



AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

Wydział Informatyki, Elektroniki i Telekomunikacji

INSTYTUT ELEKTRONIKI

Projekt dyplomowy

Akwizycja danych z satelity meteorologicznego NOAA za pomocą prototypu radia bazującego na idei radia definiowanego programowo (SDR).

Data acquisition from the NOAA meteorological satellite using a radio prototype based on the idea of Software Defined Radio.

Autor: Bartłomiej Woś
Kierunek studiów: Elektronika i Telekomunikacja
Opiekun pracy: dr inż. Robert Smolarz

Kraków, 2024

Spis treści

1	Wstęp	2
2	Model odbiornika definiowanego programowo	3
2.1	Schemat blokowy	3
2.2	Blok odbiornika bezpośredniej przemiany częstotliwości.	4
2.2.1	Blok przemiany częstotliwości w układzie CMX994	5
2.2.2	Sekcja lokalnego oscylatora w układzie CMX944	8
2.2.3	Bloki wzmacniające w układzie CMX944	12
2.2.4	Układ zasilania	15
2.3	Mikrokontroler	16
2.3.1	Interfejs SPI	17
2.3.2	Przetworniki ADC i DAC	18
2.3.3	Interfejs USB	21
2.3.4	Program sterujący	21
3	Aplikacja komputerowa	23
3.1	Ogólny opis programu	24
3.2	Działanie programu	25
3.3	Dekoder obrazu	28
3.3.1	Protokół APT	28
3.3.2	Algorytm przetwarzania obrazu	29
4	Badania i testy	32
4.1	Układ pomiarowy	32
4.2	Pomiary	33
5	Podsumowanie	37
	Spis rysunków	38
	Spis tabel	39
	Literatura	40
	Załączniki	43

1 Wstęp

Historia teledetekcji satelitarnej sięga połowy XIX wieku, kiedy to zostały wykonane pierwsze zdjęcia z balonu przez Gasparda Felixa Turnachon-Nadara [18]. Kolejnym kamieniem milowym było wykonanie serii zdjęć powierzchni Ziemi z wysokości ok. 120 km (czyli przekraczającej linię Karmana, będącą umowną granicą między atmosferą Ziemi i przestrzenią kosmiczną) podczas lotu rakiety balistycznej V2 [5]. W latach 60 XX wieku, Stany Zjednoczone rozpoczęły dwa programy pozyskiwania zdjęć satelitarnych z kosmosu: wojskowy CORONA i cywilny TIROS (ang. *Television Infrared Observation Satellite*). Właśnie ten ostatni został w 1978 roku przemianowany na program NOAA (ang. *North Oceanic and Atmospheric Administration*). Seria satelitów TIROS-N/NOAA nadal zapewnia codzienne obserwacje pogody na świecie. Satelity polarne NOAA krążą po orbitach heliosynchronicznych, na wysokości ok. 790 - 870 km i okrążają Ziemię 14 razy dziennie. Ciekawostką jest to, że najstarszy z aktywnych satelitów - NOAA-15, jest na orbicie od 1998 roku. [13].

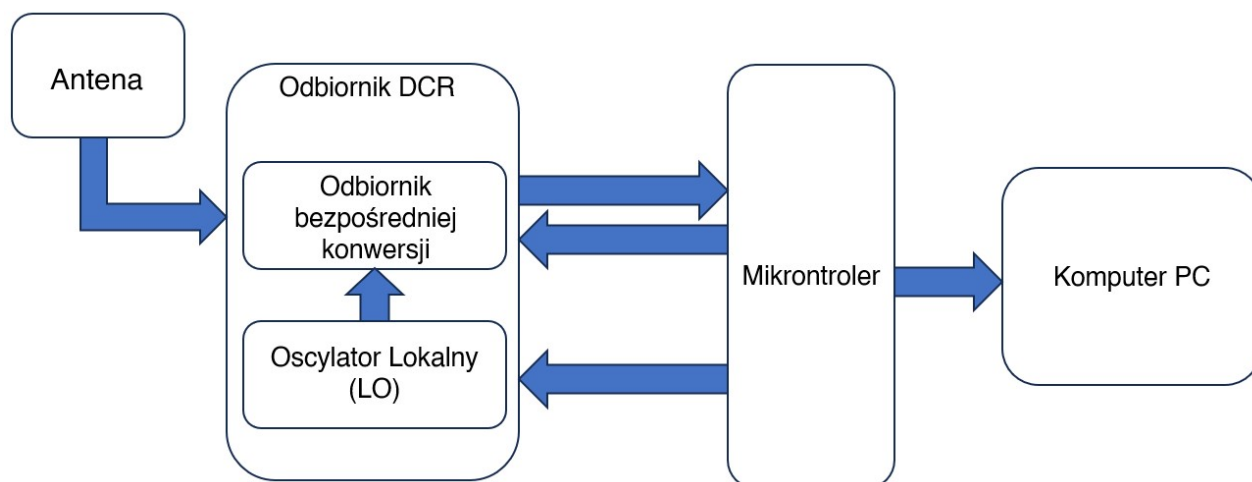
Celem niniejszej pracy inżynierskiej było zaprojektowanie oraz wykonanie odbiornika, bazującego na idei radia definiowanego programowo SDR (ang. *Software Defined Radio*), wraz ze stosownym oprogramowaniem, umożliwiającym pozyskanie zdjęć pogodowych z satelit NOAA starszego typu (pracujących na częstotliwości 137 MHz). Praca składa się ze wstępu, dwóch rozdziałów teoretycznych i jednego rozdziału praktycznego opisującego przeprowadzone badania nad wykonanym urządzeniem oraz podsumowania. W rozdziale pierwszym przeprowadzono analizę indywidualnych bloków funkcjonalnych służących do akwizycji danych, w rozdziale drugim omówiono realizację sprzętową i działanie zaimplementowanej aplikacji komputerowej, natomiast rozdział trzeci został w całości poświęcony przeprowadzonym pomiarom i testom zaprojektowanego urządzenia. W zakończeniu przedstawiono podsumowanie wykonanych badań oraz propozycje udoskonalenia zaprojektowanego urządzenia.

2 Model odbiornika definiowanego programowo

W niniejszym rozdziale skupiono się na analizie poszczególnych bloków funkcjonalnych służących do akwizycji danych odbieranych z satelit meteorologicznych NOAA. W każdym podrozdziale przedstawiono kluczowe elementy opracowanego systemu akwizycji, wybrane rozwiązania i dobór oszacowanych wartości elementów. W podrozdziałach zawarto również niezbędne symulacje oraz charakterystyki ułatwiające analizie poszczególnych bloków.

2.1 Schemat blokowy

Na rysunku 2.1 przedstawiono schemat blokowy projektowanego urządzenia. Fundamentalną rolę w rozpatrywanej strukturze pełni układ odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości DCR (ang. *Direct Conversion Receiver*), który jest jednym z popularniejszych rozwiązań stosowanych w odbiornikach radiowych [19]. Proces bezpośredniej przemiany częstotliwości oznacza sprowadzenie sygnału do pasma podstawowego (ang. *Baseband*). W kontekście radia definiowanego programowo istotnym etapem jest jego dalsze przetworzenie na reprezentację cyfrową oraz transmisja do urządzenia docelowego takiego jak komputer. Zabieg ten ma na celu dalszą obróbkę i dekodowanie pozyskanych danych. Odpowiednim układem zapewniającym te funkcjonalności jest mikrokontroler, którego zadaniem jest obsługa użytego bloku DCR oraz komunikacja z komputerem. Bloki funkcjonalne wchodzące w skład całego systemu akwizycji, szczegółowo opisano w kolejnych podrozdziałach niniejszej pracy.

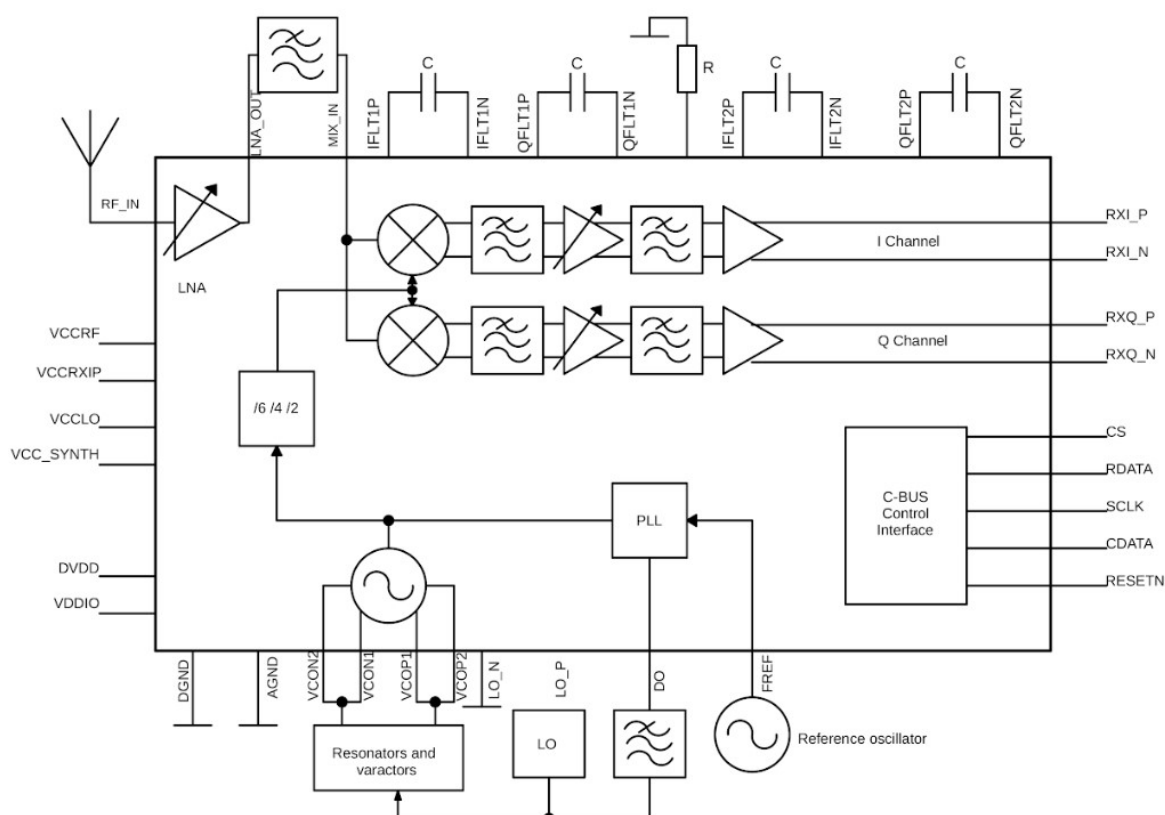


Rysunek 2.1: Schemat blokowy projektowanego urządzenia typu SDR.

2.2 Blok odbiornika bezpośredniej przemiany częstotliwości.

Omawiany moduł stanowi jeden z najważniejszych komponentów projektowanego urządzenia odbiorczego. Jego sercem jest układ scalony CMX994, pracujący w trybie DCR. W odróżnieniu od odbiorników heterodynowych z podwójną przemianą częstotliwości, wybór architektury DCR przekłada się na mniejszą złożoność toru radiowego. Dodatkowo przykładowe zastosowania układu obejmują obszary takie jak radia definiowane programowo oraz komunikacja satelitarna [14], co sprawia, że wybrany element idealnie wpasowuje się w określone założenia. Rysunek 2.2 przedstawia topologię układu CMX994 [14]. Rozpatrując schemat można wyróżnić bloki funkcjonalne takie jak:

- zastosowany na wejściu niskoszumny wzmacniacz LNA (ang. *Low Noise Amplifier*)
- tor przemiany częstotliwości zbudowany z dwóch mieszaczy, czterech filtrów oraz układów wzmacniających
- rekonfigurowalny obwód oscylatora lokalnego
- wewnętrzny kontroler odpowiedzialny za komunikację z układem



Rysunek 2.2: Schemat blokowy układu scalonego CMX994 [14].

Niezbędnym krokiem w celu prawidłowej pracy układu jest skonfigurowanie rejestrów kontrolnych za pomocą magistrali C-BUS. Magistrala ta umożliwia komunikację z mikrokontrolerem za pomocą interfejsu SPI (ang. *Serial Peripheral Interface*). Najważniejszymi rejestrami układu są General Control (Tabela 2.1) oraz Rx Control (Tabela 2.2). Ich konfiguracja powinna być wykonana w pierwszym etapie zintegrowania projektowanego odbiornika DCR z mikrokontrolerem. Strukturę rejestrów na bazie noty katalogowej [14] ukazano poniżej:

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
En Bias	Freq2	Freq1	LP	VCOEN	PLLEN	RXEN	TXEN

Tabela 2.1: Rejestr General Control Układu Scalonego CMX944 [14].

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
Mix Pwr	IQ Pwr	LNA Pwr	ACR Flt2	ACR Flt1	DC Range	DIV2	DIV1

Tabela 2.2: Rejestr Rx Control Układu Scalonego CMX944 [14].

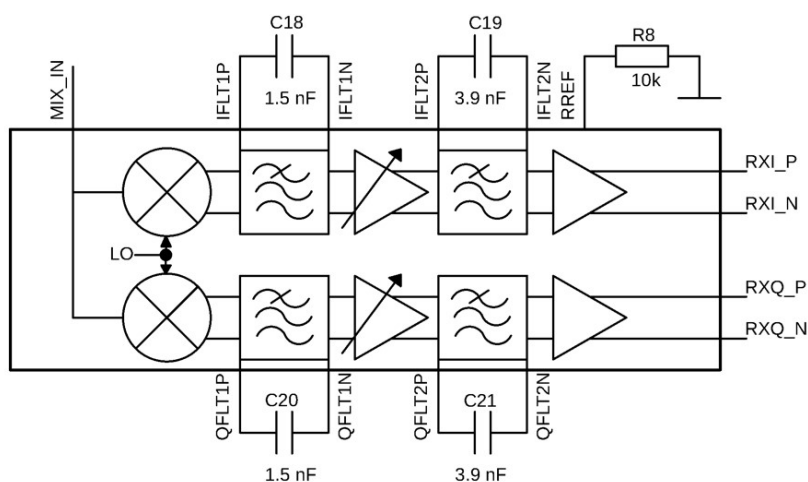
Detale dotyczące konkretnych ustawień oraz funkcji tych rejestrów można znaleźć w dalszych sekcjach, w których szczegółowo omówiono istotne bloki układu. Schemat elektryczny układu przedstawiono w załączniku 1.

2.2.1 Blok przemiany częstotliwości w układzie CMX994

Blok przemiany częstotliwości zastosowany w układzie CMX994 został przedstawiony na Rysunku 2.3. Składa się on z dwóch torów radiowych dzięki, którym uzyskuje się dwie składowe: kwadraturową Q (ang. *Quadrature*) i synfazową I (ang. *In-phase*). W kontekście cyfrowego przetwarzania sygnałów i radia definiowanego programowo, odnosi się to do dwóch sygnałów przesuniętych w fazie o 90 stopni [12]. Rozpatrywany układ jest odbiornikiem z bezpośrednią przemianą częstotliwości, toteż w pierwszej kolejności sygnał radiowy RF pojawiający się na wejściu MIX_IN jest mieszany z sygnałem oscylatora lokalnego LO (ang. *Local Oscillator*) za pomocą mieszaczy diodowych. Po zestrojeniu sygnału LO z sygnałem radiowym, w wyniku przemiany częstotliwości w "dół" uzyskuje się składowe Q oraz I o widmach przesuniętych do pasma podstawowego [19].

Aby umożliwić prawidłowe działanie bloku, układ mieszacza musi zostać programowo włączony poprzez interfejs komunikacyjny. Służą do tego bity 1 i 7

rejestr General Control (Tabela 2.1) oraz bit 7 rejestru Rx Control (Tabela 2.2). Tor radiowy kanałów IQ pasma podstawowego zawiera dwa dolnoprzepustowe stopnie filtrujące oraz układy wzmacniające opisane w podrozdziale 2.2.3. Wyprowadzenia obu kanałów zaprojektowano jako pary różnicowe, co należy uwzględnić przy doborze mikrokontrolera. Bloki filtrujące pozwalają na precyzyjną konfigurację szerokości pasma w odstępach międzykanałowych równych odpowiednio 6.25 kHz, 12.5 kHz i 25 kHz [14]. Aby taka regulacja była możliwa, dobrano odpowiednio kondensatory $C_{18} - C_{21}$ ustalające częstotliwości graniczne filtrów.



Rysunek 2.3: Blok przemiany częstotliwości układu scalonego CMX994 [14].

