



Imię i nazwisko studenta: Maurycy Mański  
Nr albumu: 165179  
Studia pierwszego stopnia  
Forma studiów: stacjonarne  
Kierunek studiów: Elektronika i telekomunikacja  
Profil: Optoelektronika

## **PROJEKT DYPLOMOWY INŻYNIERSKI**

Tytuł projektu w języku polskim: Odbiornik optycznego układu transmisji sygnałów dźwiękowych

Tytuł projektu w języku angielskim: Receiver optical transmission system for sound signals

Potwierdzenie przyjęcia projektu	
Opiekun projektu	Kierownik Katedry
<i>podpis</i>	<i>podpis</i>
dr hab. inż. Paweł Wierzba	prof. dr hab. inż. Janusz Smulko

Data oddania projektu do dziekanatu:





## **OŚWIADCZENIE dotyczące projektu dyplomowego zatytułowanego: Odbiornik optycznego układu transmisji sygnałów dźwiękowych**

Imię i nazwisko studenta: Maurycy Mański

Data i miejsce urodzenia: 10.06.1997, Gdańsk

Nr albumu: 165179

Wydział: Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki

Kierunek: elektronika i telekomunikacja

Poziom kształcenia: pierwszy

Forma studiów: stacjonarne

Świadomy(a) odpowiedzialności karnej z tytułu naruszenia przepisów ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (Dz. U. 2018 poz. 1191 z późn. zm.) i konsekwencji dyscyplinarnych określonych w ustawie z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. 2018 poz. 1668 z późn. zm.),<sup>1</sup> a także odpowiedzialności cywilnoprawnej oświadczam, że przedkładany projekt dyplomowy został opracowany przeze mnie samodzielnie.

Niniejszy projekt dyplomowy nie był wcześniej podstawą żadnej innej urzędowej procedury związanej z nadaniem tytułu zawodowego.

Wszystkie informacje umieszczone w ww. projekcie dyplomowym, uzyskane ze źródeł pisanych i elektronicznych, zostały udokumentowane w wykazie literatury odpowiednimi odnośnikami zgodnie z art. 34 ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych.

Potwierdzam zgodność niniejszej wersji projektu dyplomowego z załączoną wersją elektroniczną.

Gdańsk, dnia .....

.....

*podpis studenta*

<sup>1</sup> Ustawa z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce:

Art. 312. ust. 3. W przypadku podejrzenia popełnienia przez studenta czynu, o którym mowa w art. 287 ust. 2 pkt 1–5, rektor niezwłocznie poleca przeprowadzenie postępowania wyjaśniającego.

Art. 312. ust. 4. Jeżeli w wyniku postępowania wyjaśniającego zebrany materiał potwierdza popełnienie czynu, o którym mowa w ust. 5, rektor wstrzymuje postępowanie o nadanie tytułu zawodowego do czasu wydania orzeczenia przez komisję dyscyplinarną oraz składa zawiadomienie o podejrzeniu popełnienia przestępstwa.



## **Streszczenie:**

Praca jest ściśle powiązana z tematyką komunikacji optycznej. Celem pracy było wykonanie odbiornika sygnałów optycznych. Ważnym elementem była systematyzacja wiedzy w zakresie możliwych optycznych mediów transmisyjnych i metod optycznego przesyłania sygnałów. W płaszczyźnie realizacyjnej skupiono się na rozwiązaniach światłowodowych. Zastosowano demodulację PWM (ang. Pulse Width Modulation), aby uzyskać wierne odtworzenie przebiegu sygnału podanego do nadajnika. Krytyczne dla rozwiązania tego zagadnienia było skupienie się na analogowym przetwarzaniu sygnałów. Efektem finalnym jest fizyczna implementacja prototypu układu.

**Słowa kluczowe:** system optoelektroniczny, technika światłowodowa, technika audio, analogowe przetwarzanie sygnałów, demodulator

**Dziedzina nauki i techniki, zgodnie z wymogami OECD:** Nauki inżynieryjne i techniczne; Elektrotechnika, elektronika

## **Abstract:**

This project is closely related to the subject of optical communication. The purpose of this work was to design and build an optical signal receiver. An important element was the systematization of knowledge in the field of possible optical transmission media and methods of optical signal transmission. In the implementation plane, the focus was on fiber optic solutions. PWM (Pulse Width Modulation) demodulation was used to obtain a faithful reproduction of the information encoded in the input optical signal in the electrical domain. Focusing on analog signal processing was critical to addressing this issue. The final effect is the physical implementation of the prototype of the system.

