia. Nie zostały uwzględnione pojemności padów, pojemności ścieżek do płaszczyzny masy na warstwie *TOP*, a także dodatkowe pojemności i indukcyjności pasożytnicze samych elementów, ponieważ dokładne dane nie zostały ukazane w ich notach katalogowych, a charakterystyki, choć dostępne w SimSurfing, nie były wystarczające do ekstrakcji wszystkich niezbędnych parametrów, ponieważ były nieliniowe i mocno odbiegały od teoretycznych charakterystyk kondensatorów i cewek indukcyjnych.

6. Projekt obudowy

Obudowa została zaprojektowana w programie Inventor oraz wydrukowana na drukarce 3D Ender-3 S1 Pro. Proces tworzenia obudowy polegał na wyeksportowaniu z programu Altium modeli płytek PCB w formacie .step oraz dopasowaniu do nich tworzonej geometrii. Model czujnika ultradźwiękowego został pobrany z Internetu. Rezultat prac widoczny jest na poniższej ilustracji 51.



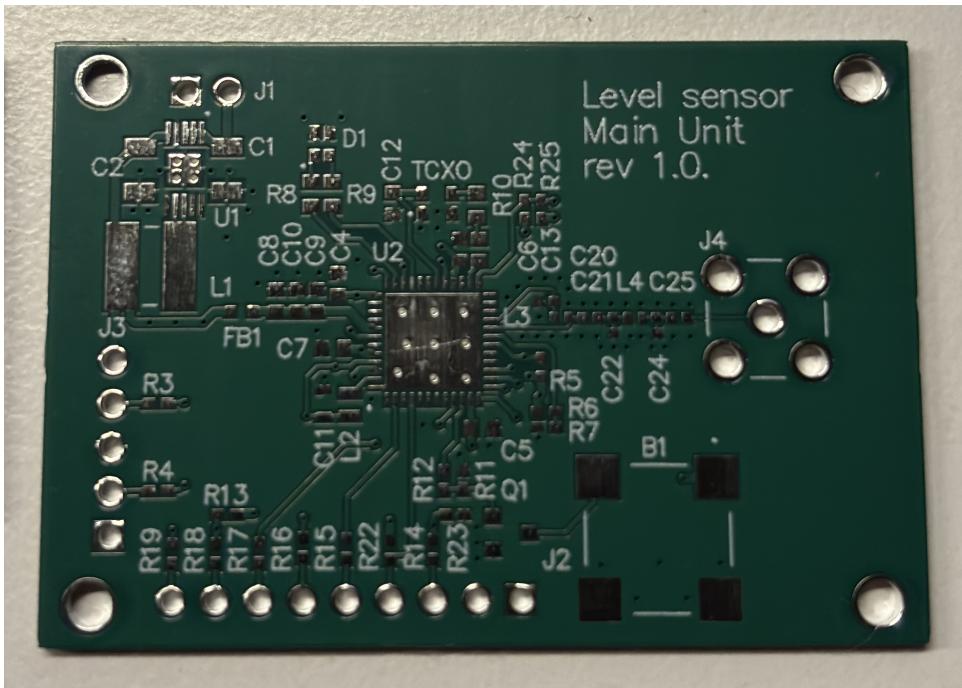
Rysunek 51. Projekt obudowy. Po lewej obudowa czujnika. Po prawej obudowa stacji bazowej

Część III.

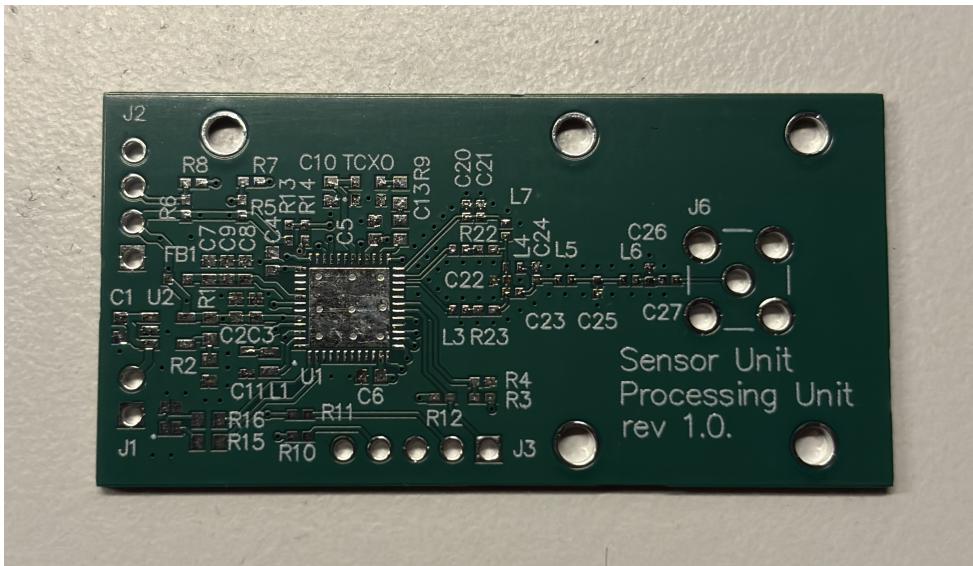
Realizacja prototypu i weryfikacja

7. Montaż

Po dostarczeniu elementów oraz płytka PCB (nowe płytki PCB na zdjęciach 52 oraz 53) przystąpiono do montażu urządzeń. Z uwagi na dużą ilość elementów w obudowach SMD oraz dostępność półautomatycznego dyspensera pasty lutowniczej oraz pieca zdecydowano się na lutowanie rozpływowe (ang. *reflow soldering*), które nie wymaga użycia topnika, zatem podłożę po zakończonym procesie jest czyste. Metoda ta eliminuje niebezpieczeństwo zdmuchnięcia elementów gorącym powietrzem (ang. *hot-air*) oraz upraszcza lutowanie małych, nieporęcznych elementów. Na samym początku położone zostały rezistory, kondensatory i cewki indukcyjne, a także koraliki ferrytowe. W drugiej iteracji położone zostały większe elementy – układy scalone, generatory TCXO oraz pozostałe elementy do montażu powierzchniowego. Na samym końcu zostały ręcznie polutowane gniazda SMA oraz złącza szpilkowe.