Pierwszy filtr umieszczony za układem mieszającym został zaprojektowany w celu redukcji sygnałów blokujących. Nie jest on sterowany programowo i w standardowej konfiguracji jest ustawiany na 4 - krotność wymaganej szerokości pasma. Dla maksymalnego odstepu międzykanałowego tj. 25 kHz, częstotliwość przy której sygnał jest tłumiony o 3 dB powinna wynosić około 100 kHz [14]. Wartości elementów oszacowano za pomocą wzoru (2.1) dostępnego w nocie katalogowej [14]:

$$C_{18,20} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{3dB} \cdot 20,000} \quad (2.1)$$

gdzie:

$C_{18,20}$ - oszacowana wartość elementu

f_{3dB} - częstotliwość graniczna filtru

Drugi filtr umieszczony za układem wzmacniającym, przeznaczony jest do działania w pobliżu pasma podstawowego. Jego celem jest maksymalne ograniczenie interferencji pochodzących z sąsiednich kanałów. Częstotliwość

odcięcia filtru powinna wynosić między 30 % a 40 % szerokości najmniejszego odbieranego pasma tj. 6.25 kHz oraz może być regulowana cyfrowo z uwzględnieniem współczynnika skalującego 1:2:4 za pomocą bitów 3 - 4 rejestru Rx Control (Tabela 2.2). [14]. Konfiguracje bitów oraz odpowiadający im współczynnik skalujący przedstawiono w Tabeli 2.3. Wartości kondensatorów, analogicznie jak w przypadku pierwszego filtru, obliczono za pomocą wzoru (2.2) umieszczonego w nocy katalogowej [14]:

$$C_{19,21} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{3dB} \cdot 12,000} \quad (2.2)$$

gdzie:

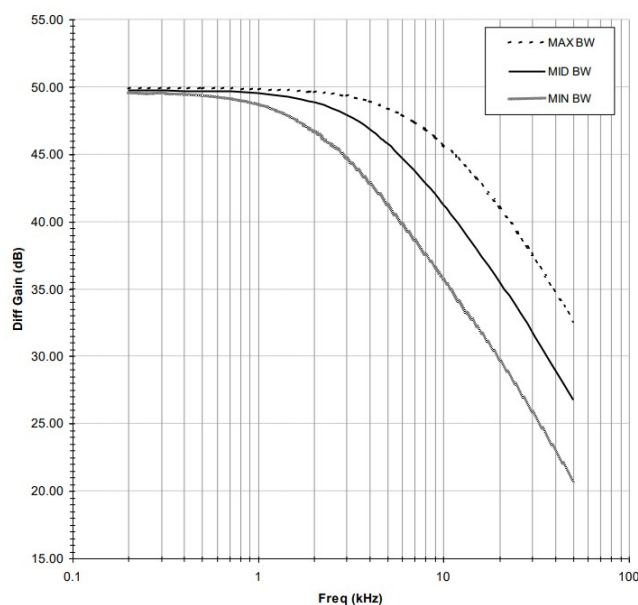
$C_{19,21}$ - oszacowana wartość elementu

f_{3dB} - częstotliwość graniczna filtru

ACR ft2	ACR ft1	Współczynnik skalujący częstotliwości granicznej
0	0	2
0	1	4
1	0	8
1	1	wartość zarezerwowana

Tabela 2.3: Współczynnik skalujący w zależności od konfiguracji bitów 3 - 4 rejestru Rx Control.

Rysunek 2.4 przedstawia charakterystyki amplitudowo - częstotliwościowe filtru w zależności od konfiguracji bitów 3 - 4 rejestru Rx Control.



Rysunek 2.4: Charakterystyki amplitudowo – częstotliwościowe filtru w zależności od konfiguracji współczynnika skalującego [14].

2.2.2 Sekcja lokalnego oscylatora w układzie CMX944

Układ oscylatora lokalnego zwanego również heterodyną jest odpowiedzialny za generowanie sygnału sinusoidalnego, który bierze udział w przemianie częstotliwości razem z układem mieszacza. Odbiornik scalony CMX994 posiada zintegrowany układ generatora o przestrajanej napięciowo częstotliwości VCO (ang. *Voltage Controlled Oscillator*). Częstotliwość podstawowa wewnętrznego VCO, jest ustalana za pomocą zewnętrznych elementów indukcyjnych oraz waraktorów [14]. Sekcja lokalnego oscylatora zawiera pętle synchronizacji fazowej PLL (ang. *Phase Locked Loop*), którą można aktywować za pomocą bitu 2 rejestru General Control (Tabela 2.1). Blok ten może współpracować zarówno z wbudowanym lub zewnętrznym układem VCO. Podczas projektowania urządzenia stwierdzono, że dostrojenie wewnętrznego VCO mogłoby być problematyczne, co skłoniło do zastosowania zewnętrznego układu scalonego. Dodatkowo, zrezygnowano z użycia układu PLL. Jako układ oscylatora sterowanego napięciem, wybrano układ scalony z serii MAX2605 - 2609. Są to generatory sinusoidalne pracujące w zakresie 45 MHz - 650 MHz, zaprojektowane specjalnie dla przenośnych urządzeń komunikacji bezprzewodowej. Posiadają wbudowane kondensatory sprzężenia zwrotnego oraz waraktory i z tego powodu jedynie zewnętrzna cewka jest wymagana do ustawienia częstotliwości oscylacji [9]. W celu poprawnej obsługi zewnętrznego układu LO, należy aktywować blok VCO za pomocą bitu 3, oraz skonfigurować bity 5 - 6 rejestru General Control (Tabela 2.1). Odpowiadają one za dostosowanie amplitudy sygnału lokalnego oscylatora w celu utrzymania równowagi fazy i parametrów szumowych mieszaczy odbiornika w wybranym zakresie częstotliwości [14]. Konfiguracje bitów 5 - 6 oraz odpowiadający im zakres częstotliwości układu LO pokazano w poniższej tabeli:

bit Freq1	bit Freq2	Zakres częstotliwości LO (MHz)
0	0	100 - 150
0	1	150 - 300
1	0	300 - 700
1	1	700 - 100

Tabela 2.4: Zakres częstotliwości w zależności od konfiguracji bitów 5 - 6 rejestru General Control.

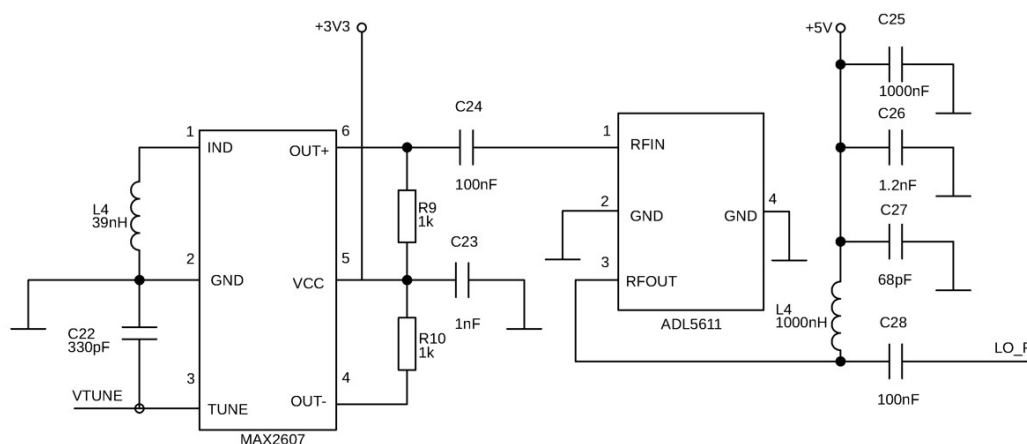
Przy wyborze odpowiedniego układu pełniącego rolę heterodyny, należy również uwzględnić dzielnik częstotliwości w sekcji oscylatora. Jest on ustawiany za pomocą bitów 1 - 2 rejestru General Control. W projektowanym urządzeniu, omawiany dzielnik został ustawiony tak, aby uzyskać minimalny podział

częstotliwości wynoszący dwa. Tabela 2.5 prezentuje konfiguracje rejestru i uzyskiwane wartości podziału.

bit DIV2	bit DIV1	Dzielnik częstotliwości LO (MHz)
0	0	2
0	1	4
1	0	6
1	1	wartość zarezerwowana

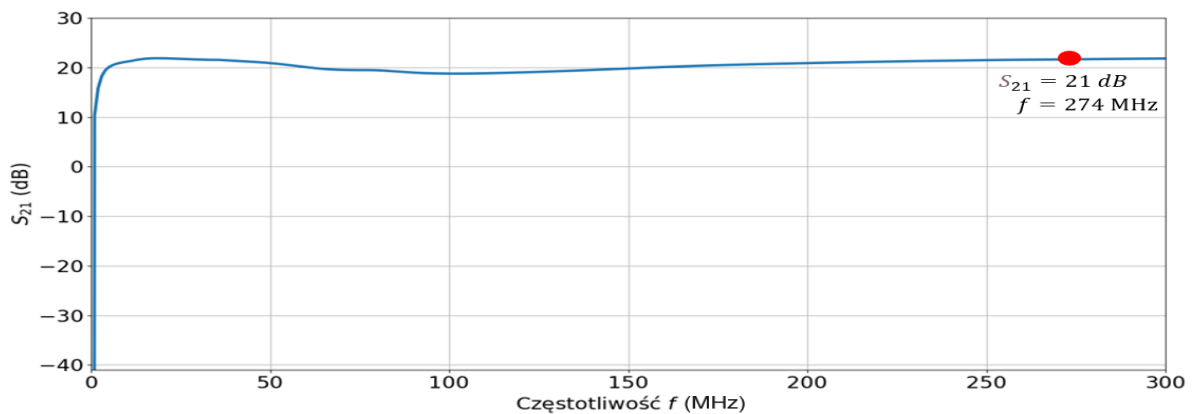
Tabela 2.5: Dzielnik częstotliwości w zależności od konfiguracji bitów 1-2 rejestru RX Control.

W związku z wyborem dzielnika, zdecydowano się na wybór takiego VCO, którego zakres częstotliwości jest co najmniej dwukrotnie większy niż docelowa częstotliwość odbioru (137 MHz). Układem spełniającym te założenia jest MAX2607 pracujący w zakresie 150 MHz - 300 MHz [9]. Ze względu na brak informacji o nominalnej mocy sygnału wyjściowego w nocie katalogowej układu [9], postanowiono przeprowadzić pomiary wybranego elementu. Wyniki pomiarów wykazały, że układ osiąga maksymalną wartość mocy $P_{OUT} = -20$ dBm co nie jest wystarczające do prawidłowego funkcjonowania mieszaczy częstotliwości znajdujących się w układzie CMX994. W celu zwiększenia mocy sygnału wyjściowego, zdecydowano się rozbudować układ LO o element wzmacniający. Do tego celu wykorzystano scalony wzmacniacz ADL5611, charakteryzujący się stałym wzmocnieniem wynoszącym 20 dB oraz szerokim pasmem pracy wynoszącym 30 MHz - 6 GHz [6]. Schemat ideowy obu układów pokazano na Rysunku 2.5. Wartość cewki L_4 , ustalającej częstotliwość pracy układu MAX2607 dobrano za pomocą charakterystyki indukcyjności od częstotliwości zamieszczonej w nocie katalogowej [9] (strona 7).



Rysunek 2.5: Układ oscylatora lokalnego składającego się z generatora VCO - MAX2607 oraz szerokopasmowego wzmacniacza ADL5611.

W celu poprawnego wzmacniania sygnału generowanego przez VCO, układ ADL5611 musi zostać skonfigurowany do pracy w paśmie 30 MHz - 500 MHz. Aby to osiągnąć, należy dobrać odpowiednie wartości kondensatorów odsprzęgających C_{25} , C_{26} , C_{27} oraz cewki L_5 . Wartości tych elementów dobrano na bazie informacji zamieszczonych w nocie katalogowej [6], a następnie skorygowano za pomocą symulacji parametru S_{21} , który można potraktować jako małosygnałowy współczynnik wzmocnienia układu. Dla dwukrotności docelowej częstotliwości odbioru - 274 MHz, wzmocnienie wynosi ok. 21 dB.



Rysunek 2.6: Charakterystyka parametru S_{21} układu ADL5611.

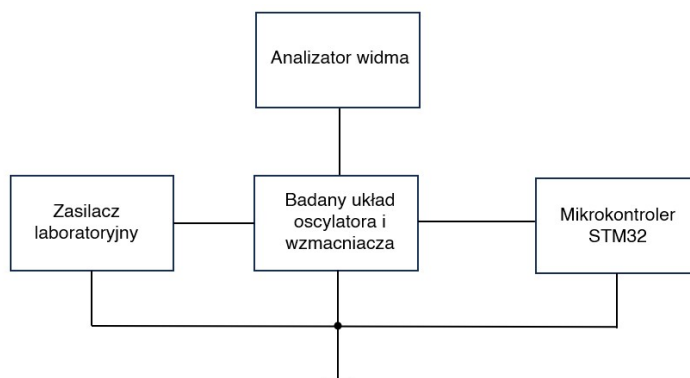
Następnie przeprowadzono pomiary dla obwodu złożonego z układów MAX2607 i ADL5611, skupiając się głównie na pomiarze częstotliwości f oraz mocy wyjściowej P_{OUT} w funkcji napięcia sterującego V_{TUNE} podawanego z wyjścia mikrokontrolera. Charakterystyki zmierzono w zakresie od 0.4 V do 2.4 V, ponieważ zgodnie z notą katalogową układu MAX2607 widać w nim największe zmiany częstotliwości generowanego sygnału [9].

Do wykonania pomiarów wykorzystano następujące urządzenia pomiarowe:

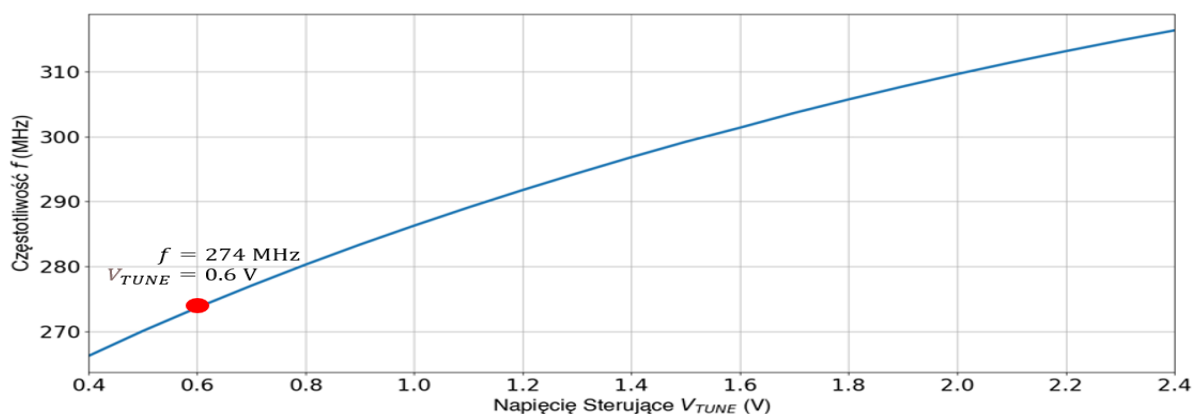
- Zasilacz Laboratoryjny LPS-305 firmy Motech: zakres napięcia -30 V - 30 V; zakres prądu 0 - 2.5 A; rozdzielczość 10 mV / 1 mA; błąd śledzenia 20 mV / 5 mA
 - Analizator Widma FSV marki Rohde&Schwarz: zakres częstotliwości 10 Hz - 4 GHz; szum fazowy na poziomie -106 dbc; średni poziom szumów -155 dBm
- Rysunek 2.7 przedstawia obwód wykorzystany w pomiarach.

Docelową wartość częstotliwości (274 MHz) uzyskano dla napięcia sterującego około 0.6 V, co pokazano na wykresie z Rysunku 2.8. Poprzez rozbudowanie układu heterodyny o wzmacniacz ADL5611, zwiększono moc sygnału wyjściowego.

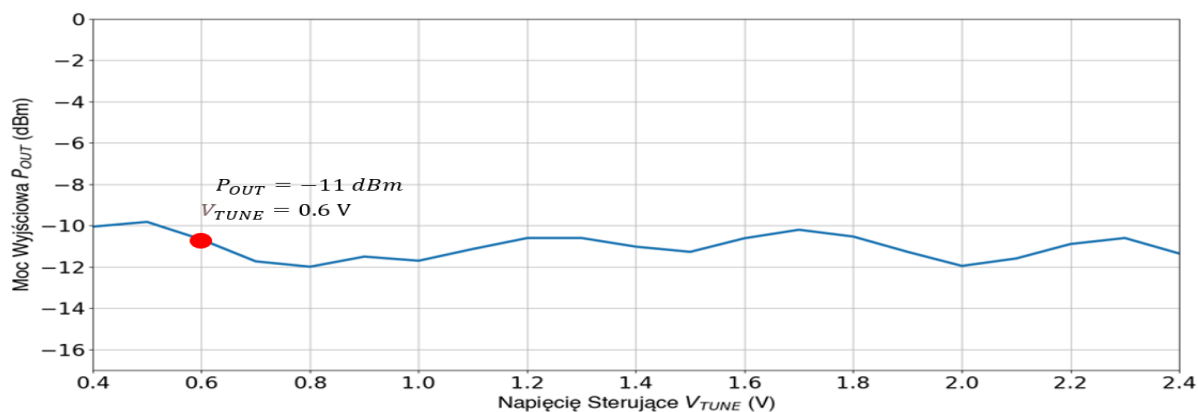
Po tej modyfikacji LO, moc wyjściowa zawiera się w zakresie od -12 dBm do -10 dBm (Rysunek 2.9). Zatem dla wymaganej częstotliwości, uzyskano wzrost mocy z wartości -20 dBm (obwód bez wzmacniacza) do -11 dBm (ze wzmacniaczem). Wartość ta jest wystarczająca do prawidłowej pracy mieszaczy w układzie CMX944.



Rysunek 2.7: Schemat Pomiarowy układu oscylatora lokalnego.