**Keywords:** optoelectronic system, optical fiber technique, audio technique, analog signal processing, demodulator

## **SPIS TREŚCI**

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów:	5
1. WSTĘP I CEL PRACY	6
2. PRZEGŁĄD ROZWIAZAŃ	7
2.1. Medium transmisyjne	7
2.1.1. Wolna przestrzeń	7
2.1.2. Światłowód	8
2.2. Format przesyłanych informacji	13
2.2.1. Transmisja analogowa i cyfrowa	13
2.2.2. Modulacja	13
3. PROJEKTOWANIE	16
3.1. Wymagania projektowe	16
3.2. Wybór konfiguracji	16
3.3. Bloki funkcjonalne	18
3.3.1. Zasilanie	18
3.3.2. Odbiornik	22
3.3.3. Bufor	24
3.3.4. Demodulator	28
3.3.5. Regulator głośności	35
3.3.6. Końcówka mocy	37
3.4. Obwód drukowany	40
4. REALIZACJA	42
4.1. Pomiar pojemności kondensatorów	42
4.2. Montaż i uruchomienie układu	43
4.3. Badanie parametrów układu	45
4.3.1. Charakterystyki częstotliwościowe układu	46
4.3.2. Pomiar zniekształceń nieliniowych	48
5. PODSUMOWANIE	50
Bibliografia:	51
Wykaz rysunków:	52
Wykaz tabel:	53
Wykaz wzorów:	53
Dodatek A:	54
Dodatek B:	56

## **WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW:**

PWM - Pulse Width Modulation

IrDa – Infrared Data Association

N – normalna

P – promień padający

Z – promień załamany

$\alpha_{gr}$  – kąt graniczny[ $^{\circ}$ ]

O1 – ośrodek 1 (o większym współczynniku załamania)

O2 - ośrodek 2 (o mniejszym współczynniku załamania)

n1 – współczynnik załamania ośrodka, w którym propagowana jest fala

n2 – współczynnik załamania ośrodka, od którego odbijana jest fala

V – częstotliwość unormowana

d – średnica rdzenia światłowodu[m]

$\lambda$  – długość fali optycznej propagowanej w światłowodzie[m]

fs – częstotliwość próbkowania[Hz]

Przetwornik A/C – przetwornik analogowo - cyfrowy

Przetwornik C/A – przetwornik cyfrowo – analogowy

$f_m$  – częstotliwość nośnej[Hz]

PCM - modulacja impulsowo – kodowa

PCB - Printed Circuit Board

T – okres[s]

d – współczynnik wypełnienia[%]

$f_c$  – częstotliwość odcięcia filtru[Hz]

THD – Total Harmonic Distortion[%]

A – amplituda[V]

$A_{dB}$  – amplituda[dB]

$\Delta A$  - skrócenie maksymalnej amplitudy[V]

$V_{ref}$  – napięcie referencyjne[V]

K – wzmacnienie[V/V]

## **1. WSTĘP I CEL PRACY**

Od zarania dziejów transmisja sygnałów optycznych jest powszechnie wykorzystywana przez ludzi. Jej początki są ciężkie do zdefiniowania a ówczesna postać znacznie się różniła od teraźniejszej. Początkowo źródłem promieniowania optycznego był ogień a ludzie przesyłali sygnały za pomocą dymów [1]. Wraz z rozwojem techniki powstały bardziej rozwinięte metody komunikacji jak sygnały świetlne kodowane alfabetem Morse'a czy przykładowo wykorzystanie telegrafo Claude'a Chappe'a. Urządzenie to było w stanie w ciągu minuty zakodować 4 znaki przez ruch ramion (semaforów) co zostało wykorzystane w trakcie rewolucji francuskiej [2]. Problemem na tamtym etapie telekomunikacji optycznej było to, że sygnały nie niosły ze sobą zbyt wiele informacji.

Przez lata badacze zgłębiali wiedzę próbując odpowiedzieć na pytanie czym jest światło, aby móc lepiej wykorzystać jego potencjał. Z czasem doszło do wielu odkryć, w tym nowych źródeł światła jak i fotodetektorów co w dużym stopniu przyczyniło się do rozwoju komunikacji optycznej. Przełomowymi wydarzeniami było odkrycie emisji wymuszonej, a z nią lasera. Urządzenie to, dzięki formie generowanego promieniowania (wąska, koherentna wiązka monochromatyczna, umożliwiająca wytworzenie bardzo krótkich impulsów), dało później podstawy technice światłowodowej.

Obecnie optyczna transmisja odgrywa coraz większą rolę w otaczającym nas świecie. Jej obecność możemy zaobserwować praktycznie wszędzie: łącza komunikacyjne, systemy czujnikowe, systemy transmisji w wolnej przestrzeni a także w medycynie. Dotychczas człowiek nie odnalazł szybszego medium transmisyjnego od światła. Jego prędkość w próżni jest równa ~ 300 000 000[m/s] czyli jest to wartość pozwalająca na okrążenie Ziemi (wokół równika) około 7,5 razy w ciągu sekundy, co jest bardzo imponującym wynikiem. Obecne rozwiązania w zakresie łączności optycznej mają również tę zaletę, że nie wprowadzają zakłóceń do innych systemów (radiokomunikacyjnych czy przewodowych) oraz zachowują izolację galwaniczną między układem nadawczym a odbiorczym.