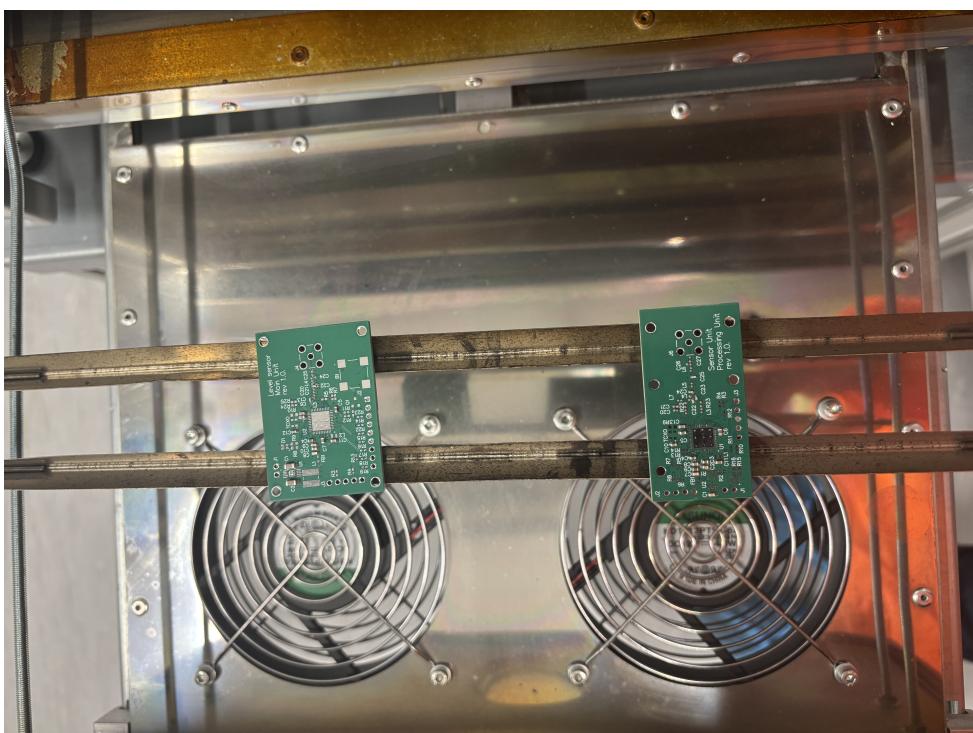


Rysunek 52. Płytki PCB stacji bazowej przed montażem



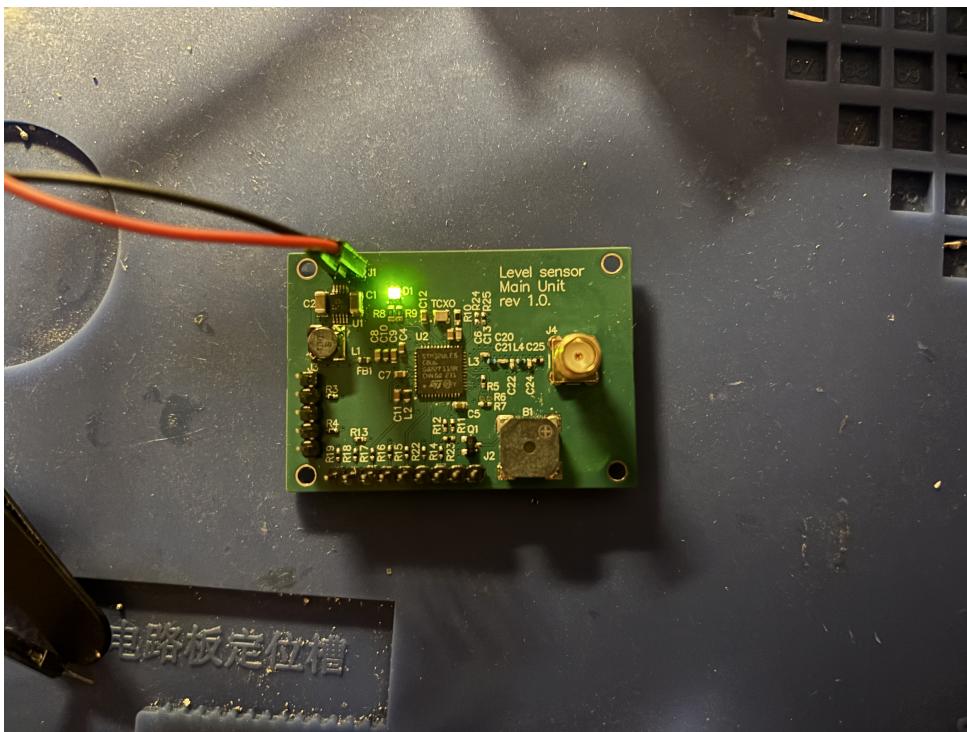
Rysunek 53. Płytki PCB modułu pomiarowego przed montażem

Na ilustracji 54. widoczne są dwie płytki PCB przed pierwszym lutowaniem. Pady obudów 0402 były na tyle małe, że dyspenser przy ustawnieniu najmniejszej dostępnej kropli pasty wciąż dozował jej zbyt wiele – pasty było za dużo i po trzydziestu minutach zaczynała się rozplynąć na boki. Dodatkowo wytrącała się z niej ciecz, co powodowało, że komponenty przestawały się trzymać podłożą. Z tego względu co pewien czas pasta musiała zostać schłodzona w lodówce, żeby odzyskała swoje pierwotne właściwości. Z uwagi na wymienione problemy nakładanie pasty i lutowanie w piecu odbywało się naprzemian w kilku cyklach.



Rysunek 54. Płytki przed lutowaniem w piecu rozpluwowym

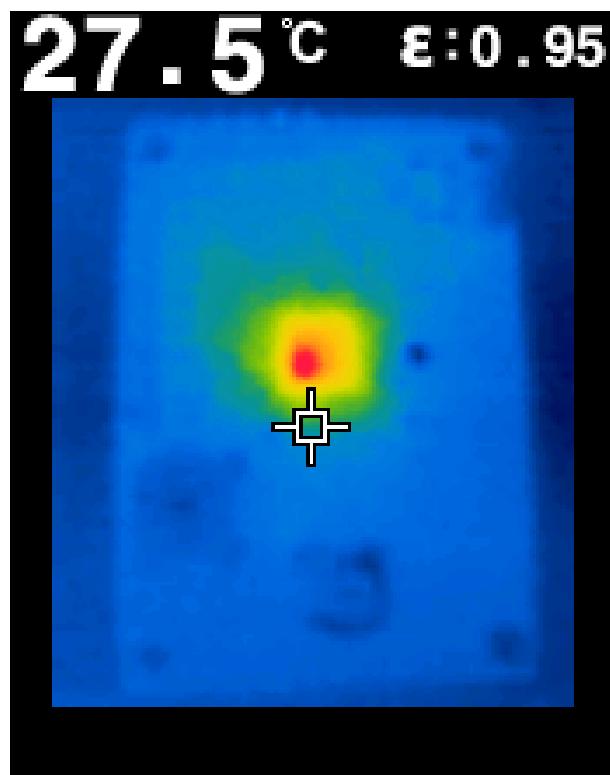
Na zdjęciu 55. widoczny jest efekt prac nad modułem stacji bazowej.



Rysunek 55. Stacja bazowa po zlutowaniu

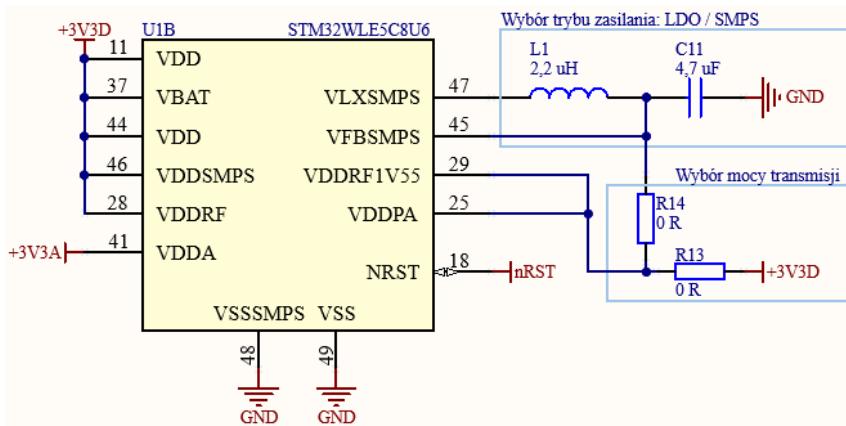
8. Pierwsze uruchomienie

Po zakończonym montażu przystąpiono do uruchomienia urządzeń. Okazało się, że popełniono kilka błędów, w skutek czego uszkodzono aż pięć układów STM32WL. Objawem był nienaturalnie wysoki pobór prądu obu urządzeń oraz nadmiernie wydzielane ciepło. Po pierwsze i najważniejsze, okazało się, że w wyniku przeoczenia został źle zaprojektowany fragment sekcji zasilania wspólny dla obu urządzeń. Zgodnie z tym, co widać na ilustracji 57 wyprowadzenia VDDPA (3,3 V) oraz VDDRF1V55 (1,55 V), zostały połączone na stałe. Zgodnie z dokumentacją [9, s. 23], wyjście VDDRF1V55 dostarcza zasilanie dla modułu radiowego i powinno być połączone z VFBSMPS (wyjście LDO lub przetwornicy SMPS), jednak w wyniku przylutowania rezystora R13, VDDRF1V55 zostało zwarte do zasilania 3,3 V. Wyeliminowano problem poprzez wylutowanie rezystora R13 na stałe i połączenie VDDPA oraz VDDRF1V55 z VFBSMPS przez R14. Niestety, w wyniku tej operacji utracona została możliwość nadawania sygnału radiowego z maksymalną mocą +22 dBm (maksymalnie +14 dBm), gdyż w tym celu VDDPA potrzebuje napięcia 3,3 V. Ilustracja 56 przedstawia zdjęcie wykonane kamerą termowizyjną grzejącego się układu. Pobierany prąd z zasilacza wynosił około 120 mA. Po drugie, dobrano zbyt małe rezystory ograniczające prądy diod, sugerując się jedynie mało dokładną charakterystyką prąd–napięcie. Dodatkowo, jeden układ został uszkodzony wyładowaniem ESD.



Rysunek 56. PCB z uszkodzonym mikrokontrolerem

Kolejnym problematycznym elementem był generator TCXO. Próba zmierzenia sygnału sondą oscyloskopową w trybie skalowania $\times 1$ nie dawała oczekiwanych rezultatów. Sygnał, który zgodnie z założeniami [14] miał być sinusoidą o amplitudzie minimum 0,8 V, miał około 20 mV i co pewien czas ustawał. Błędnie przypuszczano, że generator został uszkodzony w trakcie procesu odlutowy-



Rysunek 57. Błąd w schemacie elektrycznym

wania i ponownego lutowania mikrokontrolera z użyciem gorącego powietrza. W efekcie TCXO było kilkukrotnie zmieniane. Finalnie okazało się, że problem leży w naturze samego pomiaru – konkretnie w budowie sondy oscyloskopowej, która w ustawieniu $\times 1$ zwiększa pojemność widzianą z poziomu wejścia oscyloskopu. TCXO jest w stanie wysterować tylko około 10 pF, gdzie pojemność sondy prawdopodobnie zwielokrotniła pojemność widzianą z poziomu generatora – ten nie był w stanie zapewnić odpowiedniego prądu i zostawał wyłączony. W rozdziale 9. omówione zostały wszystkie problemy, które zostały zauważone na różnych etapach realizacji projektu.

Pomimo trudności udało się z powodzeniem uruchomić oba urządzenia i przetestować działanie poszczególnych peryferiów – w tym wyświetlacza LCD, brzęczyków, czujnika ultradźwiękowego oraz TCXO.

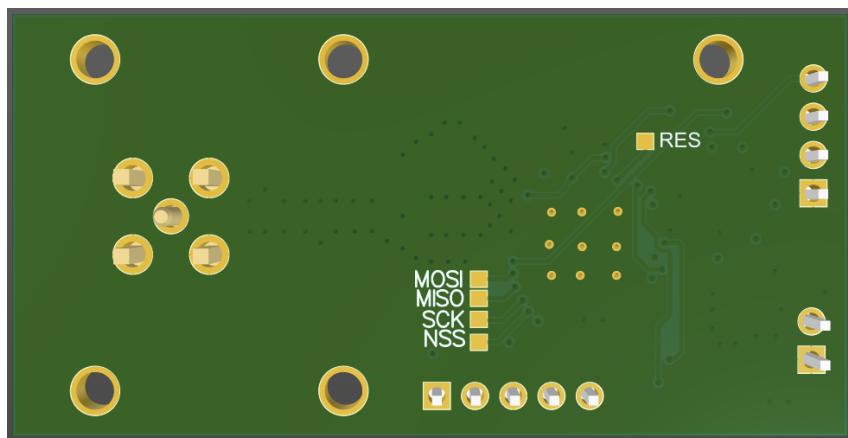
Następnym etapem były testy komunikacji bezprzewodowej. Niestety, pomimo wielu godzin spędzonych nad projektem, nie udało się doprowadzić do przesłania danych z modułu pomiarowego do stacji bazowej. Na tym etapie, mając na uwadze ilość zaistniałych problemów, zadecydowano o konieczności stworzenia kolejnej rewizji – pozbawionej problemów pierwszej wersji.