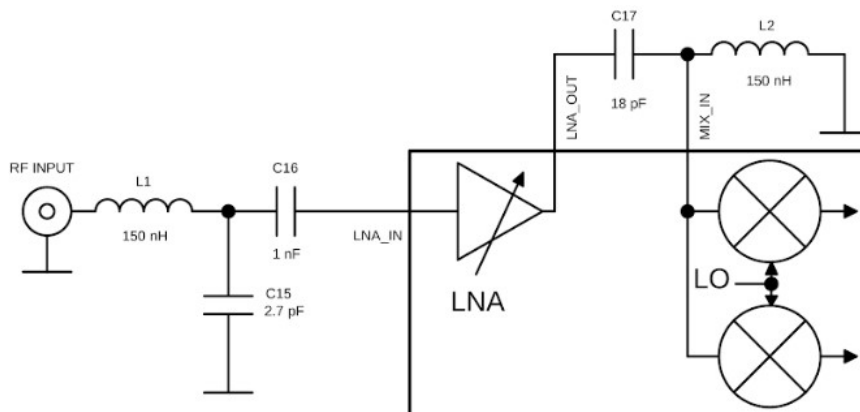
Rysunek 2.8: Charakterystyka przedstawiająca zależność między częstotliwością sygnału generowanego przez układ MAX2607, a napięciem sterującym V_{TUNE} .



Rysunek 2.9: Charakterystyka mocy wyjściowej w funkcji napięcia sterującego układu LO ze wzmacniaczem ADL5611.

2.2.3 Bloki wzmacniające w układzie CMX944

Układ odbiornika bezpośredniej przemiany częstotliwości CMX944 został wyposażony w elementy wzmacniające, mające na celu zwiększenie możliwości układu w zakresie odbioru słabych sygnałów [4]. Pierwszym stopniem wzmacniającym umieszczonym w torze radiowym jest układ LNA. Schemat ideowy stopnia wejściowego zawierającego omawiany wzmacniacz oraz układ dopasowania anteny, zaprezentowano na Rysunku 2.10.



Rysunek 2.10: Wzmacniacz niskoszumny odbiornika scalonego CMX994 oraz układ dopasowania anteny [14].

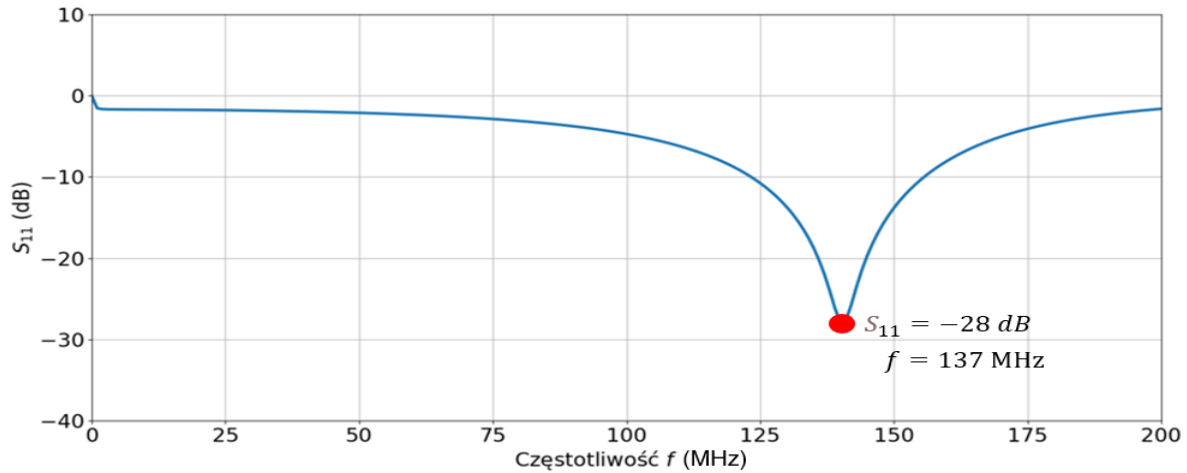
Wzmacniacz niskoszumny zastosowany na wejściu radioodbiornika pełni kluczową rolę. Po pierwsze, jest odpowiedzialny za wzmacnianie sygnałów o małej mocy, a po drugie - jego właściwości szumowe decydują o całkowitym szumie w układzie co też przekłada się m.in. na czułość odbiornika. Wzmacniacz został wyposażony w możliwość cyfrowej konfiguracji, za pomocą rejestru sterującego Rx Gain [14]. Strukturę bitów rejestru przedstawiono w Tabeli 2.6. Wzmacniacz ten może być skonfigurowany w jednym z dwóch dostępnych ustawień impedancji wyjściowej: 50 Ω lub 100 Ω za pomocą bitu 3 rejestru Rx Gain (Tabela 2.6). Opcja 100 Ω przeznaczona jest do użytku przy częstotliwościach niższych niż 450 MHz [14], co sprawia, że jest właściwym wyborem dla odbioru sygnałów NOAA zakodowanych na 137 MHz.

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
GS1	GS0	LNA GAIN2	LNA GAIN1	LNA Z0	G2	G1	G0

Tabela 2.6: Rejestr RX Gain Układu Scalonego CMX944 [14].

Przy ustawieniu impedancji wyjściowej równej 100 Ω , należy dobrać układ dopasowania anteny zapewniający jak najmniejsze straty mocy na wejściu

wzmacniacza. W tym celu, bazując na informacjach zawartych w nocie katalogowej [14], odpowiednio dobrano wartości elementów L_1 , C_{15} oraz C_{16} . Zależność współczynnika odbicia S_{11} od częstotliwości dla omawianego układu dopasowania przedstawiono na Rysunku 2.11.



Rysunek 2.11: Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa współczynnika odbicia S_{11} .

Układ umożliwia regulację nominalnego wzmocnienia za pomocą bitów 6 - 7 rejestru Rx Gain zakresie 6.0 dB do 8.8 dB (Tabela 2.7). Dodatkowo, bity 4 - 5 rejestru Rx Gain (Tabela 2.6) bezpośrednio kontrolują wartość wzmocnienia układu w zakresie -18 dB do -0 dB z krokiem co 6 dB. Umożliwia to regulację nominalnego wzmocnienia poprzez odjęcie od niego wartości wybranej wartości, co pokazano w Tabeli 2.8.

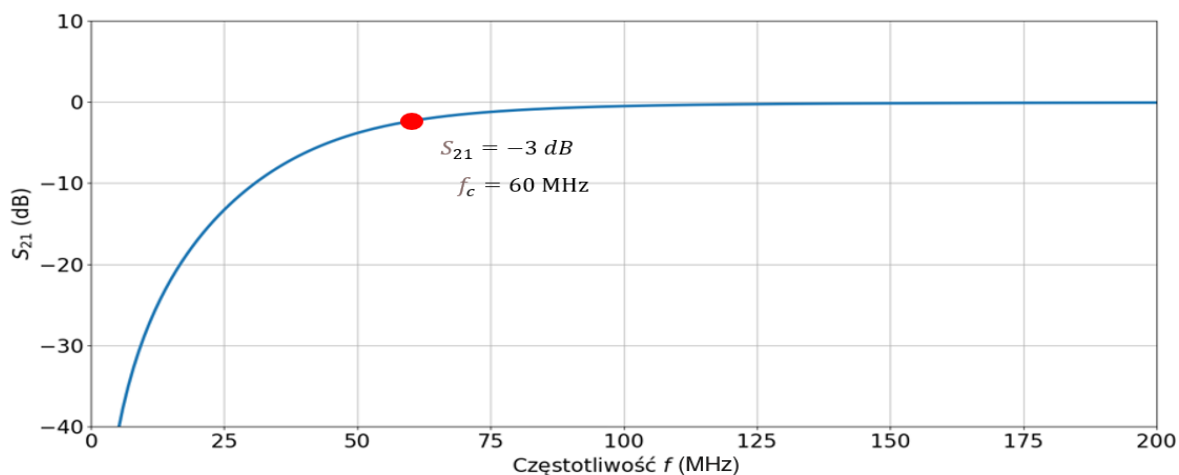
bit GS1	bit GS0	Nominalne wzmocnienie G (dB)
0	0	+ 6.0
0	1	+ 6.7
1	0	+ 7.4
1	1	+ 8.8

Tabela 2.7: Wzmocnienie układu LNA w zależności od konfiguracji bitów 6 - 7 rejestru Rx Gain.

bit LNA GAIN2	bit LNA GAIN1	Wzmocnienie G (dB)
0	0	Nominalne Wzmocnienie - 0
0	1	Nominalne Wzmocnienie - 6
1	0	Nominalne Wzmocnienie - 12
1	1	Nominalne Wzmocnienie - 18

Tabela 2.8: Wzmocnienie układu LNA w zależności od konfiguracji bitów 4 - 5 rejestru Rx Gain.

Wyjście LNA zostało podłączone z układem mieszacza poprzez filtr pasmowo przepustowy typu LC, złożony z kondensatora C_{17} i cewki L_2 (Rysunek 2.10). Wartości elementów dobrano na podstawie noty katalogowej [14] dla pasma przenoszenia około 100 MHz. Częstotliwość graniczna filtra f_c na podstawie załączonego poniżej współczynnika toru transmisyjnego S_{21} wynosi około 60 MHz (Rysunek 2.12).



Rysunek 2.12: Charakterystyka Amplitudowo-Częstotliwościowa współczynnika transmisji S_{21} .

Sekcja pasma podstawowego zawiera dwa stopnie wzmacniające (Rysunek 2.3). Pierwszy wzmacniacz jest układem o zmiennym wzmocnieniu VGA (ang. *Variable Gain Amplifier*). Nominalne wzmocnienie układu wynosi 15 dB i może być regulowane z krokiem co 6 dB w zakresie -27 dB do 15 dB za pomocą bitów 0 - 2 rejestru Rx Gain (Tabela 2.6). Konfiguracje bitów dla sekcji VGA pokazano w Tabeli 2.9. Drugi wzmacniacz ma stałe wzmocnienie wynoszące 20 dB i jest ostatnim elementem toru radiowego. Sekcja wzmacniająca układu przemiany częstotliwości może zostać wyłączona za pomocą bitu 7 rejestru General Control (Tabela 2.1).

bit G2	bit G1	bit G0	Wzmocnienie mocy G_P
1	1	1	-42 dB
1	1	0	-36 dB
1	0	1	-30 dB
1	0	0	-24 dB
0	1	1	-18 dB
0	1	0	-12 dB
0	0	1	-6 dB
0	0	0	-0 dB

Tabela 2.9: Wzmocnienie układu VGA w zależności od konfiguracji bitów 0 - 2 rejestru Rx Gain.

Opisane powyżej mechanizmy kontroli wzmocnienia zarówno w układzie niskoszumnego LNA jak i w sekcji pasma podstawowego pozwalają na regulacje wzmocnienia w zakresie 60 dB. Dzięki takiej funkcjonalności układ może być efektywnie wykorzystywany przy różnorodnych aplikacjach.

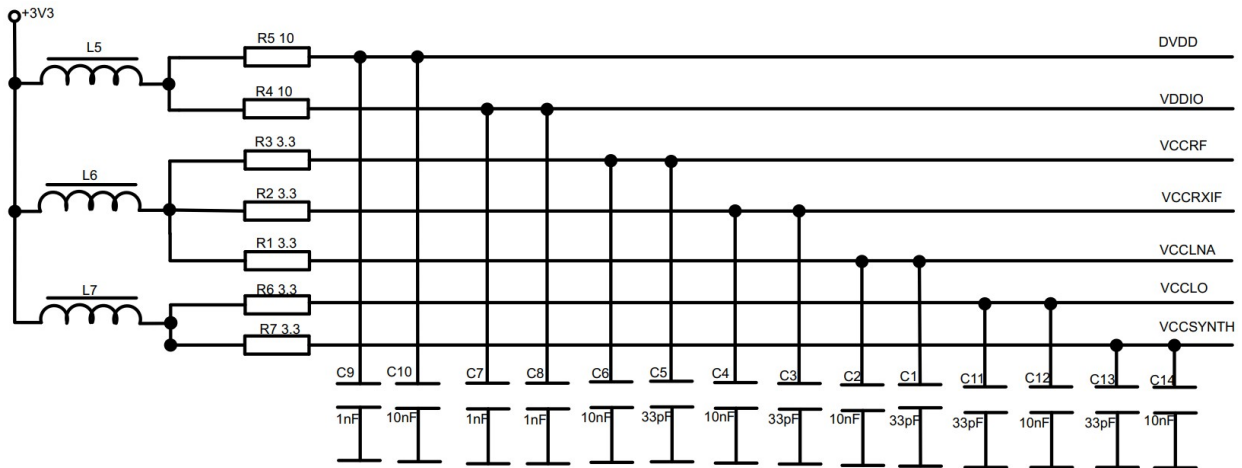
2.2.4 Układ zasilania

Urządzenie musi posiadać co najmniej dwa źródła zasilania. Dla układu scalonego CMX944 niezbędne jest dodatnie napięcie z zakresu 3.0 V - 3.6 V, natomiast zalecane jest użycie napięcia o wartości 3.3 V [14]. Układ oscylatora lokalnego może być zasilany napięciami z zakresu 2.7 V - 5.5 V, wyższe napięcie wpływa tylko na przesunięcie częstotliwości podstawowej generowanej przez VCO. Najprostszym rozwiązaniem jest zasilanie tych układów z jednego źródła napięcia o wartości 3.3 V. Z uwagi na fakt że wyprowadzenie LO zostało podłączone do układu scalonego CMX944 poprzez układ wzmacniający ADL5611, który musi być zasilany ze źródła o wartości 5 V (patrz: Rysunek 2.5), projektowany układ odbiornika DCR potrzebuje dwóch dodatnich napięć tj. 3.3 V i 5 V w celu prawidłowego działania. Większość mikrokontrolerów dostępnych na rynku posiada wyprowadzenia pozwalające na pracę z wyżej wymienionymi wartościami napięć, co umożliwia łatwe zasilanie projektowanego układu z wyprowadzeń mikrokontrolera. Szacunkowe wartości prądów i napięć zasilających poszczególnych układów zamieszczono w Tabeli 2.10. Są to wartości podawane przez producentów układów scalonych.

Lp.	Element	Napięcie zasilania V_{cc} (V)	Prąd zasilania I (mA)
1.	CMX994	3.3	70
2.	MAX2607	3.3	2.1
3.	ADL5611	5.0	94

Tabela 2.10: Zestawienie napięć i prądów zasilania wykorzystanych układów scalonych.

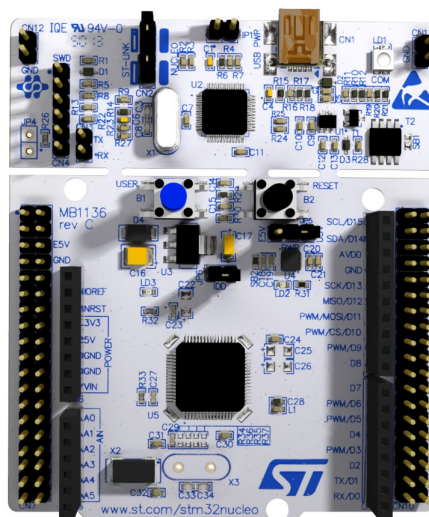
Zakłócenia o niskiej częstotliwości dla układu scalonego CMX944 usunięto za pomocą kondensatorów odsprzęgających (Rysunek 2.13), których wartości dobrano na podstawie noty katalogowej [14]. Dodatkowo, aby zapewnić filtrację ewentualnych zakłóceń wynikających z zasilania zarówno części analogowej jak i cyfrowej jednym źródłem, na liniach zasilających układu zastosowano koraliki ferrytowe. Są to elementy charakteryzujące się niewielką indukcyjnością, przeznaczone do odfiltrowywania zakłóceń o dużych częstotliwościach, generowanych np. przez szybkie układy cyfrowe [21].



Rysunek 2.13: Schemat linii zasilających układu scalonego CMX944.

2.3 Mikrokontroler

Z analizy zawartej w poprzednich podrozdziałach wynika, że jednym z niezbędnych elementów mikrokontrolera jest obsługa interfejsu SPI, umożliwiająca konfigurację odbiornika CMX944. W celu zapewnienia najbardziej efektywnego przetwarzania sygnału radiowego, układ mikrokontrolera powinien dysponować co najmniej dwoma dwukanałowymi przetwornikami analogowo - cyfrowymi ADC (ang. *Analog to Digital Converter*), lub jednym czterokanałowym. Szczególną uwagę zwrócono na możliwość konfiguracji przetworników w trybie różnicowym, ze względu na wyprowadzenia kanałów IQ układu przemiany częstotliwości (patrz: podrozdział 2.2). Układ Mikroprocesorowy, powinien również posiadać wbudowany przetwornik cyfrowo - analogowy DAC (ang. *Digital to Analog Converter*), aby przestrajać częstotliwość lokalnego oscylatora. Ważnym elementem jest także przekazywanie przetworzonych próbek do komputera poprzez dedykowany interfejs do komunikacji. W tym przypadku szczególny nacisk został położony na zapewnienie możliwości komunikacji poprzez interfejs USB (ang. *Universal Serial Bus*, co wynika z potrzeby przesyłania danych przy częstotliwości kilkudziesięciu kHz. Pasującym do tego opisu układem okazała się płyta deweloperska NUCLEO-L476RG [17] zawierająca mikrokontroler STM32, firmy STMicroelectronics przedstawiona na Rysunku 2.14.



Rysunek 2.14: Zdjęcie płyty deweloperskiej Nucleo z noty katalogowej urządzenia [17].