Ponadto oczekiwania rynkowe ciągle rosną, ludzie oczekują coraz bardziej innowacyjnych rozwiązań, szybszych łącz komunikacyjnych. Obserwując rynek widać, że z roku na rok komponenty taniejają, przez co stają się bardziej dostępne. Można bez obaw powiedzieć, że popularność transmisji sygnałów optycznych będzie rosła i jeszcze częściej będziemy mieli z nią styczność w życiu codziennym.

Celem pracy było zaprojektowanie i realizacja układu odbiornika, który otrzymuje sygnały świetlne, w których zawarty jest sygnał audio i przetwarza go na sygnał elektryczny.

## **2. PRZEGŁĄD ROZWIĄZAŃ**

W tym rozdziale zostaną omówione różne środki umożliwiające wykonanie niniejszej pracy. Został dokonany podział ze względu na rodzaj medium transmisyjnego jak również samą formę przesyłania informacji.

### **2.1. Medium transmisyjne**

#### **2.1.1. Wolna przestrzeń**

Jedną z możliwości transmisji optycznej jest przesyłanie promieniowania optycznego w wolnej przestrzeni. W popularnych rozwiązaniach wykorzystuje się długości fali z zakresu bliskiej podczerwieni (850-950 nm). Do funkcjonowania takiego systemu niezbędny jest jedynie nadajnik, wykorzystujący zazwyczaj diodę elektroluminescencyjną, oraz odbiornik w którym najczęściej wykorzystuje się fotodiodę krzemową (elementy pracujące w powyższym zakresie długości fali). W przesyłaniu światła na odległość napotykamy na parę przeszkód. W dni wilgotne, mgliste czy deszczowe transmisja może być utrudniona w wyniku absorpcji i rozpraszania. Również promieniowanie może zostać przysłonięte przez niepożądany obiekt (ptak, pojazd) na drodze sygnału optycznego.

Przed rozpowszechnieniem techniki światłowodowej prowadzone były badania nad wprowadzeniem łączności optycznej w rurach podobnych do falowodów na fale milimetrowe. W odległościach co około 100 metrów miały być umieszczane soczewki aby ponownie skupiać lekko rozbieżną wiązkę. Analogicznie jak w systemach falowodowych problemem okazało się prostoliniowe ułożenie rur w terenie, jak również cena potrzebnych elementów i podzespołów. W późniejszym okresie badania nad rozwojem tej metody zostały porzucone ze względu na pojawienie się techniki światłowodowej [1].

Propagacja promieniowania optycznego w wolnej przestrzeni jest dalej wykorzystywana metodą przesyłu informacji. W roku 1993r. grupa przedsiębiorstw zajmujących się sprzętem komputerowym (IBM, HP, Sharp) stworzyła wspólnie standard IrDa (ang. Infrared Data Association). Miał on na celu sprostać wymianie danych w postaci cyfrowej między komputerami i urządzeniami mobilnymi takimi jak: telefony, drukarki, aparaty cyfrowe. Ważną zaletą tego rozwiązania jest niska cena, szybkie nawiązywanie połączenia między dwoma urządzeniami, niski pobór prądu, małe ryzyko podsłuchu i ogólna prostota (nie wymaga od użytkownika systemu znajomości identyfikatora odbiorcy). Wadą jest niezbyt duża prędkość przesyłu informacji wynosząca standardowo od 1Mbit/s do 16Mbit/s, niewielka maksymalna odległość nadajnika i odbiornika (około 1 metr), brak możliwości łączenia kilku urządzeń jak i możliwe błędy transmisji. Obecnie system ten został zdeklasowany przez standard Bluetooth i Wi-Fi, chociaż dalej może być ich ciekawą alternatywą [3]. Przykład konwertera USB-IrDa został zamieszczony na rysunku 2.1.



Rys. 2.1. Adapter USB-IrDa firmy FLIRC [4]

Poza popularnym systemem IrDa istnieje wiele innych dedykowanych rozwiązań. Jednymi z najczęściej spotykanych są piloty zdalnego sterowania, fotokomórki lub inne elementy automatyki. Transmisja w wolnej przestrzeni wydaje się być ciekawą propozycją przy przesyłaniu sygnałów na małe odległości między dwoma urządzeniami pomiędzy którymi nie będzie problemu z obecnością przeszkód.