9. Popełnione błędy

W trakcie uruchamiania urządzeń napotkano szereg problemów. Podczas projektowania schematów popełniono krytyczny błąd, który doprowadził do uszkodzenia kilku sztuk układu STM32WLE5C8U6, co w efekcie opóźniło projekt (układy nie są dostępne w lokalnej dystrybucji) i zwiększyło nakład finansowy. W wyniku przeoczenia VDDPA oraz VDDRF1V55 zostały na stałe połączone, więc próba zasilenia VDDPA z napięcia 3,3 V niezbędnego do transmisji z dużą mocą 21 dBm prowadziła do uszkodzenia terminalu VDRF1V55 i całego radia. Rozwiązaniem było montaż rezystorów w odpowiedniej konfiguracji i ograniczenie mocy w układzie nadawczym do 14 dBm.

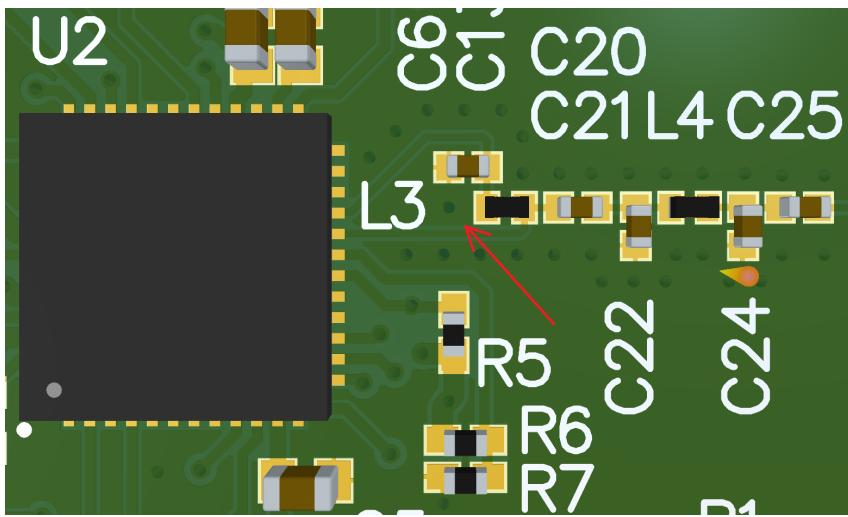
Dobrane zostały zbyt małe rezystory dla diod LED, co było wynikiem zbyt dużych uproszczeń i doprowadziło do uszkodzenia GPIO – w notach katalogowych diod dołączone były jedynie mało dokładne charakterystyki prąd – napięcie. Należało na tamtym etapie zmienić model elementu, rozważyć sterowanie kluczem tranzystorowym albo użyć bezpiecznych, większych rezystancji.

Kolejnym problemem było to, że nie przewidziano kluczowania zasilania dla sensora ultradźwiękowego, co negatywnie wpływałoby na długość życia urządzenia zasilanego z baterii (według szacunków przy stałym poborze prądu rzędu 8,0 mA czas życia wyniósłby tylko około 20 dni). Rozwiązaniem jest zmiana konfiguracji jednego z wyprowadzeń, które pierwotnie miało służyć do celów diagnostycznych interfejsu SPI (rys. 58), na *push-pull* oraz zewnętrzne klucza tranzystorowego.



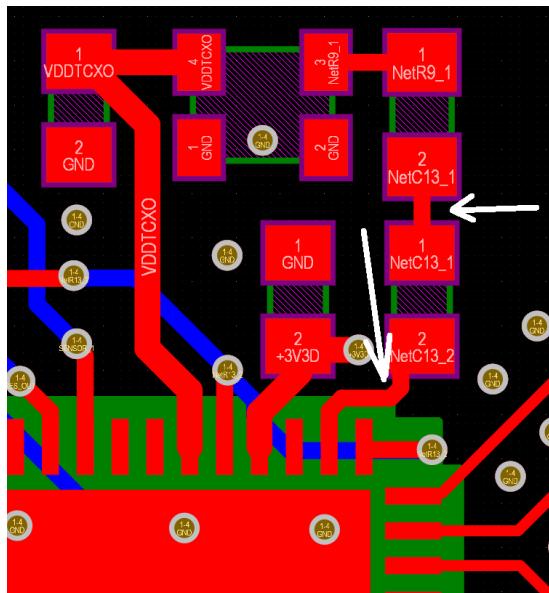
Rysunek 58. Dolna strona płytki sensora i wyprowadzenia diagnostyczne

W trakcie projektowania płyt PC nie uwzględniono efektów pasożytniczych w sekcjach „krytycznych”. Przykładowo: na płytce stacji bazowej dodano dużą indukcyjność pasożytniczą w torze RF, ponieważ kondensator C21 ma połączenie z masą tylko jedną przelotką, co widoczne jest poniżej na rys. 59.



Rysunek 59. Dodatkowa indukcyjność w torze RF

Nieoptymalne są również ścieżki prowadzące od wyjścia TCXO do STM32 (rys. 60). Szerokie ścieżki dodają niepotrzebnie pasożytniczą pojemność. Można było także użyć elementów w obudowach 0402, które mają mniejsze pady.



Rysunek 60. Zbyt szerokie ścieżki TCXO

Dodatkowo zaniedbana została warstwa opisowa na obu płytach, przez co konieczne jest częste sięganie po dokumentację, żeby sprawdzić, gdzie na złączach szpilkowych wyprowadzony został jakiś sygnał. Na płytach brakuje też punktów pomiarowych oraz złączy, w które można przykładowo wpiać amperomierz, co uprościłoby przeprowadzenie pomiarów związanych z zasilaniem. Niektóre elementy na płytce mogłyby zostać wymienione. Przykładem mogą być złącza szpilkowe, które służą raczej prototypowaniu. Nie ma także potrzeby używania rezystorów w obudowach 0402. Elementy te są małe i trudniejsze w lutowaniu od komponentów w obudowach 0603 czy 0805. Małe rezystory, kondensatory czy cewki powinny być używane tylko wtedy, kiedy zachodzi rzeczywista potrzeba.

Część IV.

Rewizja druga

10. Projekt

W związku z nieprawidłowym działaniem pierwszej wersji projektu oraz trudnościami w znalezieniu przyczyny stworzono drugą, poprawioną wersję. Wprowadzono dwie kluczowe z punktu projektowego zmiany. Zamiast dwóch płyt PCB powstała jedna, co przełożyło się na znaczące obniżenie kosztów oraz skrócenie czasu wytworzenia, a także lepsze dopracowanie układu. Drugą istotną różnicą było całkowicie odmienne podejście do projektu części radiowej – tym razem wzorowano się na referencyjnym projekcie od STMicroelectronics opartym o scalony balun IPD (ang. *integrated passive device*). Takie podejście ma szereg zalet [12, s. 65] w porównaniu z budowaniem toru radiowego na elementach dyskretnych:

- prostsze dopasowanie impedancji;
- tańsze testowanie;
- brak problemu rozrzutu parametrów,
- mniejsza liczba elementów,
- zmniejszenie wymiarów PCB.

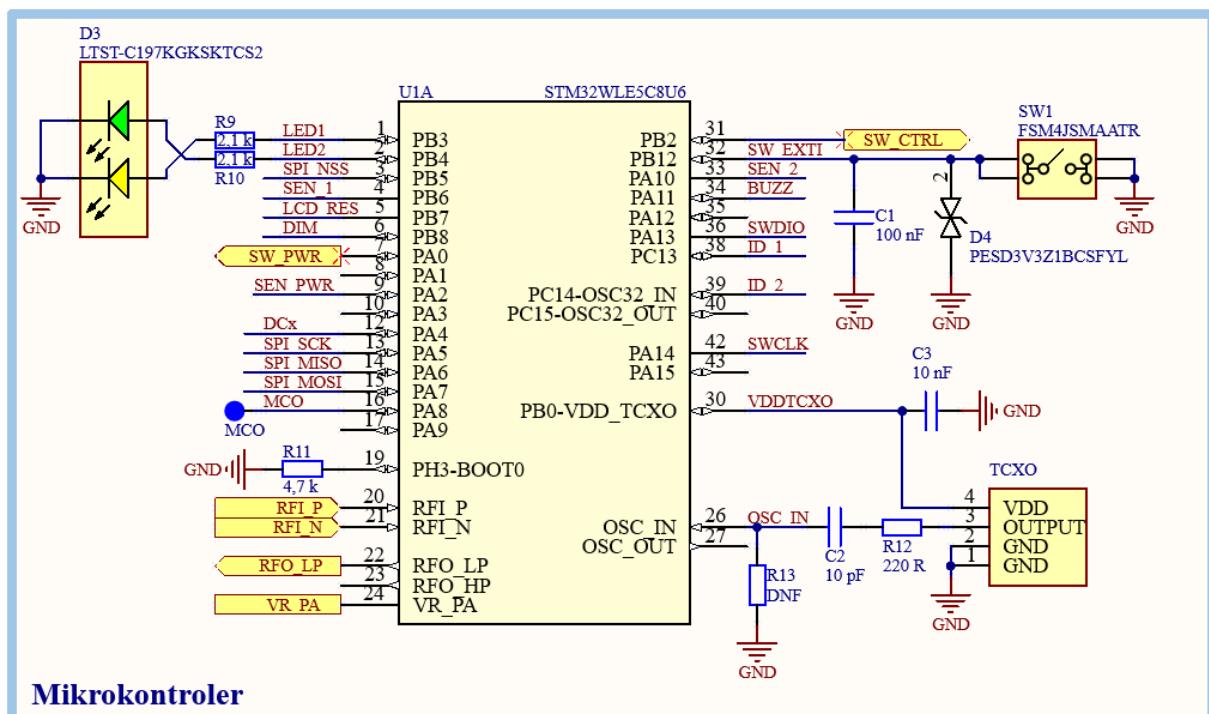
Nowy projekt umożliwił rozwiązywanie wielu problemów, które miał stary układ. Wprowadzone poprawki to:

- eliminacja problemu bezpośredniego połączenia VDD i VDDRF1V55;
- dodanie kluczowania zasilania sensora;
- dodanie czytelnej, odpowiedniej warstwy opisowej;
- dodanie punktów, rezystorów i złączy pomiarowych;
- dodanie złącz i diod do celów debugowania;
- optymalizacja szerokości ścieżek;
- wkorzystanie z większych elementów (rozmiar 0603 zamiast 0402).

10.1. Schematy elektryczne

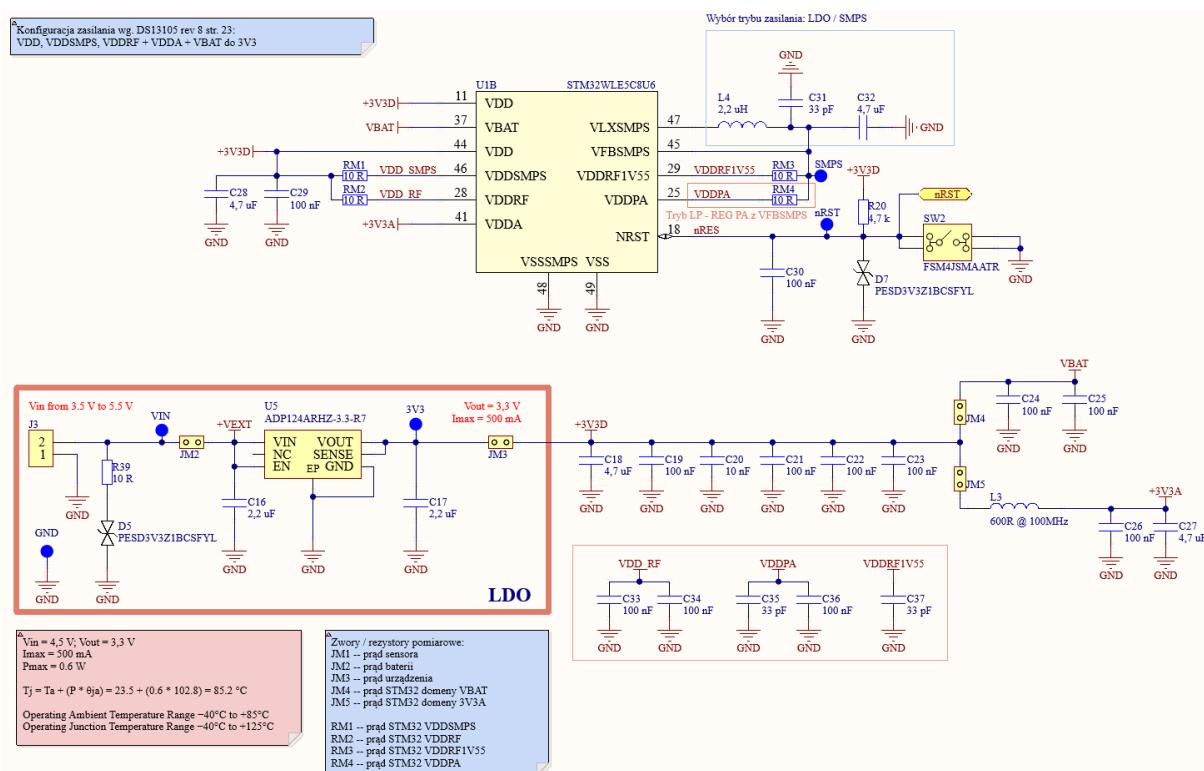
Nowy tor radiowy to nie jedyna zmiana w projekcie. Pomniejszym modyfikacjom uległa każda wyodrębniona sekcja. W przypadku mikrokontrolera (rys. 61) zostały dodane między innymi: sterowanie przełącznikiem RF oraz zasilaniem sensora, przycisk oraz opcjonalny rezistor R13 w torze TCXO. Wprowadzony został również sygnał MCO, który umożliwia zweryfikowanie poprawności sygnału zegarowego.

Do sekcji zasilania (rys. 62) dodano przycisk resetu, punkty testowe głównych napięć w układzie, zwory oraz rezystory pomiarowe prądu. Ważną zmianą było połączenie na stałe VDDPA z VDDRF1V55, co odpowiada konfiguracji niskomocowej modułu radiowego (14 dBm). Wybrano także mocniejszy stabilizator (ADP124 zamiast APD123) – o większym prądzie maksymalnym, tak aby możliwe było zasilenie bardziej prądożernego wyświetlacza LCD.



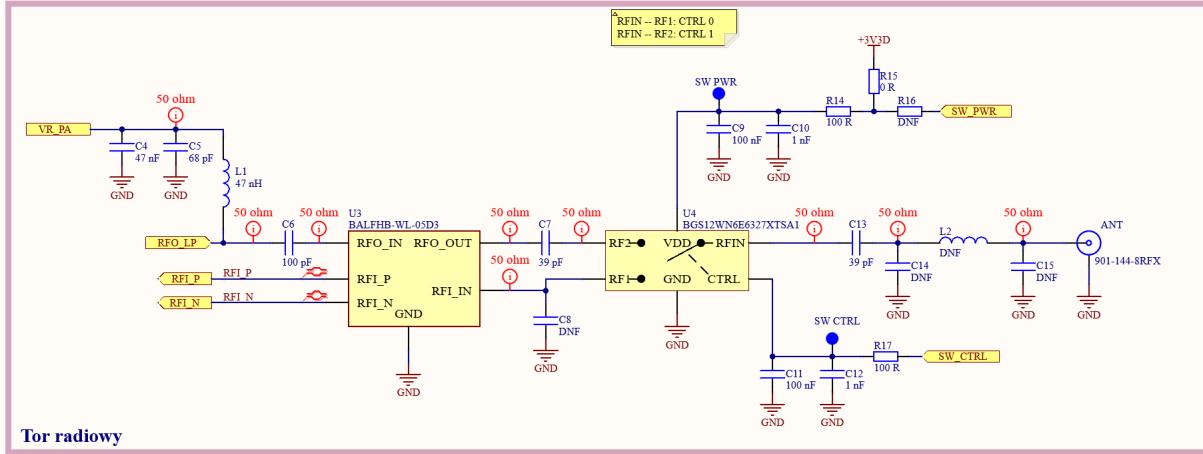
Mikrokontroler

Rysunek 61. Rewizja druga – mikrokontroler



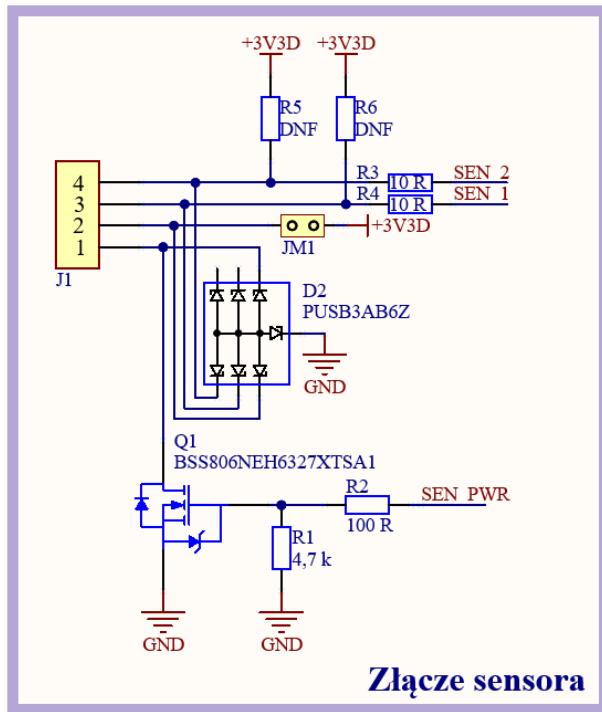
Rysunek 62. Rewizja druga – sekcja zasilania

Tor radiowy (rys. 63) powstał na bazie układu [15] z materiałów pomocniczych dostarczonych przez producenta. Użyty został balun w postaci układu IPD oraz przełącznik RF, który umożliwił dwustronną komunikację – transmisję i odbiór danych.