Poniżej przedstawiono wybrane elementy specyfikacji technicznej w oparciu o notę katalogową mikrokontrolera [17]:

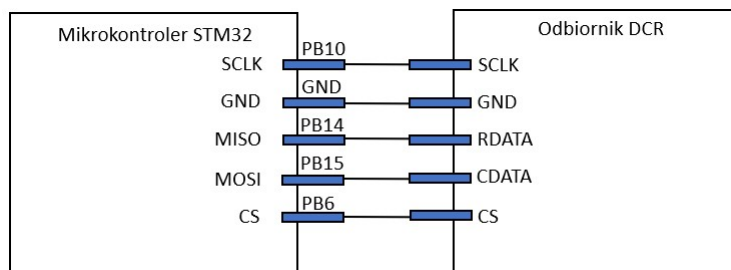
- Rdzeń: ARM Cortex M4 32 - bit
- Częstotliwość taktowania: 80 MHz
- Pamięć programu Flash: 1 MB
- Pamięć SRAM: 128kB
- DMA: 14 Kanałów
- Interfejsy: 3 x SPI, 1 x USB OTG
- 3 x przetwornik ADC: 12 - bit
- 2 x przetwornik DAC: 12 - bit
- Port do programowania/debugowania

W kolejnych sekcjach przedstawiono wykorzystane moduły mikrokontrolera. Skupiono się głównie na procesie integracji wbudowanych urządzeń peryferyjnych z projektowanym odbiornikiem DCR. Każda sekcja obejmuje omówienie zarówno sposobu połączeń, jak i niezbędnych ustawień do zapewnienia poprawnego działania całego urządzenia. Schemat ideowy połączenia układu mikrokontrolera z projektowanym urządzeniem odbiorczym umieszczono w Załączniku 2. Ostatni podrozdział zawiera opis działania niezbędnego programu sterującego wszystkich wykorzystanych peryferyjów mikrokontrolera.

2.3.1 Interfejs SPI

Jak już wspomniano wielokrotnie, układ CMX994 komunikuje się z resztą urządzenia za pomocą interfejsu SPI. Toteż, w pierwszej kolejności należy skonfigurować odpowiednio ten interfejs. W tym celu należy ustawić mikrokontroler

jako urządzenie nadrzędne (Master) pracujące w trybie full - duplex (możliwość nadawania i odbioru w tym samym czasie) [10]. Sposób połączenia układu peryferyjnego SPI mikrokontrolera z interfejsem komunikacyjnym C-BUS układu scalonego CMX944 pokazano na Rysunku 2.15.



Rysunek 2.15: Schemat połączenia układu SPI mikrokontrolera z interfejsem C-BUS układu CMX944.

Aby zapewnić poprawną komunikację z układem odbiornika (Slave), którym jest układ CMX994, konieczne jest odpowiednie dostosowanie parametrów transmisji mikrokontrolera zgodnie z przebiegami czasowymi magistrali C-BUS umieszczonymi w nocie katalogowej [14]. W Tabeli 2.11 przedstawiono konkretne wartości parametrów dostosowane do wymagań układu CMX944.

Parametr	Wartość
Rozmiar Ramki	8-bit
Pierwszy Bit	MSB (Najbardziej Znaczący Bit)
Baud Rate	1.25 Mbit/s
Polaryzacja zbocza	Zegar niski (low)
Faza	Pierwsze zbocze zegara (1 Edge)

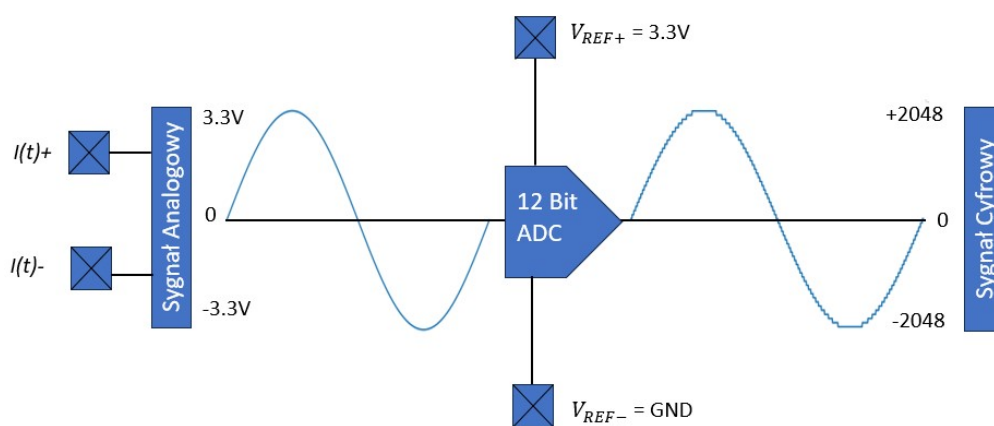
Tabela 2.11: Parametry transmisji mikrokontrolera.

W celu rozpoczęcia transmisji, konieczne jest odpowiednie sterowanie wejściem CS (ang. *Chip Select*) po stronie układu nadrzędnego (mikrokontroler). Obsługa tego wejścia odbywa się programowo, gdzie przed każdą transmisją niezbędne jest ustawienie go w stan niski (logiczne "0"). Po zakończeniu komunikacji wejście należy ustawić w stan wysoki (logiczne "1"), co uniemożliwi dalszą komunikację z układem peryferyjnym.

2.3.2 Przetworniki ADC i DAC

W kontekście przetwarzania sygnału radiowego na sygnał cyfrowy, konfiguracja tego bloku jest kluczowa do precyzyjnej rekonstrukcji odbieranego sygnału. Maksymalna rozdzielczość użytego przetwornika analogowo - cyfrowego

wynosi 12 bit, co oznacza, że sygnał jest reprezentowany za pomocą 4096 różnych poziomów napięcia. Przykładowy proces próbkowania sygnału dla wyprowadzeń kanału I pokazano na Rysunku 2.16. Zastosowanie trybu różnicowego skutkuje podwojeniem amplitudy sygnału, co wynika z pomiaru różnicy pomiędzy dwoma wejściami przesuniętymi w fazie o 180 stopni. Ponadto, wbudowane przetworniki mikrokontrolera Nucleo umożliwiają pracę w trybie synchronicznej konwersji dwóch przetworników ADC (ang. *Dual Regular Simultaneous ADC Mode*), co umożliwia równoczesne przeprowadzanie konwersji przez oba przetworniki [16]. Jest to szczególnie korzystne, gdy chcemy jednocześnie mierzyć oba kanały radiowe bez opóźnień sygnału w fazie.



Rysunek 2.16: Ilustracja procesu próbkowania sygnału.

Zgodnie z twierdzeniem Nyquista - Shannona, częstotliwość próbkowania musi być co najmniej dwukrotnie większa niż najwyższa składowa częstotliwości sygnału próbkowanego [20]. Maksymalna częstotliwość graniczna widma odbieranego sygnału przez układ CMX944 wynosi 25 kHz, zatem minimalna częstotliwość próbkowania zgodnie ze wzorem (2.3) będzie wynosić 50 kHz. Korzystnym zabiegiem poprawiającym jakość przetwarzanego sygnału będzie wprowadzenie programowego nadpróbkowania (ang. *Oversampling*), wpłynie to zarówno na stabilność pomiaru, jak i zwiększenie rozdzielczości. Używany mikrokontroler oferuje możliwość sprzętowego oversamplingu. Opcję tę skonfigurowano w taki sposób, aby sumować 16 próbek, a następnie dzielić przez 4 (równanie (2.4)), co pozwoli zwiększyć rozdzielczość odbieranego sygnału do 14 bitów.

$$f_s = 2 \cdot B \quad (2.3)$$

gdzie:

f_s - częstotliwość próbkowania

B - częstotliwość graniczna widma

$$s(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{16} s(t_i) \quad (2.4)$$

gdzie:

$s(t)$ - wartość sygnału po nadpróbkowaniu

$s(t_i)$ - wartość sygnału po próbkowaniu

Takie rozwiązanie spowoduje zwiększenie częstotliwości próbkowania 16 - krotnie, ponieważ sumujemy 16 próbek. Do precyzyjnego obliczenia częstotliwości próbkowania, możemy wykorzystać układ licznika, który generuje przerwanie układu ADC z każdym przepełnieniem licznika. Wartość przepełnienia obliczono za pomocą wzoru (2.5).

$$N = \frac{f_{clock}}{16 \cdot f_{target}} - 1 \quad (2.5)$$

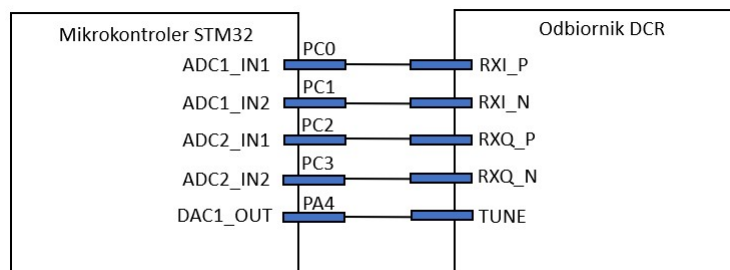
gdzie:

N - wartość przepełnienia licznika (Counter Period)

f_{clock} - częstotliwość zegara taktującego mikrokontroler

f_{target} - częstotliwość docelowa wywoływania przerwania

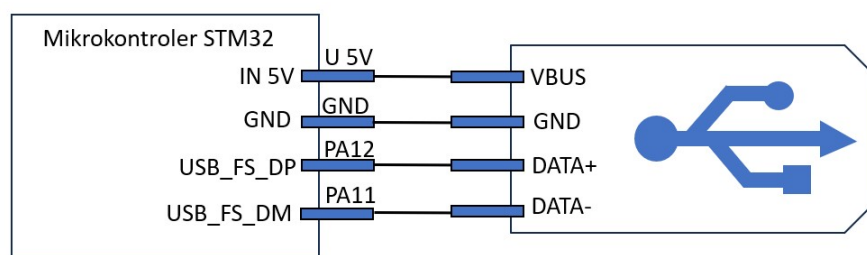
Przetwornik cyfrowo - analogowy DAC pełni funkcję sterowania częstotliwością zewnętrznego oscylatora lokalnego. Posiada on rozdzielczość 12 bitów i jest zdolny generować sygnał napięciowy w zakresie od 0 do 3.3 V. Zastosowanie tego układu umożliwia dostosowanie zarówno stałej częstotliwości VCO jak i dokonywanie jej korekty (np. niwelowanie zjawiska efektu Dopplera). Sposób połączenia przetworników mikrokontrolera z układem CMX944 pokazano na Rysunku 2.17.



Rysunek 2.17: Schemat połączenia układów przetworników mikrokontrolera z układem CMX944.

2.3.3 Interfejs USB

Do przesyłania przetworzonych próbek radiowych do komputera wybrano interfejs USB. W tym celu mikrokontroler STM32 został skonfigurowany jako urządzenie klasy CDC (ang. *Communication Device Class*). Taka konfiguracja pozwala na stworzenie wirtualnego portu COM, co umożliwia emulację protokołu RS-232 [11]. Prędkość transmisji danych może wynosić 12 Mbit/s, i jest ona wystarczająca w kontekście projektowanego urządzenia. Warto zaznaczyć, że na magistralę USB musi być podany sygnał o częstotliwości 48 MHz, co wymaga odpowiedniej konfiguracji zegarów mikrokontrolera [11]. Zastosowany moduł NUCLEO-L4676RG nie posiada wbudowanego złącza USB, dlatego zastosowano zewnętrzny układ posiadający złącze Micro-USB 2.0, dodatkowo przez ten układ poprowadzono zasilanie mikrokontrolera poprzez wejście IN 5V. Schemat ideowy połączenia układów umieszczono poniżej (Rysunek 2.18):



Rysunek 2.18: Schemat połączenia zewnętrznego złącza z wyprowadzeniami USB mikrokontrolera

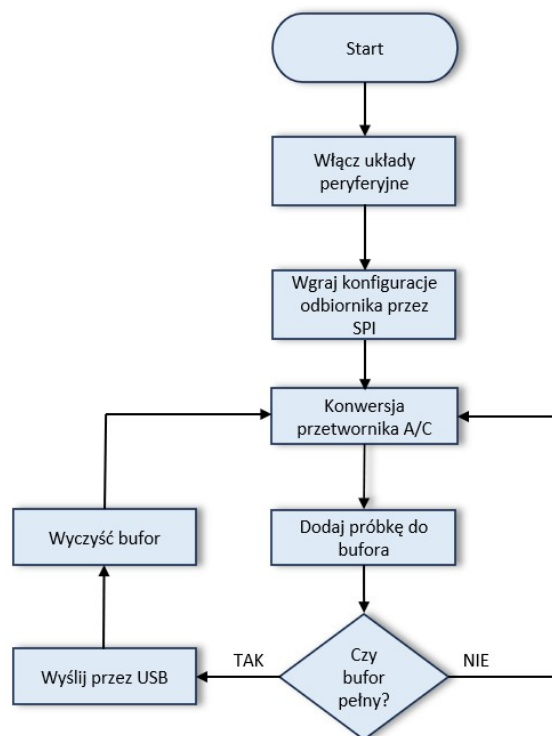
2.3.4 Program sterujący

Podczas projektowania urządzenia stwierdzono, że do pełnego wykorzystania wbudowanych układów mikrokontrolera, opisanych w powyższych sekcjach, niezbędny jest dedykowany program. Jego głównym zadaniem jest między innymi:

- obsługa interfejsu SPI
- konwersja przetworników ADC
- sterowanie napięciem LO
- obsługa interfejsu USB

W niniejszym podrozdziale przedstawiony został opis programu sterującego, bazujący na ogólnym algorytmie przedstawionym na schemacie blokowym (Rysunek 2.19). Do napisania programu wykorzystano środowisko programistyczne STM32CubeIDE oferujące możliwości takie jak graficzna konfiguracja wewnętrznych układów oraz biblioteki wysokopoziome HAL. Oprogramowanie

napisano w języku C ze względu na jego wydajność obliczeniową, przekładającą się na szybkie wykonywanie poszczególnych bloków programowych.



Rysunek 2.19: Algorytm programu sterującego mikrokontrolerem.

Na początku program aktywuje i konfiguruje wbudowane układy peryferyjne mikrokontrolera. Mowa tutaj o interfejsie SPI, przetwornikach ADC i DAC oraz komunikacji USB. Na tym etapie tworzone są również zmienne przechowujące odpowiednie wartości rejestrów układu scalonego CMX944 oraz bufor, do których przekazywane są przetworzone próbki odbieranego sygnału w paśmie podstawowym. Kolejnym etapem jest wgranie konfiguracji poprzez interfejs SPI. Po zakończeniu transmisji program aktywuje układ przetwornika DAC podając stałe napięcie na wyprowadzenie mikrokontrolera oraz konwersję sygnału na wartość cyfrową (blok przetwornika ADC). Do ciągłego odczytu próbek z przetwornika wykorzystano funkcję DMA (ang. *Direct Memory Access*). Zastosowano tutaj technikę podwójnego buforowania (ang. *Double Buffering*), która oznacza, że w trakcie przetwarzania próbek należących do jednej połowy bufora, druga połowa jest gotowa do odczytu. Operacja ta jest wykonywana naprzemiennie w celu wypełnienia głównego bufora nadawczego. Próbkę są gromadzone w postaci bloków sygnału trwających 100 ms (co przy częstotliwości 50 kHz, daje 5000 próbek na jeden kanał IQ). Po wypełnieniu bufora następuje jego wysłanie poprzez interfejs USB. Następnie zostaje on wyczyszczony, a operacja dodawania próbek powtarza się ponownie.

3 Aplikacja komputerowa

Do prawidłowej interpretacji informacji zawartych w odbieranym sygnale potrzebny jest dedykowany program. Powinien on umożliwiać akwizycję przetworzonego sygnału satelitarnego oraz jego dekodowanie. Na tym etapie projektowania założono, że najlepszym rozwiązaniem jest opracowanie łatwego w obsłudze interfejsu graficznego zapewniającego wymienione funkcjonalności. Wyjątkowo ważna jest tutaj wizualizacja odbieranych danych, umożliwiająca użytkownikowi śledzenie sygnału w czasie rzeczywistym. Aby zapewnić prawidłowe działanie całego systemu, program komputerowy powinien być wyposażony w następujące moduły:

- odczyt próbek sygnału przez interfejs USB
- panel wizualizujący sygnał dla użytkownika
- zapis sygnału do pliku
- moduł przetwarzania/dekodowania sygnału

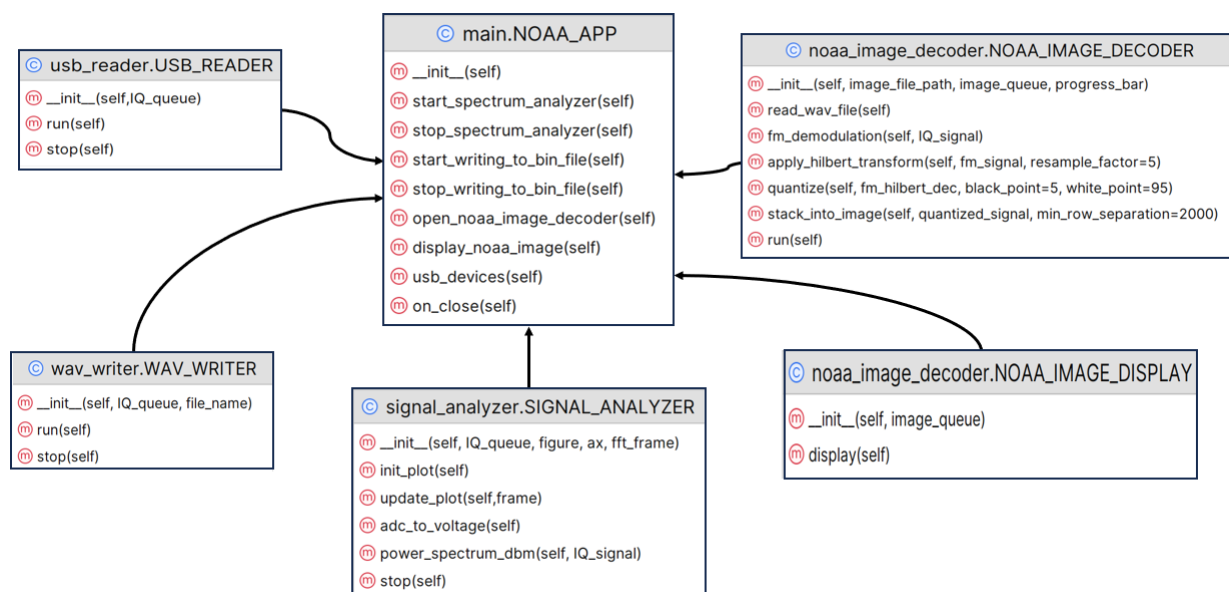
Dodatkowo, wymienione wyżej funkcje aplikacji, powinny działać niezależnie w ramach jednego lub wielu procesów systemowych. W przeciwnym wypadku, niemożliwa była by równoległa wizualizacja sygnału oraz jego zapis.