### 2.1.2. Światłowód

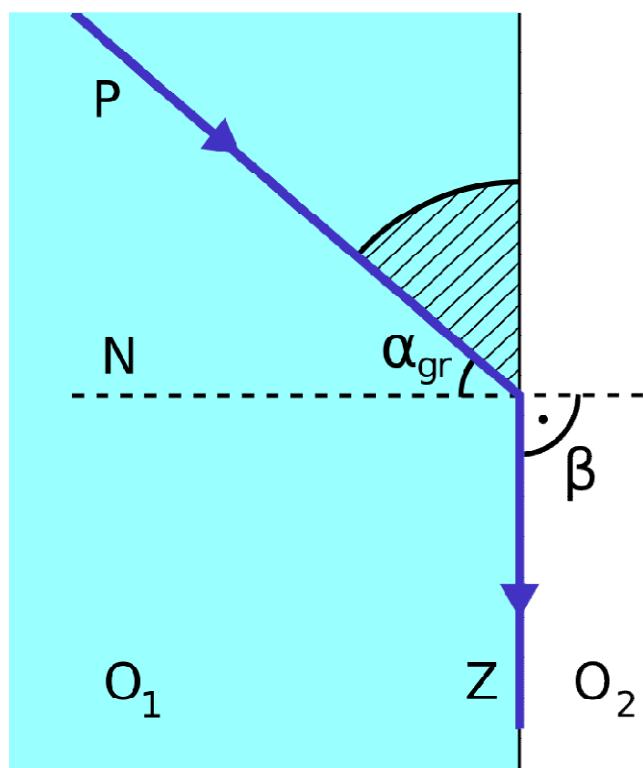
Inną, znacznie bardziej rozwiniętą metodą jest skorzystanie ze światłowodu. W obecnym świecie jest on podstawą komunikacji na bardzo duże odległości. Jednak jego sukces nie był oczywisty od samego początku. Pierwotnie wersje tego środka przekazu (szklane pręty) borykały się z bardzo dużym tłumieniem rzędu nawet  $1\text{dB/m}$ . W tamtych czasach idea wykorzystania szkła kwarcowego do transmisji dalekosiąznej wydawała się mało możliwa i ograniczała się co najwyżej do endoskopii. Z czasem naukowcy odkryli powody tego niekorzystnego zachowania się ośrodka, za którymi stał szereg zjawisk fizycznych takich jak rozpraszczenie Rayleigha, absorpcja na granicy ultrafioletu czy absorpcja związana z obecnością zanieczyszczeń [1]. W tej pracy będą omawiane jedynie światłowody włókniste (cylindryczne) i zostaną pominięte planarne.

Pomimo tak dużej popularności światłowodów, jego budowa i sposób działania dla wielu wciąż nie jest znana. Ma on formę okrągłego przewodu, w którym zawarte są przynajmniej 2 warstwy: wewnętrzna – rdzeń i zewnętrzna – płaszcz (wraz z ewentualnymi zabezpieczeniami). Zostało to zobrazowane na rysunku 2.2.



Rys. 2.2. Budowa światłowodu [5]

Funkcjonowanie tego medium opiera się na prawie całkowitego wewnętrznego odbicia. Mówi ono o tym, że kiedy fala płaska pada z ośrodka o większym współczynniku załamania na ośrodek o mniejszym współczynniku załamania, może ona zostać całkowicie odbita (bez efektu wnikania). Warunkiem jest to że musi ona padać pod kątem większym od tzw. kąta granicznego  $\alpha_{gr}$ , mierzonego od normalnej do powierzchni granicznej ośrodków. Zostało to zobrazowane na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Zobrazowanie całkowitego wewnętrznego odbicia [6]

N – normalna

P – promień padający

Z – promień załamany

$\alpha_{gr}$  – kąt graniczny

O<sub>1</sub> – ośrodek 1 (o większym współczynniku załamania)

O<sub>2</sub> - ośrodek 2 (o mniejszym współczynniku załamania)

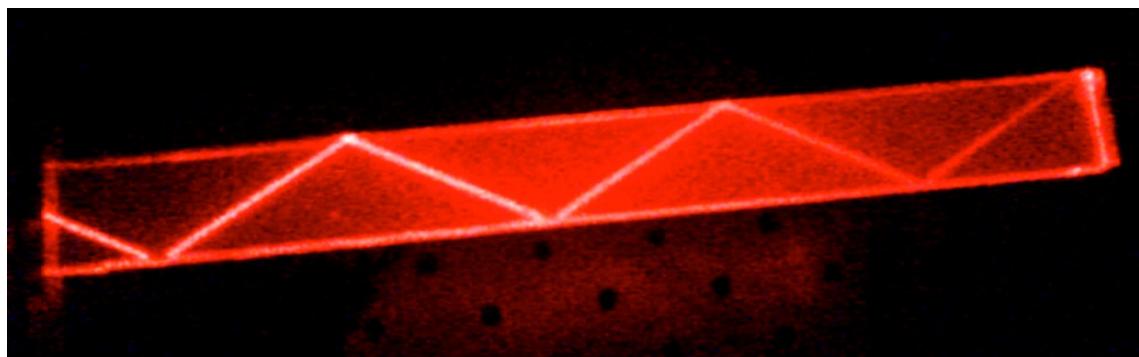
Warto zaznaczyć, że widoczne na rysunku 2.3. strzałki nie są wąską wiązką promieniowania optycznego tylko falą płaską, gdyż ona nie ulega zjawisku dyfrakcji i utrzymuje swój kształt wraz z pokonywaną odległością [7]. Wartość kąta granicznego jest opisana wzorem (2.1).