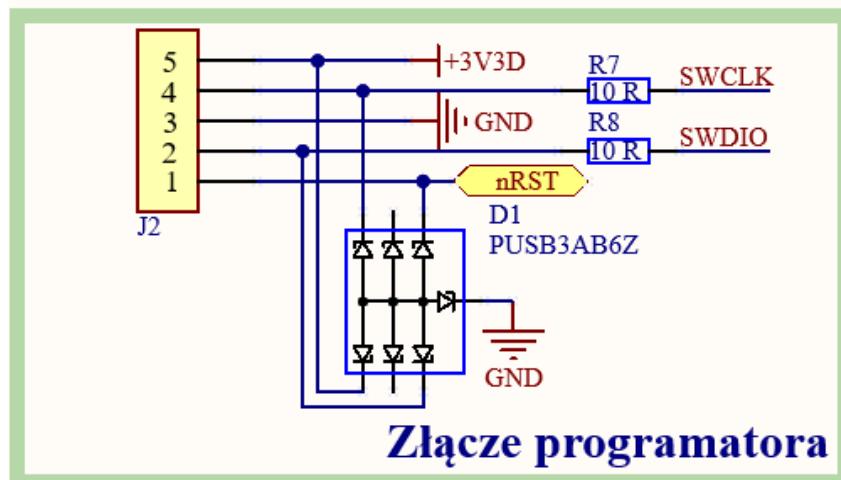
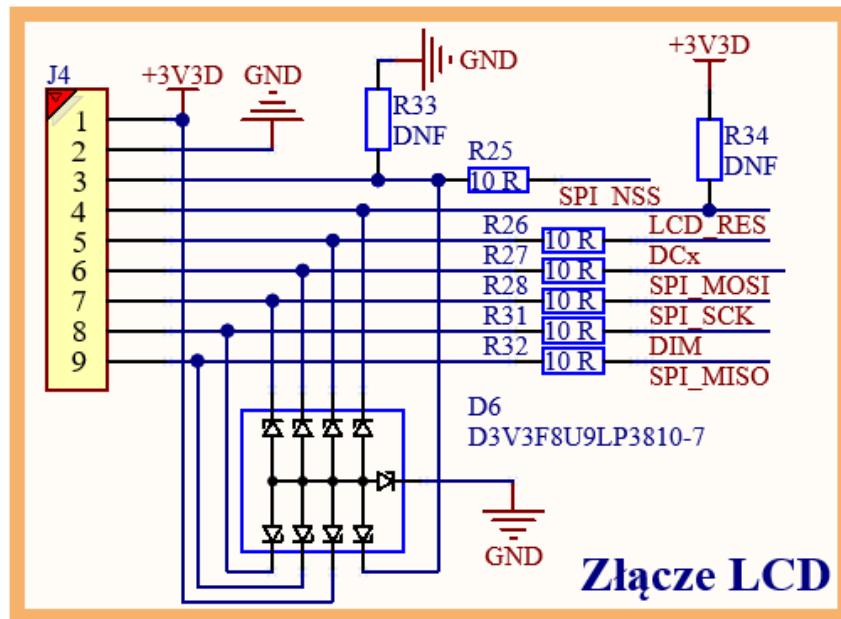
Rysunek 63. Rewizja druga – tor radiowy

Obok bezprzewodowej transmisji danych, urządzenie w swoich założeniach miało być energooszczędne. Stąd też prawdopodobnie druga najważniejsza zmiana względem poprzedniej rewizji, czyli dodanie możliwości włączania i wyłączania sensora, zrealizowane na kluczu tranzystorowym widocznym na rys. 64.



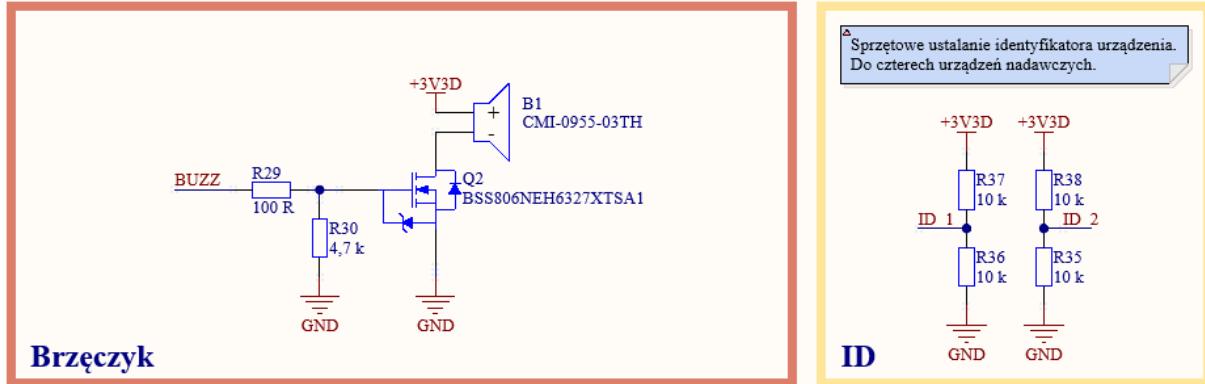
Rysunek 64. Rewizja druga – interfejs sensora

W nowej odsłonie projektu nie zabrakło zabezpieczeń ESD – każde złącze szpilkowe ma swoją diodę zabezpieczającą przed wyładowaniem elektrostatycznym. Przy wyborze i umiejscowieniu elementów stosowano się do wskazówek zawartych w [16].



Rysunek 65. Rewizja druga – interfejs LCD i programatora

Urządzenia komunikujące się w jakiejkolwiek sieci zazwyczaj mają unikalny adres, który je identyfikuje. Często jest to tzw. adres MAC (ang. *Medium Access Control*), dzięki któremu możliwe jest określenie, kto jest nadawcą lub odbiorcą danych. W projekcie posłużyono się uproszczoną wersją, opartą o konfigurację rezystorów na płytce PCB, co widoczne jest na 66 w sekcji ID.



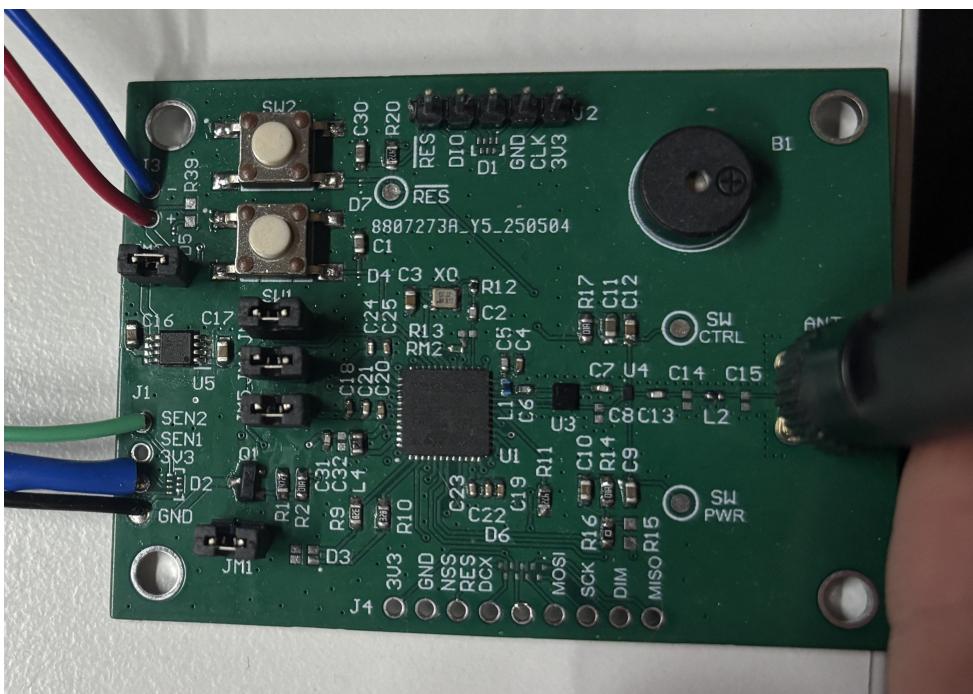
Rysunek 66. Rewizja druga – brzęczyk i ID

10.2. PCB

Projekt obwodu drukowanego oparto na [15]. Na początku, w identyczny sposób jak w projekcie referencyjnym, zaprojektowano tor radiowy i następnie pozostałe elementy. Dużą uwagę poświęcono optymalizacji położenia kondensatorów filtrujących zasilanie. Uniwersalność i większe komponenty (stacja bazowa i moduł pomiarowy w jednym) przyczyniły się do powiększenia gabarytów obwodu. Nie było to problemem, gdyż nie zostały narzucone żadne wymagania techniczne dotyczące wymiarów urządzenia. Gotowy projekt PCB jest na rys. 67. Częściowo zlutowany jest na rys. 68.