Program postanowiono napisać w języku Python na platformy docelowe takie jak: Windows, Linux i macOS. Język ten wybrano głównie z uwagi na szeroki wybór dostępnych bibliotek ułatwiających zarówno komunikację z portami szeregowymi komputera, tworzenie interfejsu graficznego, czy też samo przetwarzanie sygnału radiowego. Jako środowisko programistyczne wybrano edytor PyCharm.

W dalszych podrozdziałach przedstawiono działanie aplikacji, skupiając się na analizie wykorzystanych modułów oraz ich strukturze programistycznej. Wybrane rozwiązania zaprezentowano w oparciu o schematy blokowe, opisy użytych algorytmów oraz ich parametry. Szczególną uwagę poświęcono tutaj części cyfrowego przetwarzania sygnału satelitarnego NOAA. Moduł ten stanowi finalną funkcjonalność całego systemu, zaprojektowanego w perspektywie odbioru sygnału, a następnie jego transformacji w obraz. W poniższych sekcjach przedstawiono również praktyczne aspekty stworzonego interfejsu graficznego, poprzez umieszczenie zdjęć aplikacji oraz instrukcji obsługi do zaimplementowanych funkcjonalności.

3.1 Ogólny opis programu

Aplikacje zrealizowano za pomocą technik programowania obiektowego. Składa się ona z sześciu klas pokazanych na Rysunku 3.1. Każda klasa reprezentuje odrębny moduł co pozwala uzyskać dobrą przejrzystość i czytelność kodu. Takie podejście ułatwia także potencjalną rozbudowę programu o inne funkcjonalności. Główną klasą jest klasa *NOAA_APP*, wykorzystująca metody zaimplementowane w pozostałych klasach. Ponadto, zdefiniowano w niej również wygląd interfejsu graficznego za pomocą biblioteki *CustomTkinter*, dostarczającej nowoczesnie wyglądające i w pełni konfigurowalne widżety [15].



Rysunek 3.1: Diagram Klas napisanego programu.

Nazwy klas oraz odpowiadające im funkcje przedstawiono poniżej:

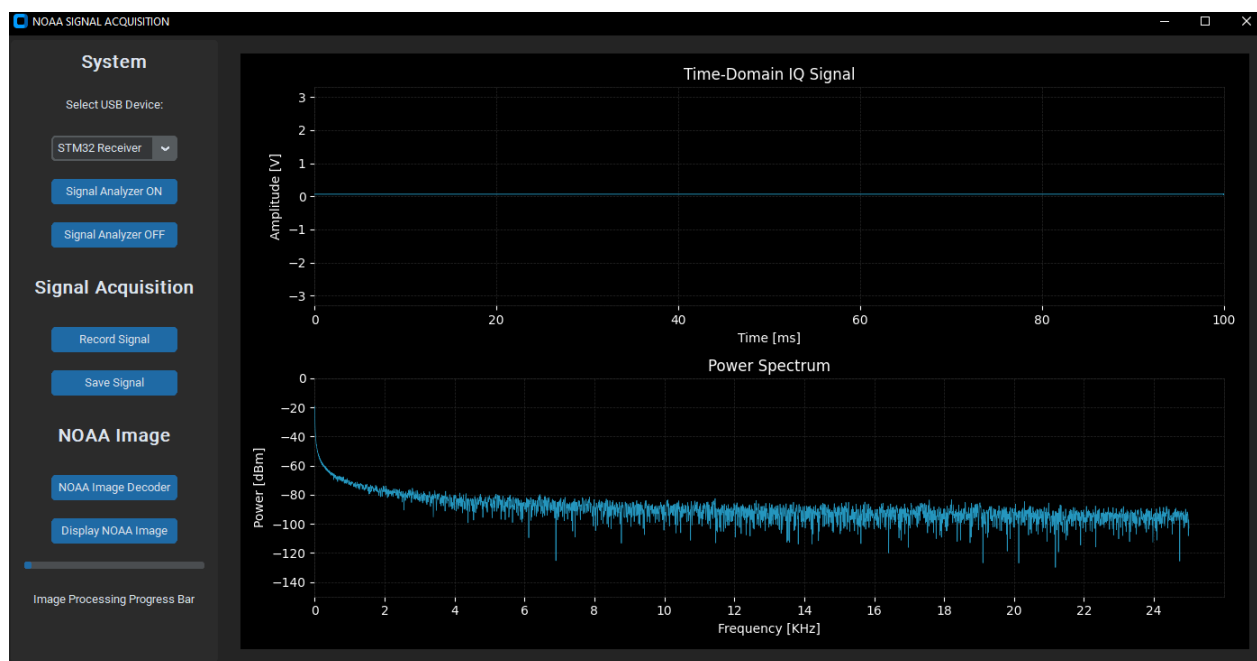
- *USB_READER* - odczyt sygnału przez interfejs USB
- *WAV_WRITER* - zapis sygnału do pliku .wav
- *SIGNAL_ANALYZER* - wizualizacja odbieranego sygnału
- *NOAA_IMAGE_DECODER* - przetwarzanie sygnału w obraz
- *NOAA_IMAGE_DISPLAY* - wyświetlanie obrazu

Problem równoległej pracy każdego z modułów rozwiązano za pomocą biblioteki *Threading* pozwalającej na niezależne działanie wymienionych bloków programowych w obrębie jednego wątku [7]. Odczytane dane przez interfejs USB przekazywano między klasami za pomocą tzw. kolejek (ang. *Queue*).

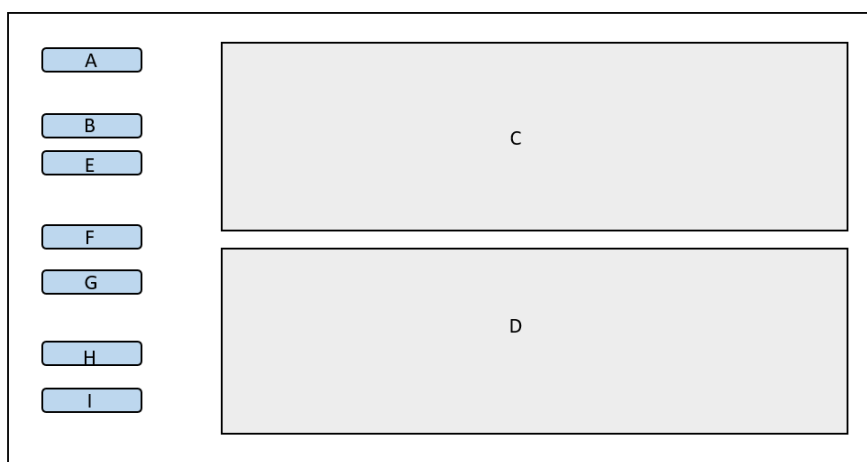
3.2 Działanie programu

W tej sekcji omówiono działanie interfejsu użytkownika. Analizę wybranych funkcjonalności przeprowadzono w oparciu o schemat rozmieszczenia funkcji interfejsu zamieszczony na Rysunku 3.3.

Po uruchomieniu programu wyświetla się panel główny aplikacji (Rysunek 3.2). W pierwszym kroku należy wybrać urządzenie docelowe USB z, którego odczytywane będą dane wejściowe. W tym celu z listy urządzeń (A) należy wybrać *STM32_Receiver*.



Rysunek 3.2: Panel główny aplikacji.



Rysunek 3.3: Schemat rozmieszczenia funkcji programu w interfejsie użytkownika.

Jest to programowa nazwa zaprojektowanego urządzenia, i jednocześnie zabezpieczenie przed odczytem z innego portu szeregowego. Przycisk B wyświetla dwa wykresy. Pierwszy z nich (C) pokazuje przebieg amplitudy sygnału w funkcji czasu. Konwencja składowych IQ to alternatywny sposób reprezentowania amplitudy i fazy, co prowadzi nas do liczb zespolonych. Reprezentacje sygnału zespolonego w dziedzinie czasu możemy zapisać zgodnie z wzorem (3.1) [12].

$$s(t) = I + j \cdot Q \quad (3.1)$$

gdzie:

$s(t)$ - sygnał w dziedzinie czasu

I - składowa synfazowa sygnału I

Q - składowa kwadraturowa sygnału Q

Amplitudę sygnału obliczono jako moduł liczby zespolonej zgodnie z wzorem (3.2).

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (3.2)$$

gdzie:

A - amplituda sygnału

I - składowa synfazowa sygnału I

Q - składowa kwadraturowa sygnału Q

Sama analiza czasowa nie jest natomiast wystarczająca w celu poprawnej interpretacji odbieranych danych. Z tego powodu na drugim wykresie (D) przedstawiono widmo mocy sygnału. Aby zobrazować przebieg w dziedzinie częstotliwości, zastosowano znormalizowaną transformatę Fouriera względem skali decybelowej (dBm). W tym celu posłużono się wzorem (3.3) [8].

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log_{10} \left(1000 \cdot \frac{|FFT\{s(t)\}|^2}{R} \right) \quad (3.3)$$

gdzie:

P_{dBm} - moc sygnału w dBm

$FFT\{s(t)\}$ - szybka transformata Fouriera

R - nominalna rezystancja systemu (50 Ω)

Rozdzielczość widma zwiększono poprzez uzupełnienie sygnału zerami (ang. *Zero - Padding*). Sygnał z mikrokontrolera przesyłano w postaci bloków o długości 5000 próbek (patrz: sekcja 2.3.4), które przed obliczeniem FFT uzupełniano zerami

do najbliższej potęgi liczby 2, czyli 8192. W celu zniwelowania zjawiska wycieku widma, czyli błędów wynikających z przetwarzania sygnału o niepełnym okresie, zastosowano okno Hamminga (Rysunek 3.4). Zaletą tego okna jest stopniowe tłumienie amplitudy na jego krańcach. Prowadzi to do większej dokładności pomiarów i łatwiejszej interpretacji wyników. Funkcję okna zastosowano na sygnale w dziedzinie czasu, za pomocą wzoru (3.4).

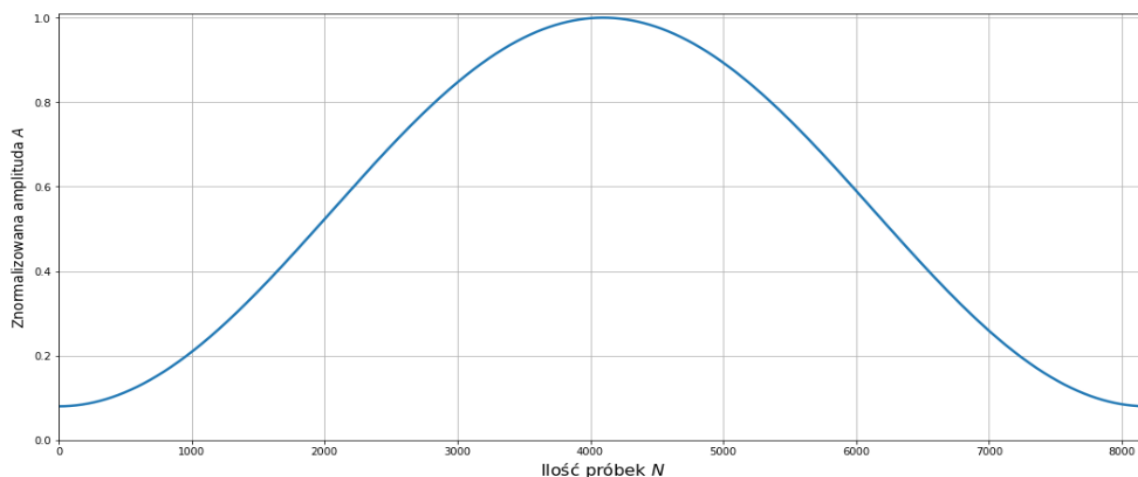
$$s(t)_w = s(t) \cdot w(n) \quad (3.4)$$

gdzie:

$s(t)_w$ - sygnał wymnożony przez okno

$s(t)$ - sygnał w dziedzinie czasu

$w(n)$ - funkcja okna Hamminga



Rysunek 3.4: Wykres przedstawiający okno Hamminga.

Opisana funkcjonalność pełni rolę prostego analizatora widma, umożliwiającego śledzenie sygnału w czasie rzeczywistym. Wyłączenie modułu odbywa się za pomocą przycisku E.

Przycisk F służy do rozpoczęcia zapisu aktualnie wyświetlanego sygnału do pliku z rozszerzeniem .wav (ang. *Waveform Audio File Format*). Jest to format plików dźwiękowych, który nie stosuje kompresji bitów, umożliwiając przechowywanie nagrań audio o parametrach takich jak: częstotliwość próbkowania oraz ilość kanałów [3]. Za pomocą przycisku G proces zapisywania zostaje zakończony.

Ostatnie dwa przyciski (H, I), służą kolejno do przetworzenia sygnału na obraz oraz do jego wyświetlenia. Zaimplementowany moduł dekodera obrazu działa w trybie offline, tzn. przetwarza wybrany przez użytkownika plik .wav. Szczegółowy opis modułu wraz z obsługą emitowanego protokołu przez satelity NOAA zamieszczono w następnym podrozdziale.

3.3 Dekoder obrazu

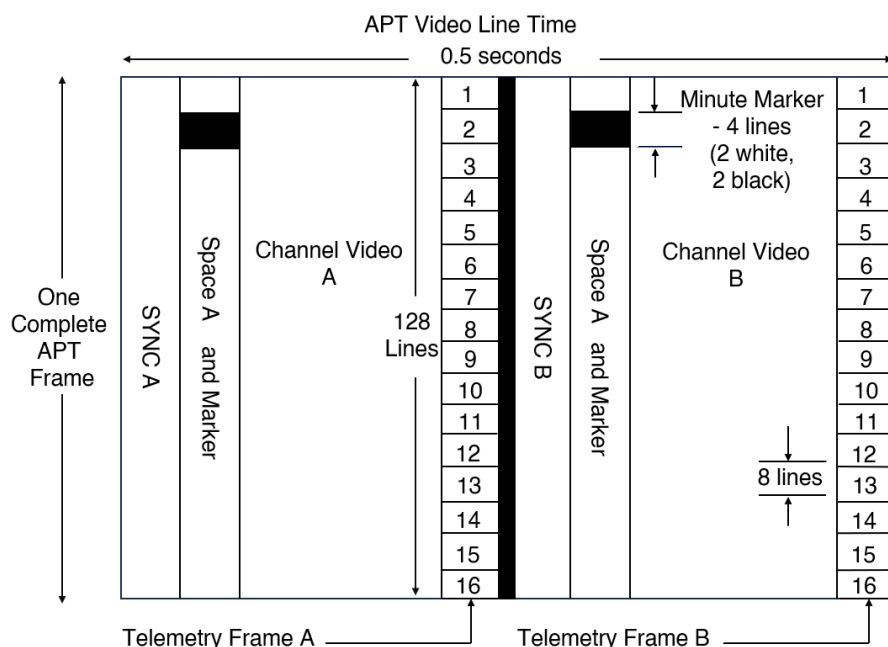
W niniejszym podrozdziale skupiono się na omówieniu sygnału nadawanego przez satelity NOAA. Pierwszą sekcję poświęcono na dostarczenie istotnych informacji na temat protokołu zaimplementowanego w sygnale satelitarnym. Druga sekcja zawiera opis procesu dekodowania oraz jego programową implementację wraz z prezentacją uzyskanych wyników.

3.3.1 Protokół APT

Satelity pogodowe NOAA wykorzystują protokół Automatycznej Transmisji obrazu (ang. *Automatic Picture Transmission*). Sygnał jest nadawany z wykorzystaniem modulacji ciągłej FM (ang. *Frequency Modulation*). Nie jest on dodatkowo kodowany przez co jest ogólnodostępny dla odbiorców[1]. Przesyłane dane obejmują:

- dwa kanały obrazowe
- informacje o telemetrii
- sekwencje synchronizujące

Obrazy są przesyłane w dwóch kanałach, z których jeden obejmuje zakres widzialny, a drugi podczerwień (Rysunek 3.3.1). Dane dla obu kanałów są przesyłane jako pozioma linia skanu o długości 2080 pikseli [1].