$$\alpha_{gr} = \arcsin \left( \frac{n_2}{n_1} \right) \quad (2.1)$$

n<sub>1</sub> – współczynnik załamania ośrodka, w którym propagowana jest fala

n<sub>2</sub> – współczynnik załamania ośrodka, od którego odbijana jest fala

W przypadku światłowodów współczynnik n<sub>1</sub> opisuje rdzeń, a n<sub>2</sub> - płaszcz. W praktyce jednak zawsze dochodzi do nieznacznego tłumienia podyktowanego nierównością powierzchni (granicy dwóch ośrodków) [7]. Przykład zjawiska całkowitego wewnętrznego odbicia został zilustrowany rysunkiem 2.4.



Rys. 2.4. Przykład zjawiska całkowitego wewnętrznego odbicia [6]

Projektując system komunikacji światłowodowej należy przeanalizować głównie 2 elementy degradujące jakość transmisji: tłumienie oraz dyspersje łącza. Dla światłowodów ze szkła kwarcowego wyróżniono 4 optymalne zakresy częstotliwości („okna transmisyjne”), które były wprowadzane po kolej i wraz z rozwojem technologicznym. W tabeli 2.1. została przedstawiona tłumienność sygnału przy transmisji w światłowodzie ze szkła kwarcowego na częstotliwościach odpowiadających poszczególnym oknom transmisyjnym.

Tabela 2.1. Tłumienność światłowodu ze szkła kwarcowego w poszczególnych oknach transmisyjnych [8]

Numer okna	Długość fali [nm]	Przybliżona tlumienność [dB/km]
1	850	1-2
2	1300	0,5
3	1550	0,2
4	1625	0,3-0,4

Jak widać w tabeli 2.1. optymalne z punktu widzenia tlumienia jest okno 3, jednak układy nadawcze i odbiorcze są drozsze od tych przeznaczonych do okna pierwszego. Wybór okna podyktowany jest długoscia łącza.

Dyspersja jest zjawiskiem zależności efektywnego współczynnika załamania w światłowodzie od częstotliwości propagowanego promieniowania optycznego. Powoduje to rozmycie, poszerzenie impulsów co utrudnia fotodetektorowi prawidłowe odebranie informacji przy dużych prędkościach transmisji. Efekt ten kumuluje się wraz z odległością, zatem przy dużych odległościach może ona być problemem [7].

Istotnym podziałem światłowodów jest wyszczególnienie ich modowości. Z perspektywy budowy, najczęściej różni się wielkość średnicy rdzenia (zwykle 9μm w jednomodowym i 62,5μm w wielomodowym, 125μm średnica płaszcza – standard dla obu). W światłowodzie będzie propagowany pojedynczy mod, tylko wtedy kiedy unormowana częstotliwość V będzie mniejsza od wartości 2,405. Każda liczba większa klasyfikuje go jako wielomodowy. Wartość V jest opisana wzorem (2.2) [1].

$$V = \frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 + n_2^2} \quad (2.2)$$

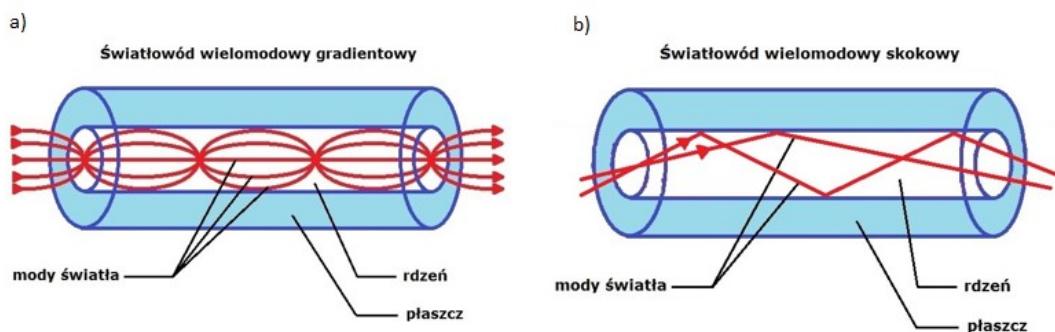
V – częstotliwość unormowana

d – średnica rdzenia światłowodu

λ – długość fali optycznej propagowanej w światłowodzie

Głównym problemem w transmisji z wykorzystaniem światłowodu wielomodowego jest istnienie dyspersji modowej. Jest ona najbardziej destrukcyjną formą dyspersji, która znacznie ogranicza maksymalny zasięg łącza. W celu redukcji wpływu dyspersji modowej, projektanci skonstruowali światłowód o gradientowym profilu współczynnika załamania. Od światłowodu o skokowym profilu współczynnika załamania różni się tym, że rdzeń jest stworzony z warstw