Rysunek 67. Rewizja druga – gotowy projekt obwodu drukowanego



Rysunek 68. Rewizja druga – częściowo zlutowany projekt

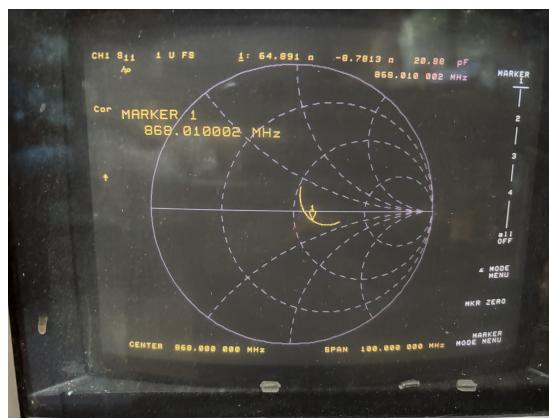
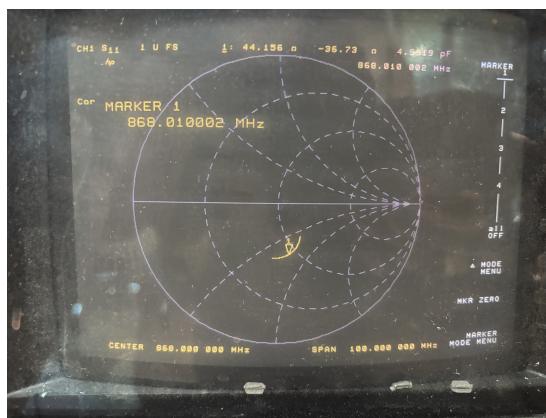
11. Testy

11.1. Testy komunikacji bezprzewodowej

Początkowo, bez żadnej optymalizacji, zasięg komunikacji bezprzewodowej wynosił około 10 metrów. Pierwszym krokiem było zbadanie dopasowania nowego toru radiowego do anteny. Zły poziom dopasowania obu układów poprawiono do akceptowalnego poziomu oraz upewniono się, że radia są skonfigurowane pod kątem maksymalnego zasięgu komunikacji. Na poniższych zdjęciach widoczne są wartości dopasowania impedancji zarówno przed, jak i po trymowaniu dla obu układów (rys. 70 i 71).



Rysunek 69. Rewizja druga – poziom dopasowania stacji bazowej przed (po lewej) i po trymowaniu (po prawej)



Rysunek 70. Rewizja druga – poziom dopasowania modułu pomiarowego przed (po lewej) i po trymowaniu (po prawej)

Tabela 11. Poziomy impedancji wejściowej przed i po dopasowaniu obwodu

urządzenie	impedancja przed dopasowaniem [Ω]	impedancja po dopasowaniu [Ω]
moduł pomiarowy	46,5 - j33,6	65,1 - j13,5
stacja bazowa	44,2 - j36,7	64,9 - j8,8

Na podstawie zebranych wyników przeprowadzono obliczenia parametrów takich jak SWR (ang. *standing wave ratio*) oraz Γ (współczynnik odbicia) – do łatwiejszego oszacowania poziomu dopasowania toru. Współczynnik odbicia Γ :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(46.5 - j33.6) - 50}{(46.5 - j33.6) + 50} \quad (29)$$

$$\Gamma = \frac{-3.5 - j33.6}{96.5 - j33.6} = 0,075 - j0,322 \quad (30)$$

Stąd moduł wyrażenia:

$$|\Gamma| = \sqrt{(0,075)^2 + (0,322)^2} = 0,331 \quad (31)$$

Na tej podstawie SWR oraz procent mocy odbitej od anteny (moc strat):

$$P_{\text{odbita}} = |\Gamma|^2 \cdot 100\% = 0,331^2 \cdot 100\% = 10,9\% \quad (32)$$

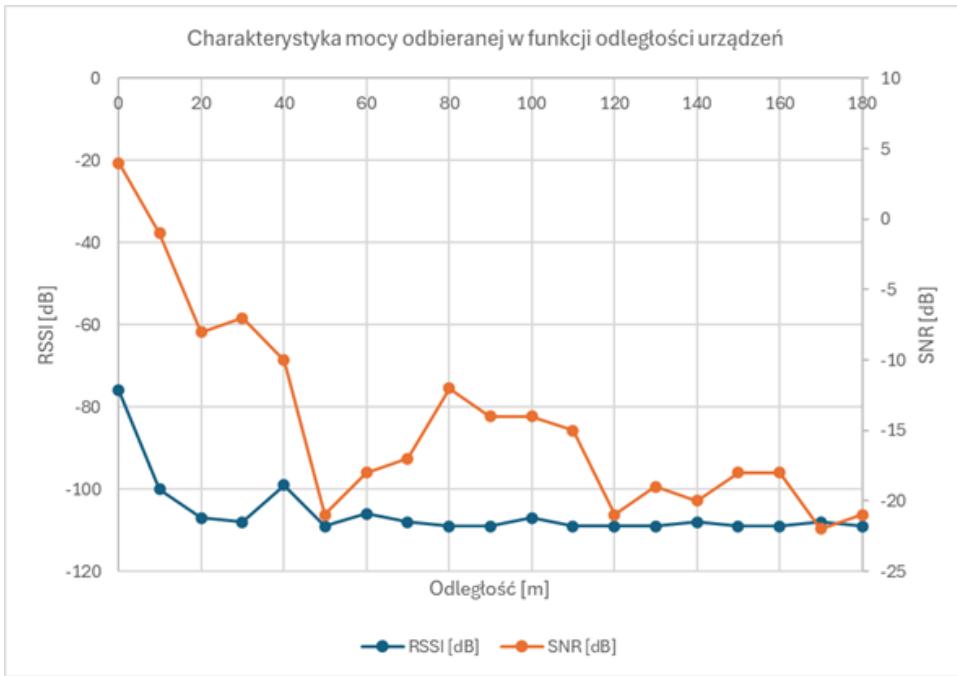
$$\text{SWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + 0,331}{1 - 0,331} = 1,99 \quad (33)$$

W identyczny sposób obliczono parametry dopasowania we wszystkich pozostałych trzech przykadkach. Wyniki zebrano w tabeli poniżej:

Tabela 12. Poziomy SWR, współczynnika odbicia i procent mocy strat modułów przed i po trymowaniu obwodu

urządzenie	SWR	$ \Gamma $	moc tracona [%]
przed dopasowaniem			
moduł pomiarowy	1,98	0,33	10,9%
stacja bazowa	2,16	0,37	13,5%
po dopasowaniu			
moduł pomiarowy	1,42	0,17	3,1%
stacja bazowa	1,35	0,15	2,3%

Kolejnym krokiem było sprawdzenie zasięgu komunikacji w terenie. Pomiary zostały wykonane w następujący sposób: stacja bazowa była trzymana przez jedną osobę, która odczytywała wyświetlane na ekranie wartości SNR, RSSI oraz flagi informujące o stanie komunikacji. Druga osoba oddalała się z odstępem 10 metrów wraz z modułem pomiarowym – aż do całkowitego zaniku komunikacji. Odległość między urządzeniami wyznaczana była przez aplikację zainstalowaną na telefonach obu osób biorących udział w teście. Pierwotnie spodziewano się, że komunikacja będzie działała na znacznie większym dystansie, rzędu jednego lub dwóch kilometrów. Okazało się jednak, że zanika przy 200 metrach. Wartości SNR oraz RSSI zebrane w trakcie testu przedstawiono na ilustracji.



Rysunek 71. Badanie zasięgu urządzenia

Przyczyną był prawdopodobnie fakt przeprowadzania testów na zaszumionych obszarach miejskich oraz trzymanie urządzeń nisko nad ziemią. Przeprowadzono test w skrajnie niekorzystnych warunkach, co oznacza że w docelowych lokalizacjach, w których przewiduje się eksploatację urządzeń, zasięg może być istotnie większy.

12. Wnioski

Przeprowadzone testy potwierdziły, że urządzenie spełnia założenia techniczne przyjęte na początkowym etapie pracy. Efekt można zobaczyć na rys. 73 i 74. Bezprzewodowy czujnik do kontroli poziomu w zbiornikach asenizacyjnych został zrealizowany w dwóch rewizjach. Urządzenia w ramach pierwszej rewizji nie komunikowały się ze sobą, prawdopodobnie z powodu efektów pasożytniczych w torze radiowym. Oprócz tego wystąpiły tam inne problemy, a najpoważniejszym było to, że nie przewidziano kluczowania zasilania w module sensora, który powinien być maksymalnie energooszczędnny, co w efekcie mogło doprowadzić do drastycznego skrócenia czasu życia na baterii, sprawiając, że urządzenie nie spełniałoby podstawowych założeń.

Kolejna rewizja została lepiej przemyślana – postawiono na sprawdzone rozwiązanie. Tor radiowy zaprojektowano wzorując się na przykładzie układu referencyjnego od STMicroelectronics. Zrezygnowano też z dwóch bardzo podobnych układów na rzecz jednego, który z powodzeniem mógłby realizować funkcję zarówno stacji bazowej, jak i modułu pomiarowego w zależności od tego, czy założony zostałby ekran LCD, czy czujnik poziomu cieczy. Przy drugim podejściu skupiono się na minimalizacji popełnianych błędów i rozwiązaniu problemów rewizji pierwszej, co zaowocowało działającym urządzeniem.