Rysunek 3.5: Kompletna ramka protokołu APT [1].

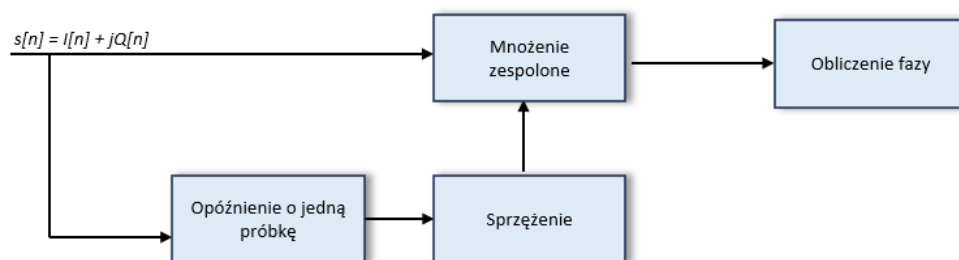
Każdy obraz wykorzystuje 909 pikseli, natomiast reszta przeznaczona jest na telemetrię i synchronizację. Linie transmitowane są w tempie dwóch na sekundę [1].

Sekcja telemetryczna składa się z szesnastu bloków o długości ośmiu linii każdy. Służą one jako odniesienie w celu dekodowania kanałów obrazu. Dane synchronizacyjne są transmitowane na początku każdego kanału wideo, umożliwiając dostosowanie częstotliwości próbkowania przez urządzenie odbiorcze. Zawierają one znaczniki czasu, składające się z czterech linii powtarzających się co 60 sekund [1].

Transmitowany sygnał jest podnośną zakodowaną na 256 poziomach amplitudy za pomocą modulacji AM (ang. *Amplitude Modulation*), która następnie jest modulowana częstotliwościowo (FM) na nośnej o częstotliwości 137 MHz[1]. Szerokość pasma radiowego wynosi około 34 kHz, jednakże pełne pasmo sygnału nie jest niezbędne do uzyskania obrazu. Mniejsza szerokość odbieranego widma może natomiast skutkować pogorszeniem jakości przesyłanego zdjęcia.

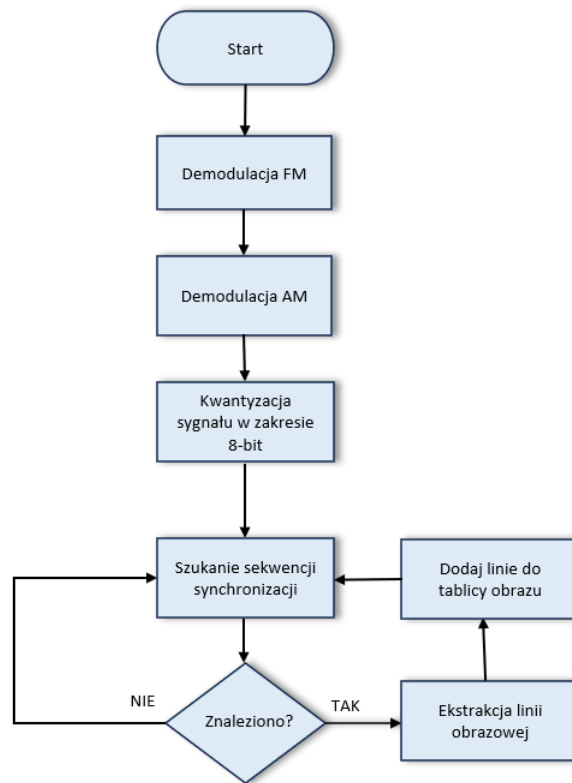
3.3.2 Algorytm przetwarzania obrazu

Proces dekodowania sygnału w obraz zrealizowano w oparciu o schemat ogólny algorytmu zamieszczony na Rysunku 3.7. Wyniki programu zaprezentowano w oparciu o dostępne w internecie nagranie sygnału satelitarnego NOAA. W pierwszej kolejności sygnał poddano demodulacji FM. W tym celu zastosowano tzw. polarny dyskryminator częstotliwości (Rysunek 3.6). Wykorzystuje on kolejne próbki sygnału FM, a następnie wymnaża przez sprzężenie poprzedniej próbki. Z uzyskanej wartości zespolonej następnie obliczany jest kąt co wynikowo daje chwilową wartość częstotliwości [2].

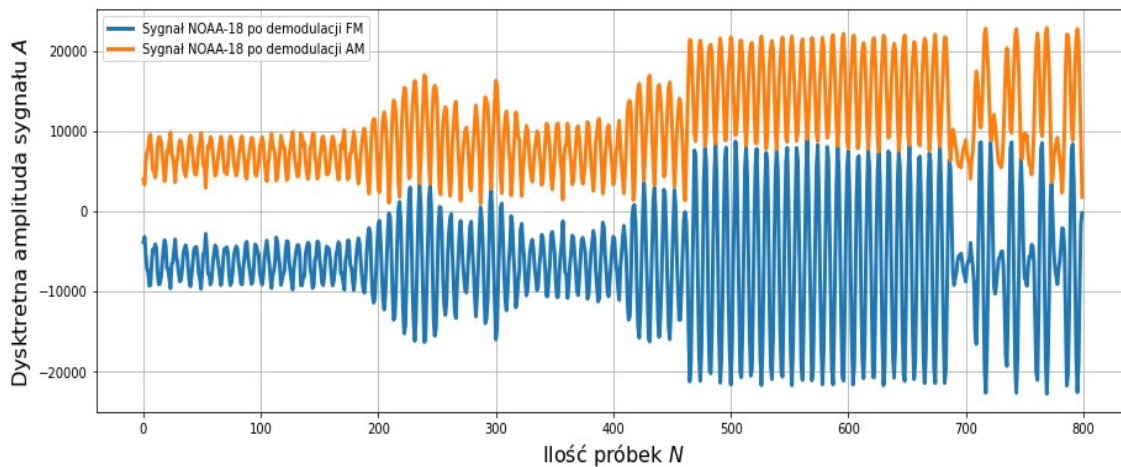


Rysunek 3.6: Schemat blokowy dyskryminatora częstotliwości.

W kolejnym etapie, wyodrębnia się informacje zakodowane na podnośnej AM. Aby to osiągnąć, konieczne jest uzyskanie amplitudowej obwiedni sygnału (Rysunek 3.8). Operacje tą wykonano za pomocą filtru Hilberta, który pełni rolę 90 - stopniowego przesuwnika fazowego [20].



Rysunek 3.7: Schemat blokowy algorytmu dekodowania obrazu.



Rysunek 3.8: Obwiednia sygnału FM po transformacji Hilberta.

Z analizy zawartej w podrozdziale 3.3.1 wynika że zdjęcie zostało zakodowane na 256 poziomach amplitudy, w związku z tym konieczne jest przeprowadzenie kwantyzacji uzyskanej obwiedni do wartości 8 bitów. Na tym etapie proces dekodowania sygnału zostaje zakończony.

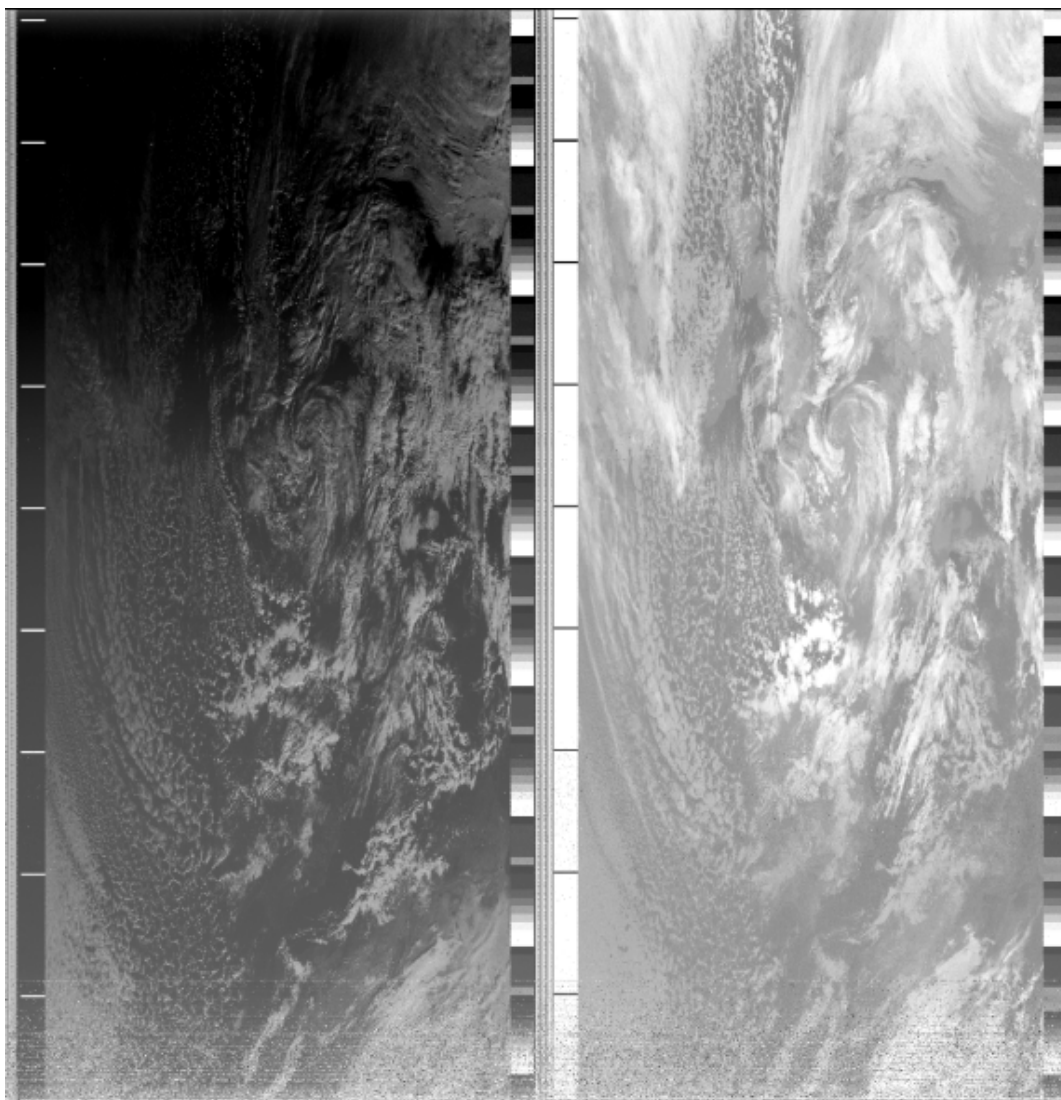
W celu ekstrakcji linii obrazowych, należy wykorzystać przesyłane w ramce protokołu APT (Rysunek 3.5) dane synchronizujące. Strukturę sekwencji S w

oparciu o informacje zamieszczone w opisie protokołu [1], pokazano poniżej:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 255 & 255 & 0 & 0 & 255 & 255 \\ 0 & 0 & 255 & 255 & 0 & 0 & 255 & 255 \\ 0 & 0 & 255 & 255 & 0 & 0 & 255 & 255 \\ 0 & 0 & 255 & 255 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Szukanie tej sekwencji polega na przeprowadzeniu korelacji z iterowanym sygnałem. Po jej sukcesywnym znalezieniu (duża wartość korelacji) przesyłana linia wideo jest dodawana do tablicy przechowującej cyfrowe dane obrazowe.

Poniżej przedstawiono uzyskany za pomocą stworzonego algorytmu obraz (Rysunek 3.9), którego lewa strona reprezentuje kanał widzialny, a prawa kanał podczerwony.



Rysunek 3.9: Zdjęcie uzyskane w procesie przetwarzania sygnału sateliternego NOAA.

4 Badania i testy

W celu potwierdzenia poprawności działania zaprojektowanego urządzenia i oprogramowania z punktu widzenia założonych wymagań, przeprowadzono testy prototypu. Z analizy zawartej w sekcji 3.3.1 wynika, że zaprojektowany system akwizycji danych radiowych powinien umożliwiać odbiór sygnałów o częstotliwości 137 MHz, zakodowanych za pomocą modulacji częstotliwości (FM). Najlepszym rozwiązaniem byłoby przeprowadzenie testów terenowych. Jednakże, z uwagi na brak odpowiednio zaprojektowanej anteny, zdecydowano się na przeprowadzenie pomiarów laboratoryjnych, które dodatkowo pozwalają na precyzyjne wyznaczenie parametrów radioodbiornika.

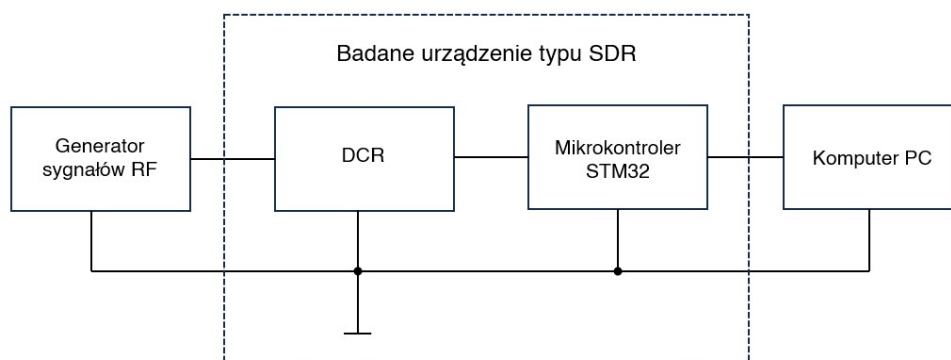
W tym rozdziale omówiono metody pomiarowe, które zostały wykorzystane do zbadania zaprojektowanego urządzenia. Ponadto przedstawiono uzyskane wyniki, obejmujące charakterystyki oraz kluczowe parametry odbiornika.

4.1 Układ pomiarowy

Do realizacji pomiarów posłużono się poniższym zestawem aparatury kontrolno-pomiarowej:

- Generator sygnałów RF SMC100A marki Rohde&Schwarz; zakres częstotliwości: 9 kHz - 3.2 GHz; tryby modulacji analogowej ($AM/FM/\phi M$ /pulse modulation); błąd poziomu poniżej 9 dB; szum fazowy SSB na poziomie -111 dBc
- Laptop firmy ASUS; procesor: Intel(R) Core(TM) i5-7300HQ CPU 2.5 GHz; pamięć RAM: 8 GB; procesor graficzny NVIDIA GeForce GTX 1050

Obwód wykorzystany do badań (Rysunek. 4.1) przedstawiono na rysunku poniżej:



Rysunek 4.1: Schemat układu pomiarowego do wyznaczania parametrów zaprojektowanego urządzenia oraz weryfikacji wskazań oprogramowania.

4.2 Pomiary

W pierwszej fazie testów przeprowadzono analizę widmową sygnału. Pomiary te polegały na pomiarze sygnału z generatora RF za pomocą zaprojektowanego radioodbiornika. Następnie sygnał, sprowadzony do pasma podstawowego, został przedstawiony graficznie za pomocą skryptu napisanego w języku Python. W tym celu użyto obwodu pomiarowego zamieszczonego na Rysunku 4.1. Parametry skryptu, służącego do przedstawienia widma, zawarto w poniższej tabeli:

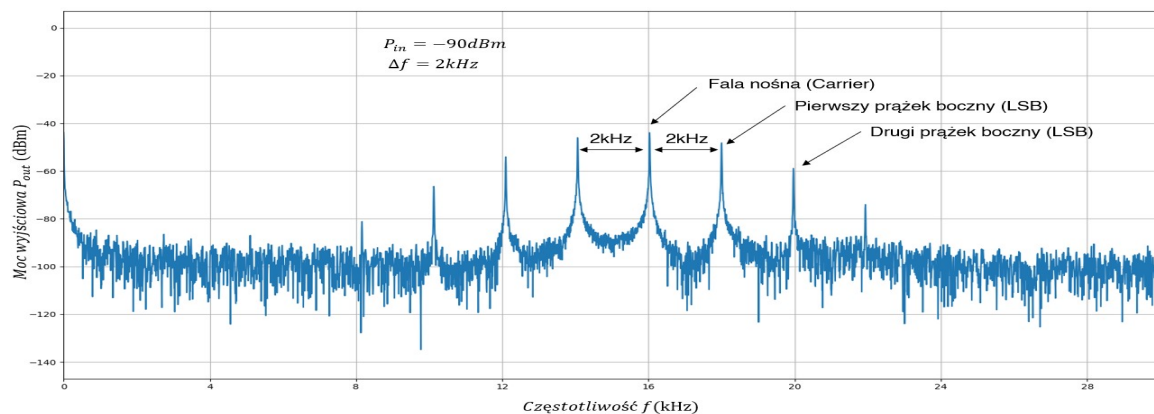
Parametr	Wartość
częstotliwość próbkowania	60 KHz
liczba próbek widma	8192
zasotowana funkcja okna	Hamming

Tabela 4.1: Parametry programu graficznej reprezentacji widma.