o różnym stopniu domieszkowania tlenkiem germanu  $\text{GeO}_2$ . W efekcie współczynnik załamania zmienia się w sposób ciągły i można go opisać parabolą w funkcji odległości od rdzenia. Największą wartość ma on przy osi i gładko maleje w stronę płaszcza. Celem takiego zabiegu jest zmniejszenie różnicy prędkości rozchodzenia się poszczególnych modów w światłowodzie. Sposób działania światłowodu gradientowego został przedstawiony na rysunku 2.5. Światłowody wielomodowe są stosowane na krótsze odległości do kilkunastu kilometrów, przykładowo przy tworzeniu sieci lokalnych wewnątrz obiektów jak również w środkach transportu. Najczęściej stosowane jest tutaj pierwsze okno transmisyjne (850nm) [7].



Rys. 2.5. Ilustracja toru promieni w światłowodzie o profilu:  
a) gradientowym, b) skokowym [9]

Transmisja w światłowodzie jednomodowym jest w dzisiejszych czasach filarem komunikacji globalnej. Rozwiążanie te umożliwia transmisje na 200km a nawet przy dobrym doborze materiałów - 800km. Początkowo wadą była mała średnica rdzenia, co utrudniało spawanie w warunkach polowych. Postęp technologiczny wyeliminował ten problem i transmisja jednomodowa jest obecnie najefektywniejszą i najpopularniejszą formą telekomunikacji dalekosiężnej.

Podsumowując światłowody są wzorowym medium transmisyjnym. Zapewniają one bardzo szybką transmisję o dużej przepływności. Wadami mogą okazać się jednak: występowanie przewodu, wrażliwość na uszkodzenia, zgięcia przez co zwykle konieczne jest jego solidne zabezpieczenie. Obecnie producenci uzupełnił ofertę również o wersje elastyczne (odpowiednio droższe, o innych parametrach).

## **2.2. Format przesyłanych informacji**

### **2.2.1. Transmisja analogowa i cyfrowa**

W życiu codziennym człowiek najczęściej ma do czynienia z sygnałami analogowymi. Można to zaobserwować w naturze, sztuce, muzyce, w zasadzie wszędzie. Są one bardziej zrozumiałe i intuicyjne od postaci zer i jedynek. Dane przesyłane w tej formie mają postać ciągłą w czasie, a zbiór wartości jest rzeczywisty. Wykorzystanie tej metody w optycznej transmisji jest zbliżone do działania transoptora – podajemy prądowy sygnał analogowy na wejście nadajnika. Następnie sygnał jest odbierany również analogowo, gdzie natężenie światła decyduje o odebranej wartości. Zaletą tego rozwiązania jest brak konieczności korzystania z przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych, co upraszcza strukturę systemu i obniża jego koszt. Problemem może okazać się liniowe przetworzenie sygnału przez system.

Inną metodą jest cyfrowe przesyłanie sygnału. Aby tego dokonać, należy poddać sygnał analogowy procesowi próbkowania. Ważne jest aby częstotliwość próbkowania  $f_s$  była przynajmniej dwukrotnie większa od największej przesyłanej częstotliwości, aby móc odtworzyć bezstratnie informację - zgodnie z twierdzeniem o próbkowaniu. W sieciach telefonicznych często  $f_s$  było równe 16kHz a w standardzie CD 44,1kHz. Sygnał ten musi również przejść przez proces kwantyzacji, czyli zaokrąglenia wartości chwilowej do odpowiadającej konkretному przedziałowi kwantowania. W wyniku tego procesu powstaje szum kwantyzacji, związany z przybliżeniem wartości (nie większy od przedziału kwantyzacji). Przetwornik A/C n-bitowy umożliwia zapisanie sygnału na  $2^n$  różnych wartościach. Wykonując powyższe czynności zostanie otrzymany sygnał cyfrowy a proces ten nazywamy modulacją impulsowo-kodową (PCM) [10]. Aby odzyskać z powrotem sygnał analogowy należy skorzystać z przetwornika C/A. Tor sygnału został zilustrowany na rysunku 2.6.