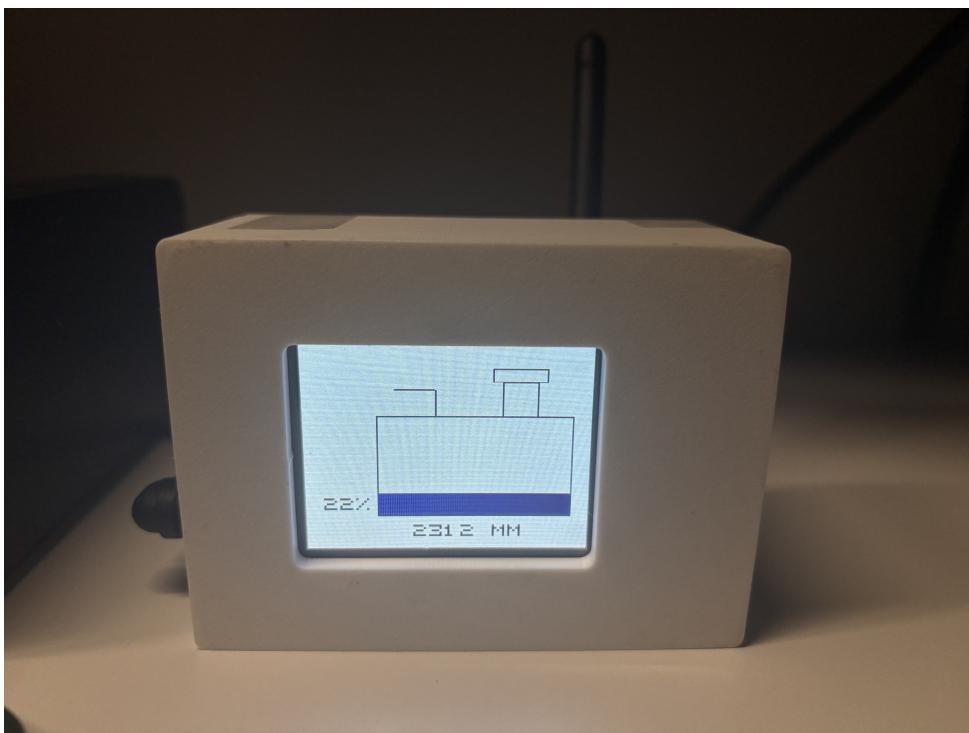
Wnioski płynące z realizacji pracy są następujące:

1. Należy poszukiwać sprawdzonych rozwiązań, ponieważ skraca to czas potrzebny na realizację projektu i ryzyko na popełnienie błędów.
2. Nie należy przyspieszać ani pomijać etapu sprawdzania projektu, gdyż jest on równie ważny jak etap projektowania – w przeciwnym razie cała praca może pójść na marne.
3. Na etapie obmyślania koncepcji urządzenia trzeba myśleć również o tym, jak dane urządzenie będzie testowane.

Realizacja tego projektu podkreśla znaczenie starannego planowania oraz przemyślanego podejścia do procesu projektowego. Pierwsza rewizja stanowi przykład, jak pośpiech i brak dokładnej analizy mogą prowadzić do niepowodzenia, natomiast druga pokazuje, że wdrażanie sprawdzonych rozwiązań oraz uwzględnianie doświadczeń z wcześniejszych etapów pozwala osiągnąć zamierzony, pozytywny efekt.



Rysunek 72. Złożone stacja bazowa i moduł pomiarowy



Rysunek 73. Stacja bazowa z wyświetlana grafiką

Podsumowanie

Na bazie przeprowadzonych testów stwierdzam, że założony cel pracy został osiągnięty. Powstałe urządzenie spełnia wszystkie założone wymagania techniczne, czyli umożliwia bezprzewodowy odczyt poziomu zapełnienia zbiornika asenizacyjnego oddalonego do 180 metrów, z zadaną dokładnością. Jest w stanie pracować bez przerwy przez ponad 5 lat bez wymiany baterii, a jego koszt oscyluje w granicach od 400 złotych przy produkcji jednostkowej do około 270 złotych przy zamówieniu tysiąca sztuk. (Koszt nie uwzględnia ceny wyprodukowania i montażu płytek PCB).

W trakcie testów gotowego urządzenia zauważylem problem związany z czujnikiem, który polegał na przeklamywaniu odczytów w zależności od umiejscowienia czujnika. Przyczyną był prawdopodobnie wielokrotnie odbijający się sygnał ultradźwiękowy, co można rozwiązać prostymi algorytmami przetwarzającymi dane. W najprostszym wypadku można zapamiętywać najmniejsze wskazania czujnika, albo korzystać ze średniej kroczącej odczytów. Uważam, że pomimo spełnienia wymagań jest jeden kluczowy aspekt, który wymaga poprawy i dalszych badań – jest to zasięg komunikacji. Przy konstruowaniu skupiłem się na optymalizacji kosztów, dlatego też użyłem najtańszych dostępnych komponentów. Wybór anteny kierunkowej o lepszych parametrach mógłby znacznie wpłynąć na poprawę osiągów. Można przewidzieć różne warianty urządzenia i założyć, że najtańsza wersja korzystałaby z obecnej anteny, a wersja lepsza z anteny kierunkowej – są to różne potencjalne strategie biznesowe, które można wykorzystać.

W przyszłości konieczne byłoby zapewnienie aktualizacji oprogramowania bezprzewodowo w ramach FUOTA (ang. *firmware update over the air*), co w oczywisty sposób podniosłoby komfort użytkowania. W przypadku systemu składającego się z kilkunastu, czy nawet kilkudziesięciu tego typu urządzeń, ręczna aktualizacja oprogramowania jest niedopuszczalna. Z punktu widzenia bezpieczeństwa modułu pomiarowego należało zastanowić się także nad wykorzystaną obudową. Obecna formuła, czyli druk 3D, może sprawdzić się w przypadku stacji bazowej, jednak moduł z czujnikiem wymaga obudowy, która będzie w najwyższych klasach szczelności IP, ponieważ otoczenie, w jakim pracuje sensor, jest potencjalnie niebezpieczne z powodu występowania w nim metanu [17], który jest gazem łatwopalnym i w stężeniach już od 5% do 15% może eksplodować. Stąd też na dalszych etapach rozwoju projektu powinna zostać rozważona możliwość zmiany obudowy. Możliwe jest również zalańie wnętrza obudowy żywicą – również celem zabezpieczenia samego urządzenia przed kopiowaniem rozwiązań.

Uważam, że urządzenie jest warte uwagi, ponieważ na rynku nie ma zbyt wielu podobnych rozwiązań, a na pewno nie ma takich, które spełniałyby postawione wymagania. Wynika to głównie z faktu, że większość z nich opiera się o przewodowy interfejs między czujnikiem a odbiornikiem, co jest mało wygodne. Dalszy rozwój obecnego projektu mógłby wiele zmienić. Kolejne wersje mogłyby korzystać z sieci LoRaWAN, co pozwoliłoby teoretycznie na pomiary w każdym miejscu, do którego dochodziłaby sieć. Niestannie rozwijający się rynek IoT wraz z technologiami LPWAN (ang. *low-power wide-area network*), do których należy również LoRaWAN, doprowadzi do masowej popularyzacji podobnych czujników, które nie muszą być obecne jedynie w przemyśle. Tanie czujniki bezprzewodowe dalekiego zasięgu to coś, co może przynieść wiele pozytku. W przyszłości możliwe byłoby rozszerzenie funkcjonalności urządzenia o pomiary dodatkowych parametrów takich jak temperatura, wilgotność

lub obecność szkodliwych gazów, co zwiększyłoby jego atrakcyjność dla potencjalnego użytkownika, a także uniwersalność. Integracja z aplikacją mobilną lub chmurową zapewniłaby maksymalny poziom komfortu i urządzenie nie odstawałoby w ten sposób od współczesnych czujników oferowanych przez duże firmy. Projekt stanowi solidną podstawę do dalszego rozwoju systemów zdalnego monitorowania, które mogą znaleźć zastosowanie między innymi także w rolnictwie.

Bibliografia

- [1] Buchczik, D., Ilewicki, W., Piotrowski, J., Waluś, S., Wyżgolik, R. i Żelezik, J., Pomiary poziomu, W: J. Piotrowski (red.), *Pomiary. Czujniki i metody pomiarowe wybranych wielkości fizycznych i składu chemicznego* (ss. 237–257), (wyd. 2), Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 2017. ISBN: 978-83-01-19288-4
- [2] What is a weight sensor, what are the different types of sensors and how do they work? URL (dost. 26.01.2024): <https://www.futek.com/weight-sensor?srsltid=AfmB0opU1NIvMSHFwHaJo9KgWmrmoaOfLayqeBjebFOYealcs2dtCIur>
- [3] Zastosowanie mikroorganizmów w szambach i oczyszczalniach przydomowych. URL (dost. 26.01.2024): <https://eko-natural.com/2018/01/18/zastosowanie-mikroorganizmow-szambach-oczyszczalniach-przydomowych/>
- [4] Sposoby pomiaru poziomu cieczy: Czujniki hydrostatyczne, pływakowe i ultradźwiękowe. URL (dost. 26.01.2024): <https://termipol.pl/blog/sposoby-pomiaru-poziomu-cieczy-czujniki-hydrostatyczne-plywakowe-i-ultradzwiekowe>
- [5] Musz, P., Pomiary odległości i prędkości, 1 wrz. 2023. URL (dost. 26.01.2024): <https://ep.com.pl/rynek/elektronika-w-praktyce/15809-pomiary-odleglosci-i-predkosci?>
- [6] Wolff, C., Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar (FMCW Radar). URL (dost. 26.01.2024): <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency%20Modulated%20Continuous%20Wave%20Radar.en.html>
- [7] Mateusiak, P., PSD - Position Sensitive Detectors. URL (dost. 26.01.2024): <https://piotrmateusiak.blogspot.com/2012/08/psd-position-sensitive-detectors.html>
- [8] STMicroelectronics, AN5646: How to select a 32 MHz HSE oscillator for STM32WL5x/Ex MCUs, Nota aplikacyjna, ver. 2, 2023. URL (dost. 02.01.2025): https://www.st.com/resource/en/application_note/an5646-how-to-select-a-32-mhz-hse-oscillator-for-stm32wl5x-ex-mcus-stmicroelectronics.pdf
- [9] STMicroelectronics, DS13105: Multiprotocol LPWAN 32-bit Arm® Cortex®-M4 MCUs, LoRa®, (G)FSK, (G)MSK, BPSK, up to 256KB Flash, 64KB SRAM, Specyfikacja techniczna, ver. 8, 2020. URL (dost. 06.01.2025): <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32wl5cc.pdf>
- [10] STMicroelectronics, RM0461: STM32WLEx advanced Arm®-based 32-bit MCUs with sub-GHz radio solution, Schemat, ver. D-04, 2024. URL (dost. 06.01.2025): https://www.st.com/resource/en/schematic_pack/mb1389-wl55jc-highband-d04_schematic.pdf
- [11] STMicroelectronics, MB1389: NUCLEO-WL5JC Schematic, Instrukcja referencyjna, ver. 9, 2024. URL (dost. 06.01.2025): https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0461-stm32wllex-advanced-armbased-32bit-mcus-with-subghz-radio-solution-stmicroelectronics.pdf