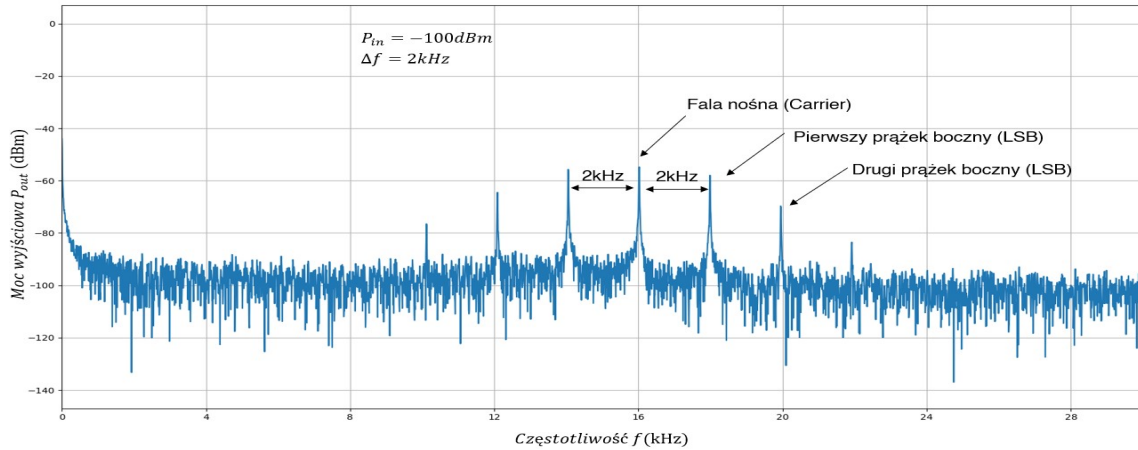
Analiza widmowa została przeprowadzona w dwóch etapach. W pierwszym z nich dokonano pomiaru sygnału o stałej dewiacji częstotliwości, przy jednoczesnej zmianie poziomu mocy sygnału wejściowego (Rysunek 4.2 - 4.4). Pomiary wykonano dla trzech różnych poziomów mocy i częstotliwości generowanego sygnału LO równej 137.016 MHz (wartość ta odpowiada częstotliwości nadawania satelity NOAA-15). Ustawienia generatora podano w tabeli poniżej:

Parametr	Wartość
Częstotliwość sygnału radiowego	137.016 MHz
moc sygnału wejściowego	-90, -100, -110 dBm
tryb modulacji	FM
dewiacja częstotliwości	2 kHz

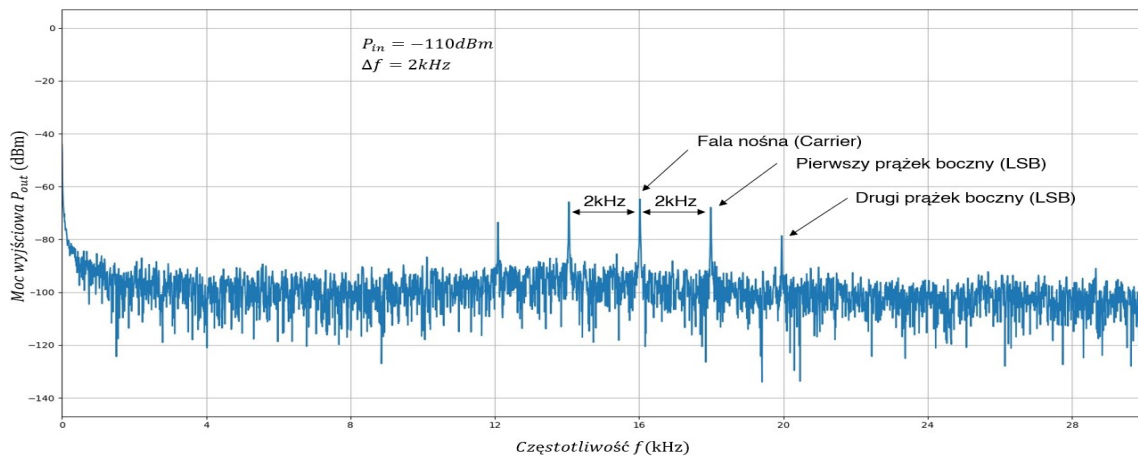
Tabela 4.2: Parametry generatora sygnałów radiowych - parametry użyte do weryfikacji odpowiedzi częstotliwościowej układu.



Rysunek 4.2: Widmo sygnału FM o mocy -90 dBm i dewiacji częstotliwości 2 kHz.



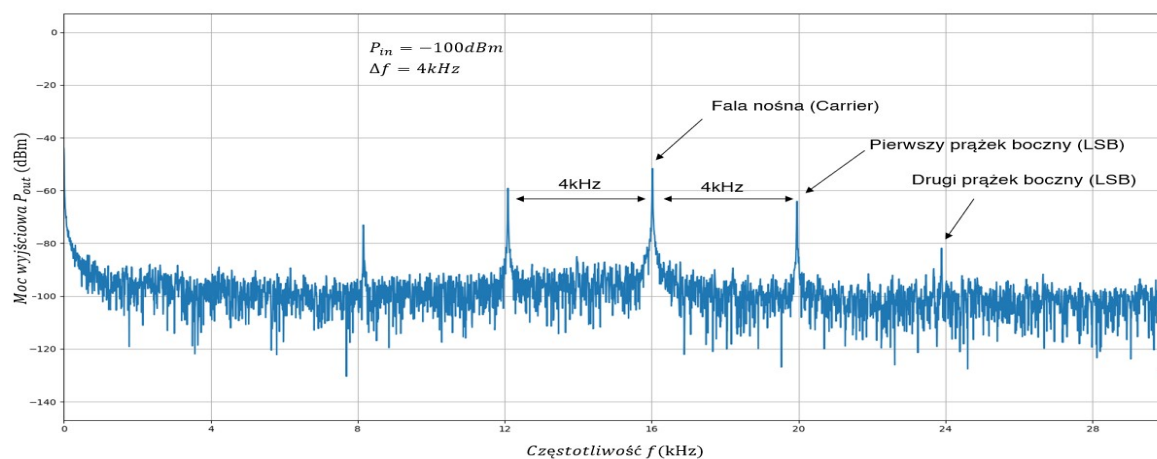
Rysunek 4.3: Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 2kHz.



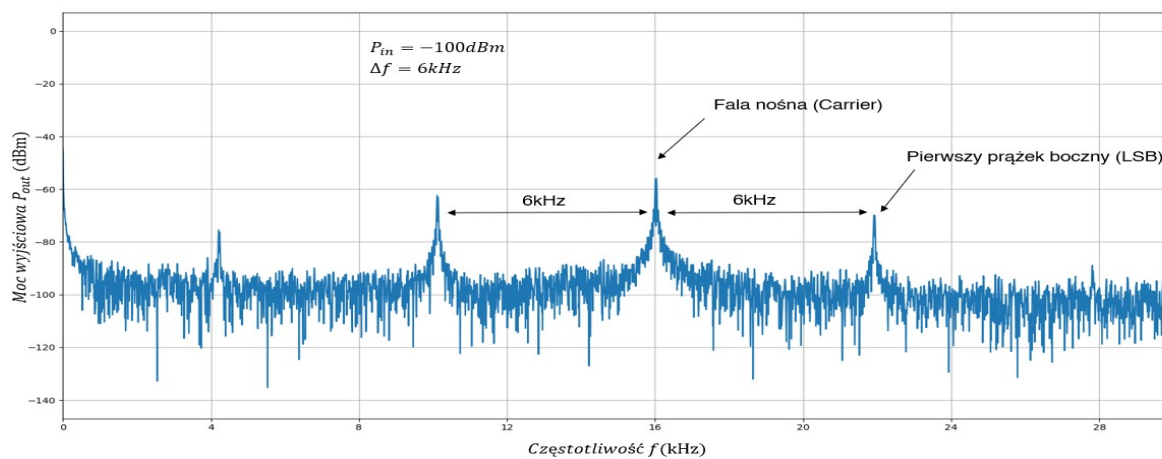
Rysunek 4.4: Widmo sygnału FM o mocy -110 dBm i dewiacji częstotliwości 2kHz.

Z widm przedstawionych na Rysunkach 4.2 - 4.4, można zaobserwować prążek występujący na częstotliwości 16 kHz, jest to poprawne z uwagi na fakt, że sygnał nośnej generowany przez układ LO był przesunięty o 16 kHz. Charakterystyczne prążki boczne dla modulacji FM widoczne są w odległości 2 kHz zarówno względem siebie, jak i od nośnej, co jest zgodne z dewiacją częstotliwości wynoszącą 2 kHz. Wraz ze spadkiem mocy sygnału wejściowego, obserwujemy spadek amplitudy mocy odbieranego sygnału, natomiast nawet dla wartości -110 dBm informacje zawarte w sygnale są w dalszym ciągu użyteczne.

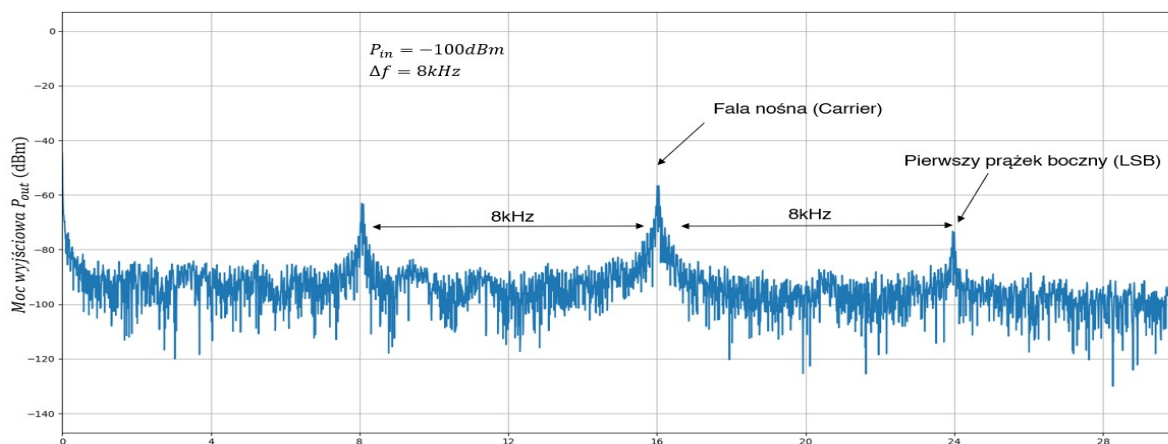
W następnym etapie dokonano pomiaru sygnału o stałej mocy wejściowej, z zastosowaniem różnych wartości dewiacji częstotliwości (Rysunek 4.5 - 4.7). Częstotliwość generowanego sygnału przez oscylator lokalny pozostała niezmienną. Parametry generatora dla tej części pomiarów przedstawiono w tabeli 4.3.



Rysunek 4.5: Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 4 kHz.



Rysunek 4.6: Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 6 kHz.



Rysunek 4.7: Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 8 kHz.

Parametr	Wartość
częstotliwość fali nośnej	137.016 MHz
moc sygnału wejściowego	-100 dBm
tryb modulacji	FM
dewiacja częstotliwości	4, 6, 8 kHz

Tabela 4.3: Parametry generatora sygnałów radiowych - obserwacja widma podczas zmiany dewiacji częstotliwości.

Z załączonych przebiegów wynika że urządzenie poprawnie interpretuje zmienne wartości dewiacji częstotliwości. Prążki boczne modulacji FM pokrywają się z ustawieniami generatora.

Na koniec przeprowadzono pomiary czułości użytkowej odbiornika. W generatorze przełączono tryb modulacji z FM na AM. W celu pomiaru czułości, zdecydowano się programowo mierzyć stosunek mocy użytecznego prążka modulacji AM do poziomu szumu. W ten sposób obliczono wartość parametru SNR (ang. *Signal to Noise Ratio*) zgodnie ze wzorem (4.1). Następnie, moc sygnału wejściowego stopniowo obniżano, aż do osiągnięcia SNR o wartości 10 dB.

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_n} \right) \quad (4.1)$$

gdzie:

SNR - stosunek sygnału do szumu wyrażony w dB

P_s - moc sygnału

P_n - moc szumu

Czułość zaprojektowanego urządzenia wyniosła -114 dBm, co odpowiada wartości napięcia sygnału wejściowego równej 0.4462 μV .

5 Podsumowanie

Celem niniejszej pracy inżynierskiej było zaprojektowanie i praktyczna realizacja systemu akwizycji danych z satelit meteorologicznych NOAA. Projekt obejmował zaprojektowanie odbiornika radiowego definiowanego programowo oraz stworzenie aplikacji umożliwiającej tworzenie map pogodowych na podstawie odebranego sygnału. Urządzenie miało mieć zdolność odbioru sygnałów FM o częstotliwości około 137 MHz, a oprogramowanie miało dekodować sygnał w celu przetworzenia go na obraz. Na podstawie uzyskanych wyników oraz obserwacji można stwierdzić, że cel został osiągnięty. Jednakże z powodu braku odpowiedniej anteny oraz czasu, aby przeprowadzić testy terenowe, wykonano jedynie badania w warunkach laboratoryjnych z użyciem specjalistycznego sprzętu pomiarowego.

Przeprowadzona w laboratorium analiza częstotliwościowa sygnału, świadczy o prawidłowej pracy urządzenia. Zmierzono również czułość użytkową odbiornika, która wyniosła -114 dBm. Wartość ta jest wystarczająca jeśli chodzi o odbiór sygnału pochodzącego z satelit NOAA. Poszczególne bloki programowe, zaimplementowane zarówno w układzie mikrokontrolera jak i aplikacji komputerowej wielokrotnie modyfikowano i korygowano, aby zapewnić ich prawidłowe działanie. Poprawność modułu oprogramowania, który odpowiada za dekodowanie odbieranych danych i przekształcenie ich w obraz, została zweryfikowana przy użyciu ogólnodostępnego nagrania sygnału pochodzącego z satelity NOAA-18.

Aby w pełni wykorzystać potencjał zbudowanego urządzenia, w przyszłości należy zaprojektować antenę pracującą w paśmie VHF (ang. *Very High Frequency*) o odpowiednio dużym zysku energetycznym. Dodatkowo, zaprojektowany układ odbiornika DCR powinien być rozbudowany o pętle fazową z uwagi na występującą dewiację częstotliwości zewnętrznego VCO. Nie mniej ważne jest również wprowadzenie korekty zapewniającej zniwelowanie efektu Dopplera. Testy przeprowadzono w oparciu o stałą częstotliwość generowaną przez układ LO. Potencjalnym rozwiązaniem problemu byłaby programowa korekta podawanego napięcia w zależności od odpowiedniego algorytmu sterującego. Finalnym krokiem byłoby pełne zintegrowanie zaprojektowanego układu z mikrokontrolerem STM32 na jednej płytce drukowanej PCB (ang. *Printed Circuit Board*), co rozwiązałoby napotkane problemy związane z integralnością sygnałową.

Spis rysunków

2.1	Schemat blokowy projektowanego urządzenia typu SDR.	3
2.2	Schemat blokowy układu scalonego CMX994 [14].	4
2.3	Blok przemiany częstotliwości układu scalonego CMX994 [14].	6
2.4	Charakterystyki amplitudowo – częstotliwościowe filtru w zależności od konfiguracji współczynnika skalującego [14].	7
2.5	Układ oscylatora lokalnego składającego się z generatora VCO - MAX2607 oraz szerokopasmowego wzmacniacza ADL5611.	9
2.6	Charakterystyka parametru S_{21} układu ADL5611.	10
2.7	Schemat Pomiarowy układu oscylatora lokalnego.	11
2.8	Charakterystyka przedstawiająca zależność między częstotliwością sygnału generowanego przez układ MAX2607, a napięciem sterującym V_{TUNE}	11
2.9	Charakterystyka mocy wyjściowej w funkcji napięcia sterującego układu LO ze wzmacniaczem ADL5611.	11
2.10	Wzmacniacz niskoszumny odbiornika scalonego CMX994 oraz układ dopasowania anteny [14].	12
2.11	Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa współczynnika odbicia S_{11}	13
2.12	Charakterystyka Amplitudowo-Częstotliwościowa współczynnika transmisji S_{21}	14
2.13	Schemat linii zasilających układu scalonego CMX944.	16
2.14	Zdjęcie płyty deweloperskiej Nucleo z noty katalogowej urządzenia [17].	17
2.15	Schemat połączenia układu SPI mikrokontrolera z interfejsem C-BUS układu CMX944.	18
2.16	Ilustracja procesu próbkowania sygnału.	19
2.17	Schemat połączenia układów przetworników mikrokontrolera z układem CMX944.	20
2.18	Schemat połączenia zewnętrznego złącza z wyprowadzeniami USB mikrokontrolera	21
2.19	Algorytm programu sterującego mikrokontrolerem.	22
3.1	Diagram Klas napisanego programu.	24
3.2	Panel główny aplikacji.	25
3.3	Schemat rozmieszczenia funkcji programu w interfejsie użytkownika. .	25
3.4	Wykres przedstawiający okno Hamminga.	27
3.5	Kompletna ramka protokołu APT [1].	28
3.6	Schemat blokowy dyskryminatora częstotliwości.	29

3.7	Schemat blokowy algorytmu dekodowania obrazu.	30
3.8	Obwiednia sygnału FM po transformacji Hilberta.	30
3.9	Zdjęcie uzyskane w procesie przetwarzania sygnału sateliternego NOAA.	31
4.1	Schemat układu pomiarowego do wyznaczania parametrów zaprojektowanego urządzenia oraz weryfikacji wskazań oprogramowania.	32
4.2	Widmo sygnału FM o mocy -90 dBm i dewiacji częstotliwości 2 kHz.	33
4.3	Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 2kHz.	34
4.4	Widmo sygnału FM o mocy -110 dBm i dewiacji częstotliwości 2kHz.	34
4.5	Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 4 kHz.	35
4.6	Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 6 kHz.	35
4.7	Widmo sygnału FM o mocy -100 dBm i dewiacji częstotliwości 8 kHz.	35