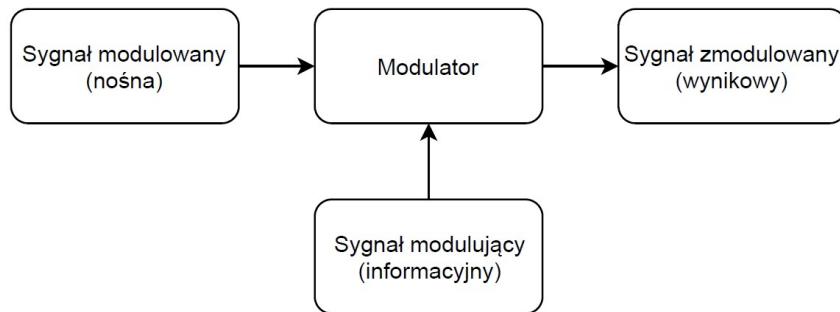
Rys. 2.6. Schemat blokowy metody z wykorzystaniem przetworników A/C i C/A

Zaletą korzystania z tego rozwiązania jest większa odporność na szумy i zniekształcenia jak również możliwość implementacji cyfrowego przetwarzania sygnałów (na przykład za pomocą mikrokontrolerów, procesorów sygnałowych czy FPGA).

### **2.2.2. Modulacja**

Istnieje również możliwość przesłania sygnałów w innej formie – zmodulowanej. Modulacja polega na uzależnieniu parametrów sygnału modulowanego (nośnej) od wejściowego sygnału modulującego (informacyjnego) w wyniku czego powstaje sygnał zmodulowany (wynikowy) – przedstawione na rysunku 2.7. Modulacje stosuje się aby

zwiększyć odporność sygnału na szum, zniekształcenia, przekształcić sygnał do postaci bardziej użytecznej na wyjściu a także zwiększyć przepustowość łącza. Urządzenie wykonujące wyżej przedstawiony proces jest nazywane modulatorem. Natomiast postępowanie mające na celu odwrócenie jego skutków nazywane jest demodulacją a elementem wykonawczym jest demodulator.



Rys. 2.7. Schemat blokowy modulacji

Modulacje możemy sklasyfikować na 2 grupy: modulacje harmoniczne i impulsowe.

W pierwszej wymienionej grupie sygnałem modulowanym jest zawsze analogowy sygnał harmoniczny a sama modulacja dzieli się na modulację amplitudy i modulację kąta.

Modulacja amplitudy wprowadza zależność amplitudy sygnału nośnego od wartości sygnału informacyjnego. W wyniku tego otrzymujemy prążek na częstotliwości nośnej  $f_m$  wraz z 2 wstęgami będącymi lustrzanym odbiciem względem  $f_m$ . Sygnał zmodulowany ma pasmo równe dwukrotności częstotliwości sygnału modulującego zatem w praktyce moduluje się sygnały o relatywnie niskiej częstotliwości. Do procesu demodulacji niezbędna będzie jedynie jedna wstęga. W związku z tym stosuje się metody tłumienia jednej wstęgi i prążka aby móc transmitować mniejszą moc i zająć mniejsze pasmo. Zaletą tej modulacji jest wykorzystywanie wąskiego pasa. Jej typowa forma z 2 wstęgami i prążkiem nosi miano modulacji amplitudowej (AM).

Modulacje kąta dzielimy na częstotliwościową (FM) i fazę (PM). W rozważanych przypadkach uzależniamy odpowiednio częstotliwość i fazę sygnału modulowanego od wartości sygnału modulującego. Widmo tych modulacji będzie miało postać prążka na częstotliwości  $f_m$  wraz z niekończącym się ciągiem wstęp bocznych symetrycznych względem  $f_m$ . Modulacje kąta zajmują szersze pasmo jednak są bardziej odporne na szумy [11].

Modulacja impulsowa może być zarówno analogowa jak i cyfrowa. Parametrami nośnej niosącymi informację o wartości sygnału informacyjnego mogą być: amplituda (PAM), położenie (PPM) lub wypełnienie (PWM) impulsów prostokątnych. W modulacji impulsowej zawsze sygnał musi zostać poddany próbkowaniu, ale niekoniecznie kwantyzacji. W przesyłaniu analogowym wartości wyżej wymienionych parametrów zmieniają się w sposób ciągły. Natomiast cyfrowa transmisja wymaga wcześniejszego skwantowania sygnału modulującego. Podstawową

cyfrową formą jest modulacja impulsowo – kodowa (PCM), która została omówiona w podrozdziale 2.2.1. lub jej alternatywna forma z przesyłaniem samych różnic wartości rzeczywistej próbki od wartości przewidywanej (DPCM). Inną typowo cyfrową modulacją jest kodowanie wartości przez gęstość umieszczonych impulsów w konkretnych przedziałach czasu (PDM) [12].