- [12] STMicroelectronics, AN5457: RF matching network design guide for STM32WL Series, Nota aplikacyjna, ver. 3, 2022. URL (dost. 07.01.2025): https://www.st.com/resource/en/application_note/an5457-rf-matching-network-design-guide-for-stm32wl-series-stmicroelectronics.pdf
- [13] Analog Devices, ADP122/ADP123: 5.5 V Input, 300 mA, Low Quiescent Current, CMOS Linear Regulator, Specyfikacja techniczna, ver. E, 2012. URL (dost. 17.01.2025): https://www.mouser.pl/datasheet/2/609/ADP122_123-1503483.pdf
- [14] ECS, ECS-TXO-20CSMV4: Clipped Sine Wave TCXO MultiVolt™ Analog Compensation, Specyfikacja techniczna. URL (dost. 22.01.2025): <https://ecsxtal.com/store/pdf/ECS-TXO-20CSMV4.pdf>
- [15] STMicroelectronics, STM32WL QFN48 IPD 4Layers IPD TX LowPower, Schemat, ver. A-01, 2024. URL (dost. 22.07.2025): https://www.st.com/resource/en/schematic_pack/mb1848-lp-schematic.pdf
- [16] STMicroelectronics, AN5612: ESD protection of STM32 MCUs and MPUs, Nota aplikacyjna, ver. 1, URL (dost. 22.07.2025): https://www.st.com/resource/en/application_note/an5612-esd-protection-of-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf
- [17] Biofos: Czy szambo może eksplodować? URL (dost. 27.01.2024): <https://biofos.pl/blog/czy-szambo-moze-eksplodowac/>

Wykaz symboli i skrótów

FUOTA Firmware Update Over The Air

IoT Internet of Things

LoRa Long Range

LoRaWAN Long Range Wide Area Network

PCB Printed Circuit Board

Spis rysunków

1. Schemat poziomierza pływakowego [1, s. 241]	11
2. Schemat poziomierza wyporowego [1, s. 242]	11
3. Schemat poziomierza hydrostatycznego [1, s. 243]	13
4. Schemat poziomierza piezometrycznego [1, s. 245]	13
5. Schemat poziomierza oporowego (konduktancyjnego). Od lewej: układ z jedną sondą, układ z dwiema sondami [1, s. 246]	14
6. Schemat poziomierza pojemnościowego. Od lewej: czujnik cylindryczny, strunowy [1, s. 248]	15
7. Poziomierze ultradźwiękowe. Od lewej: czujnik nad poziomem cieczy, z reflektorem, czujnik wewnętrz badanego medium [1, s. 252]	16
8. Przesunięcie częstotliwości sygnału odebranego i nadanego w sygnale piłokształtnym [5]	17
9. Zasada działania czujników z tłumieniem promieniowania. Po lewej w układzie ze stałym położeniem nadajnika. Po prawej w układzie nadążnym	18
10. Zasada działania czujników triangulacyjnych [7]	18
11. Czujnik poziomu Wi-Fi RU Solid IP65	19
12. Czujnik poziomu Novabo	20
13. Czujnik poziomu Signax	21
14. Czujnik poziomu SZ-02	21
15. Czujnik poziomu ALERT GM-S II	22
16. Schemat blokowy urządzenia	26
17. Zestawienie interfejsów według portalu <i>neuronicworks.com</i>	29
18. Rodzina STM32WL od <i>STMicroelectronics</i>	29
19. Układy wspierające LoRaWAN. Po lewej WL55. Po prawej WLE5	30
20. Minimalna dokładność oscylatora w ppm w stosunku do wykorzystanego pasma modulacji	30
21. Stacja bazowa – sekcja mikrokontrolera	33
22. Typy zasilania mikrokontrolera	34
23. Stacja bazowa – układ zasilania	37
24. Zalecany układ zasilania. Dokumentacja techniczna STM32WLE5C8U6 [9, s. 62]	37
25. Stacja bazowa – złącze programatora	38
26. Stacja bazowa – złącze wyświetlacza LCD	38
27. Stacja bazowa – sekcja brzęczyka	39
28. Moduł pomiarowy – sekcja mikrokontrolera	40
29. Moduł pomiarowy – układ zasilania	41
30. Moduł pomiarowy – złącze programatora	41
31. Moduł pomiarowy – złącze sensora	41
32. Schemat ideowy toru nadawczego wg. [12, s. 15]	42

33.Typowy tor nadawczy wg. [12, s. 20]	42
34.SimSurfing – przykładowy wykres i dane dla wybranego elementu	44
35.Moduł pomiarowy: tor radiowy – nadawczy	45
36.Stacja bazowa: tor radiowy – odbiorczy	45
37.Stacja bazowa – widok 2D	47
38.Stacja bazowa – widok 3D	47
39.Moduł pomiarowy – widok 2D PCB	48
40.Moduł pomiarowy – widok 3D PCB – góra	48
41.Moduł pomiarowy – widok 3D PCB – dół	49
42.Pojemności i indukcyjności pasożytnicze na płytce PCB	53
43.Fragment modułu pomiarowego wraz ze ścieżkami uwzględnionymi w obliczeniach pasożytniczych pojemności i indukcyjności	53
44.Fragment PCB stacji bazowej wraz ze ścieżkami uwzględnionymi w obliczeniach pasożytniczych pojemności i indukcyjności	54
45.Obwód transmisyjny LP modułu pomiarowego wykorzystany w symulacji	55
46.Wyniki symulacji obwodu transmisyjnego LP	55
47.Obwód transmisyjny LP modułu pomiarowego wykorzystany w symulacji	55
48.Wyniki symulacji obwodu transmisyjnego LP	56
49.Obwód odbiorczy stacji bazowej wykorzystany w symulacji	56
50.Wyniki symulacji obwodu odbiorczego stacji bazowej	56
51.Projekt obudowy. Po lewej obudowa czujnika. Po prawej obudowa stacji bazowej	58
52.Płytki PCB stacji bazowej przed montażem	60
53.Płytki PCB modułu pomiarowego przed montażem	61
54.Płytki przed lutowaniem w piecu rozpływowym	61
55.Stacja bazowa po zlutowaniu	62
56.PCB z uszkodzonym mikrokontrolerem	63
57.Błąd w schemacie elektrycznym	64
58.Dolna strona płytka sensora i wyprowadzenia diagnostyczne	65
59.Dodatkowa indukcyjność w torze RF	66
60.Zbyt szerokie ścieżki TCXO	66
61.Rewizja druga – mikrokontroler	69
62.Rewizja druga – sekcja zasilania	69
63.Rewizja druga – tor radiowy	70
64.Rewizja druga – interfejs sensora	70
65.Rewizja druga – interfejs LCD i programatora	71
66.Rewizja druga – brzęczyk i ID	72
67.Rewizja druga – gotowy projekt obwodu drukowanego	72
68.Rewizja druga – częściowo zlutowany projekt	73
69.Przebieg sygnału zegarowego na wyjściu MCO	75
70.Rewizja druga – poziom dopasowania stacji bazowej przed (po lewej) i po trymowaniu (po prawej)	76

71. Rewizja druga – poziom dopasowania modułu pomiarowego przed (po lewej) i po trymowaniu (po prawej)	76
72. Badanie zasięgu urządzenia	77
73. Złożone stacja bazowa i moduł pomiarowy	79
74. Stacja bazowa z wyświetlana grafiką	79

Spis tabel

1. Porównanie gotowych rozwiązań	22
2. Opis wyprowadzeń i sygnałów w stacji bazowej	35
3. Opis wyprowadzeń i sygnałów – moduł pomiarowy	36
4. Szacunkowy pobór prądu – moduł pomiarowy	50
5. Szacunkowy pobór prądu – stacja bazowa	51
6. Szacunkowy pobór prądu w trybie oszczędzania energii – moduł pomiarowy	51
7. Średni czas pracy urządzenia w ciągu doby – 10 cykli	51
8. Wyniki obliczeń pojemności i indukcyjności pasożytniczych	54
9. Wyniki obliczeń pojemności i indukcyjności pasożytniczych dla stacji bazowej	55
10. Wyniki symulacji	57
11. Zmierzone napięcia i prądy	74
12. Poziomy impedancji wejściowej przed i po dopasowaniu obwodu	75
13. Poziomy SWR, współczynnika odbicia i procent mocy strat modułów przed i po trymowaniu obwodu	77

Załączniki

A. Schemat elektryczny urządzenia	91
---	----

Załącznik A

Schemat elektryczny urządzenia