Spis tabel

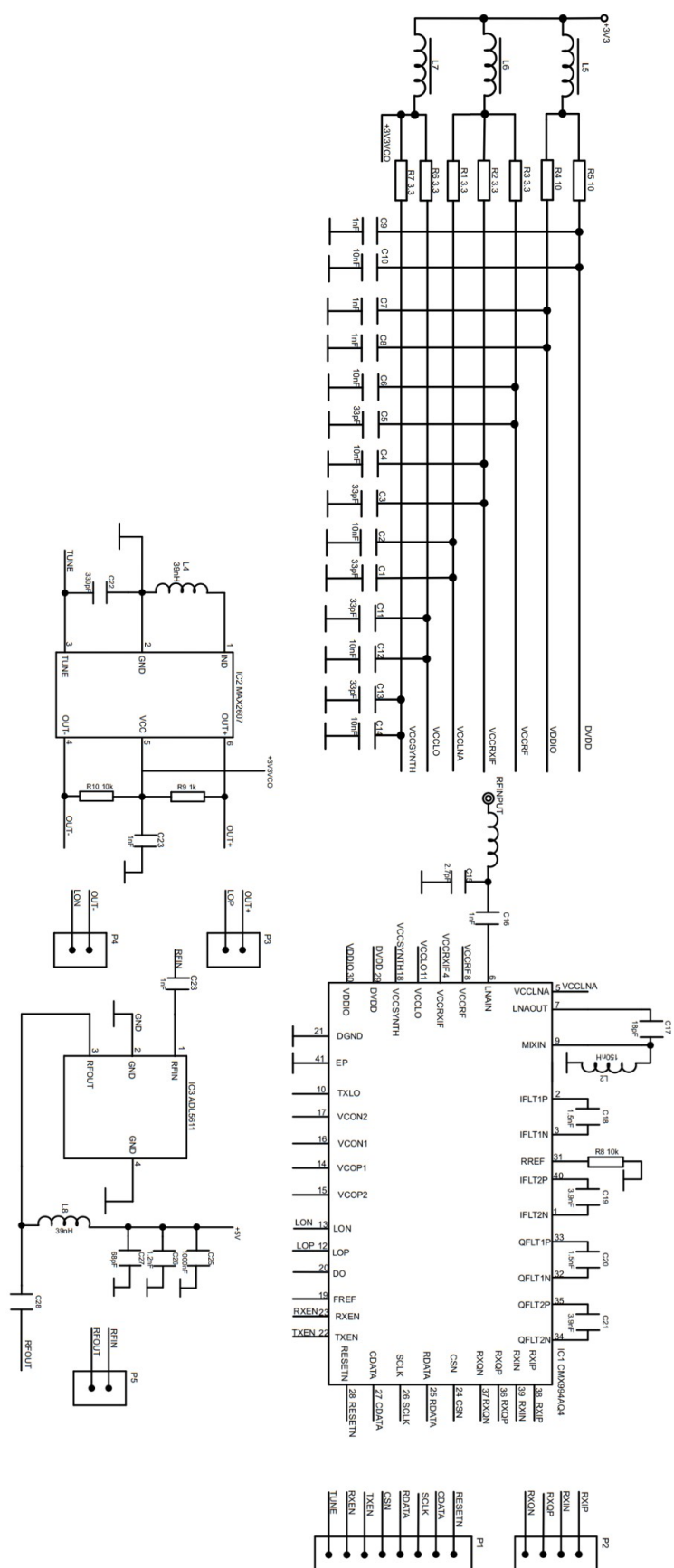
2.1	Rejestr General Control Układu Scalonego CMX944 [14].	5
2.2	Rejestr Rx Control Układu Scalonego CMX944 [14].	5
2.3	Współczynnik skalujący w zależności od konfiguracji bitów 3 - 4 rejestru Rx Control.	7
2.4	Zakres częstotliwości w zależności od konfiguracji bitów 5 - 6 rejestru General Control.	8
2.5	Dzielnik częstotliwości w zależności od konfiguracji bitów 1-2 rejestru RX Control.	9
2.6	Rejestr RX Gain Układu Scalonego CMX944 [14].	12
2.7	Wzmocnienie układu LNA w zależności od konfiguracji bitów 6 - 7 rejestru Rx Gain.	13
2.8	Wzmocnienie układu LNA w zależności od konfiguracji bitów 4 - 5 rejestru Rx Gain.	13
2.9	Wzmocnienie układu VGA w zależności od konfiguracji bitów 0 - 2 rejestru Rx Gain.	14
2.10	Zestawienie napięć i prądów zasilania wykorzystanych układów scalonych.	15
2.11	Parametry transmisji mikrokontrolera.	18
4.1	Parametry programu graficznej reprezentacji widma.	33
4.2	Parametry generatora sygnałów radiowych - parametry użyte do weryfikacji odpowiedzi częstotliwościowej układu.	33
4.3	Parametry generatora sygnałów radiowych - obserwacja widma podczas zmiany dewiacji częstotliwości.	36

Literatura

- [1] "Automatic Picture Transmission (APT)". [https://www.sigidwiki.com/wiki/Automatic_Picture_Transmission_\(APT\)](https://www.sigidwiki.com/wiki/Automatic_Picture_Transmission_(APT)).
- [2] "Lab 1: Working with IQ data in Python". <https://witestlab.poly.edu/~ffund/el9043/labs/lab1.html>.
- [3] "What is a WAV file?". <https://docs.fileformat.com/audio/wav/>.
- [4] M. Haridim A. Luzzatto. *"Wireless Transceiver Design"*. Wiley, 2017.
- [5] A. Ciołkosz. *"Teledetekcja satelitarna źródłem informacji o obiektach, zjawiskach i procesach zachodzących na Ziemi"*. Polska Akademia Nauk, 2005.
- [6] ANALOG DEVICES. *"30 MHz to 6 GHz RF/IF Gain Block"*. D11508-0-12/15(B), December 2015.
- [7] Python Software Foundation. "threading — Thread-based parallelism". <https://docs.python.org/3/library/threading.html>.
- [8] S. Hilbert. "Power Spectrum in MATLAB". <https://www.bitweenie.com/listings/power-spectrum-matlab/>.
- [9] Maxim Integrated. *45MHz to 650MHz, Integrated IF VCOs with Differential Output*. 19-1673, April 2002.
- [10] K. Paprocki. *"Mikrokontrolery STM32 w praktyce"*. BTC, 2009.
- [11] B. Kurosz. "Kurs STM32 F4 – 11 – Komunikacja przez USB". <https://forbot.pl/blog/kurs-stm32-f4-11-komunikacja-przez-usb-id13477>.
- [12] M. Lichtman. "PySDR: A Guide to SDR and DSP using Python". <https://pysdr.org/content/sampling.html>.
- [13] Data National Environmental Satellite and Information Service. <https://www.nesdis.noaa.gov/current-satellite-missions/currently-flying>.
- [14] CML Microcircuits Plc. *'CMX994/CMX994A/CMX994E/CMX994G Direct Conversion Receivers'*. D/994_A_E/1, September 2015.
- [15] T. Schimansky. "CustomTkinter A modern and customizable python UI-library based on Tkinter". https://customtkinter-tomschimansky.com.translate.google/?_x_tr_sl=en&_x_tr_tl=pl&_x_tr_hl=pl&_x_tr_pto=sc.

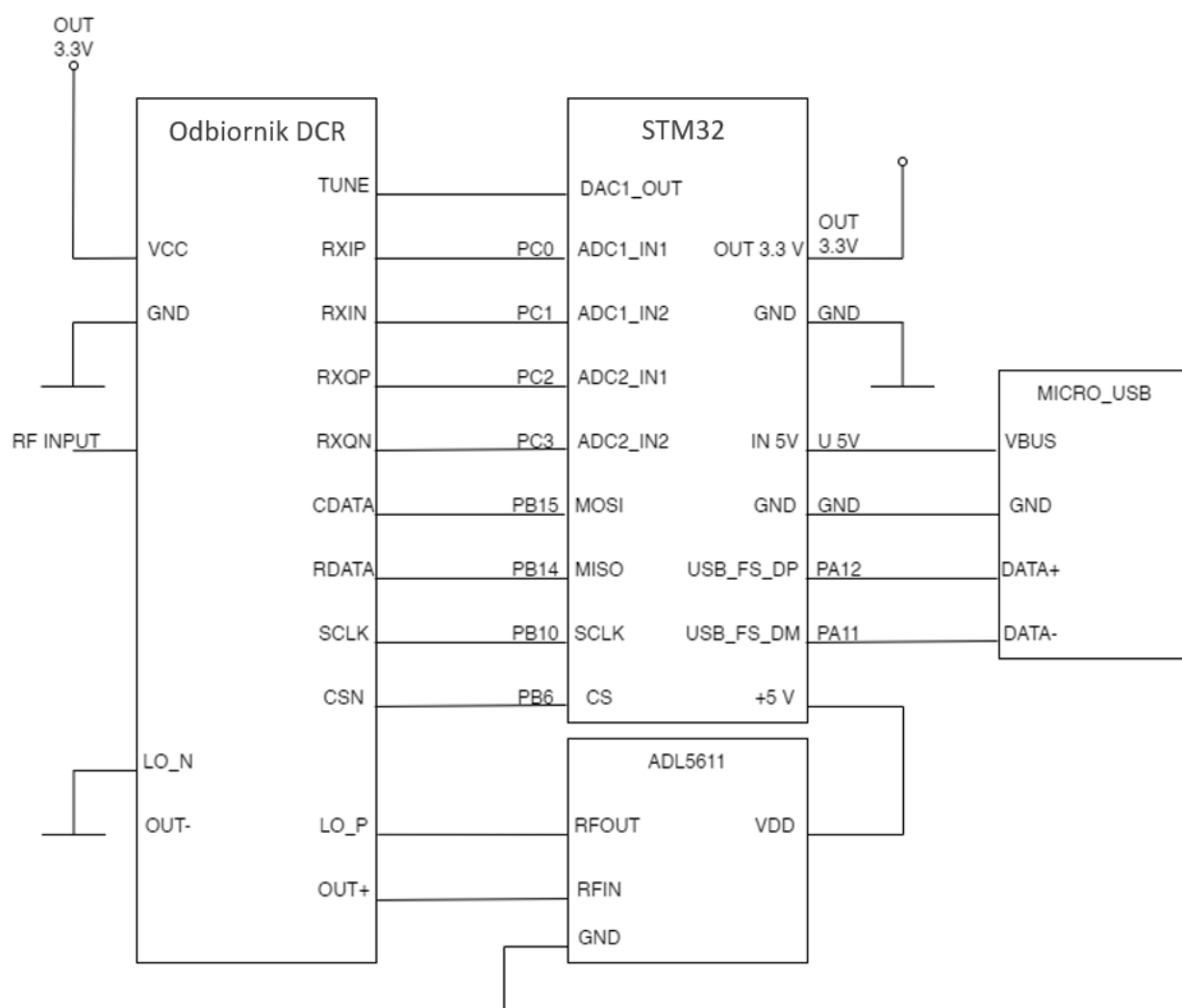
- [16] STMicroelectronics. *"STM32's ADC modes and their applications"*. 16840, March 2010.
- [17] STMicroelectronics. *"STM32 Nucleo-64 boards (MB1136)"*. UM1724, August 2020.
- [18] P. Struzik. *"Satelity meteorologiczne od 40 lat w służbie Instytutu Meteorologii i Gospodarki Wodnej"*. Polska Akademia Nauk, 2008.
- [19] T. F Collins, R. Getz, D. Pu, A. M. Wyglinski. *"Software-Defined Radio for Engineers"*. Artech House Publishers, 2018.
- [20] T.P. Zieliński. *"Cyfrowe przetwarzanie sygnałów od teorii do zastosowań"*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności Warszawa, 2005.
- [21] J. Ziembicki. *"Dławiki w obwodach zasilania"*. <https://ep.com.pl/rynek/wybor-konstruktora/14535-dlawiki-w-obwodach-zasilania>.

Załącznik 1 - Schemat elektryczny odbiornika DCR



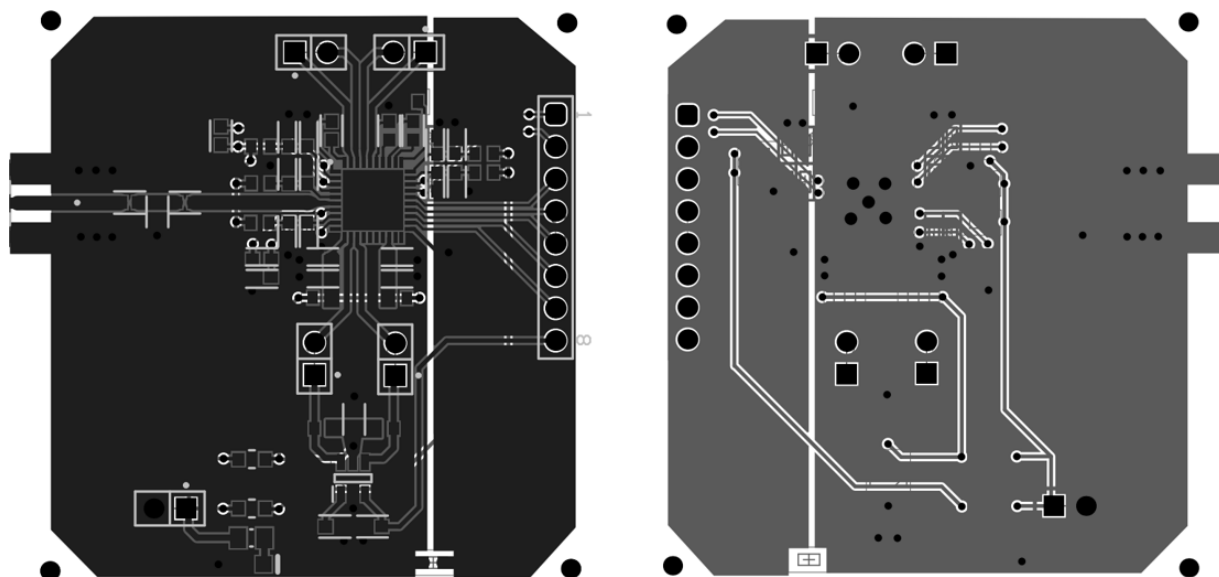
Rysunek. 1.1 Schemat elektryczny zaprojektowanego odbiornika DCR.

Załącznik 2 - Schemat ideowy odbiornika SDR

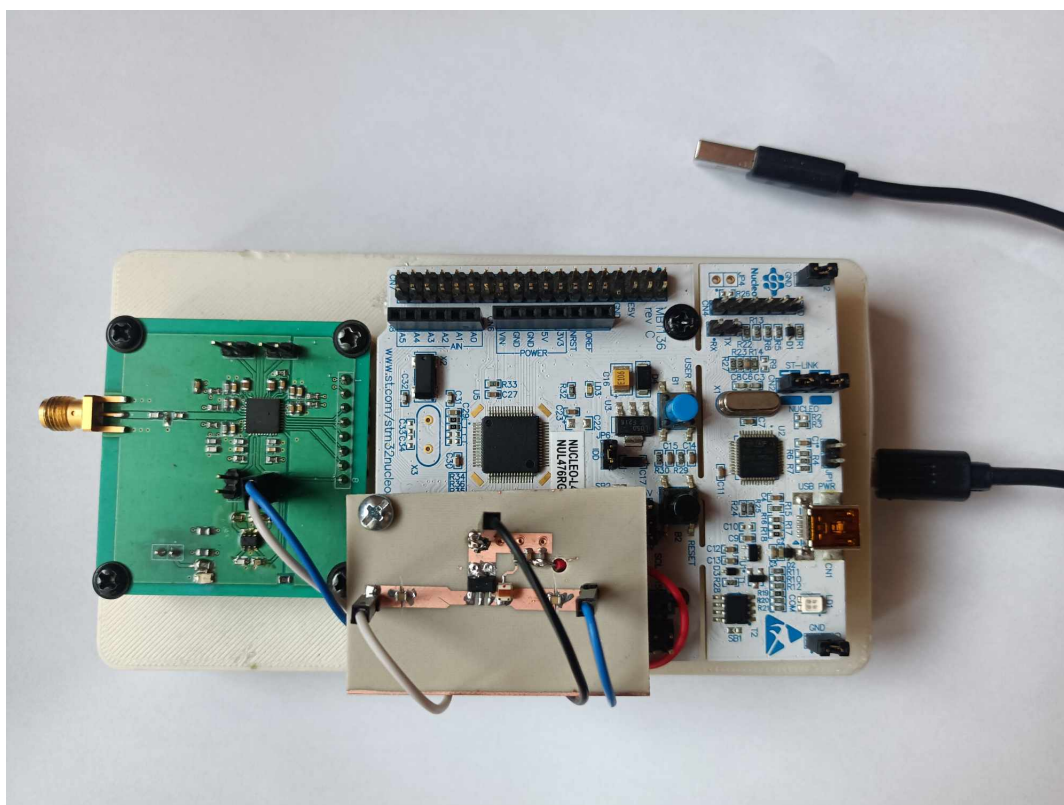


Rysunek. 2.1 Schemat ideowy połączenia odbiornika DCR z mikrokontrolerem.

Załącznik 3 - Obwody drukowane oraz zdjęcia projektu



Rysunek 3.1: Obwody drukowane odbiornika DCR - kolejno warstwa górna (strona elementów), warstwa dolna.



Rysunek 3.2: Zdjęcie kompletnego odbiornika SDR.