### **3. PROJEKTOWANIE**

W tym rozdziale dokładnie przedstawiono proces projektowania urządzenia sprecyzowanego celu pracy w rozdziale 1. Najpierw dokładnie ustalono wymagania projektowe a następnie podjęto decyzje o wyborze konfiguracji spośród rozwiązań przedstawionych w rozdziale 2. W dalszej części omówiono proces projektowania poszczególnych bloków funkcjonalnych i rozdział kończy się na pełnym schemacie elektrycznym odbiornika i projekcie płytki PCB.

#### ***3.1. Wymagania projektowe***

Ogólnym wymogiem było wykonanie elektronicznego układu odbiornika układu transmisji optycznej sygnałów dźwiękowych. Elementami składającymi się na to było opracowanie koncepcji i stworzenie projektu ideowego urządzenia. Kolejnym zadaniem było zaprojektowanie obwodu drukowanego urządzenia i fizyczna implementacja układu. Na końcu należało sprawdzić poprawność działania odbiornika, przeprowadzając odpowiednie testy.

Forma realizacji nie została sprecyzowana w karcie pracy, zatem zakłada się jej dowolność. W związku z równoległym tematem pracy nadajnika, uwzględniono z jego projektantem ich wspólną kompatybilność jak również współpracę przy testach.

W związku ze swobodą w wielu aspektach tworzenia pracy zadaniem projektanta było samodzielne podjęcie pozostałych decyzji projektowych. Twórca wybrał opcje zasilania układu pojedynczym stabilizowanym napięciem 5V. Prototyp ma umożliwiać oddzielenie poszczególnych bloków funkcjonalnych w celu ułatwienia jego uruchomienia jak również dokładnego ich przebadania. Odbiornik ma wzmacnić odebrany sygnał i wyprowadzić go na wyjście słuchawkowe (Jack 3,5mm). Dodatkową wytyczną projektu było wykonanie płytki PCB jedynie na jednej warstwie (Bottom). Jest to możliwe dzięki nieznacznej złożoności układu jak również dowolności rozmieszczenia elementów. Ma to na celu bardziej wysilić projektanta, a w efekcie rozwinąć jego umiejętności projektowe. Przy projektowaniu obwodu drukowanego preferowane było użycie obudowy 1206.

#### ***3.2. Wybór konfiguracji***

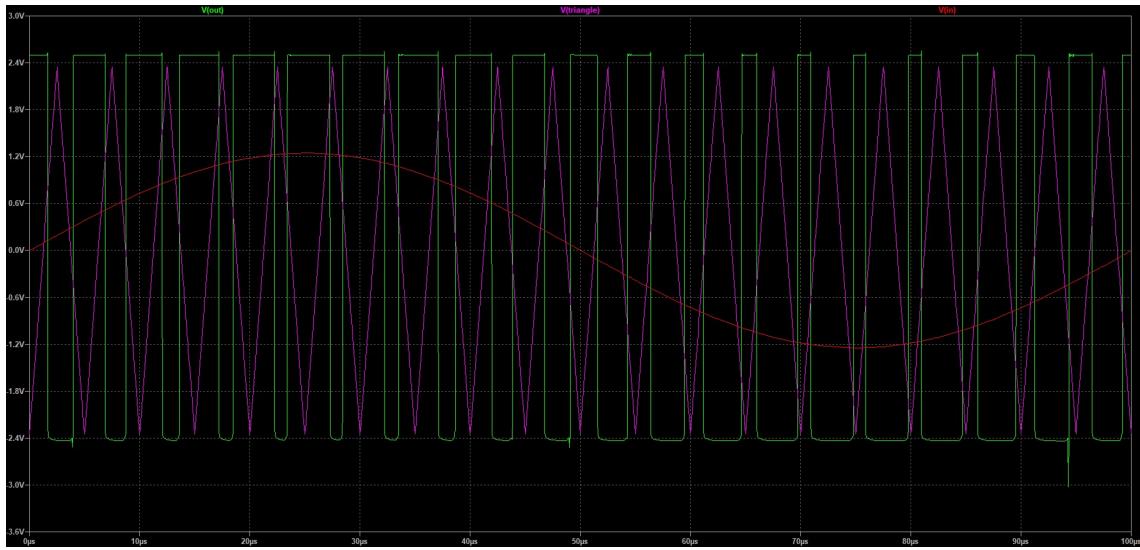
W wyniku analizy istniejących rozwiązań rynkowych i tych opisanych w rozdziale 2, wybrano odpowiednie środki realizacji projektu. Zrezygnowano z wariantu skorzystania z wolnej przestrzeni. Pomimo jego wielu zalet opisanych w poprzednim rozdziale, użyteczność takiego urządzenia byłaby niewielka. Wybierając opcje tworzenia autorskiego systemu (opierającego się na samodzielnym doborze medium, konektora i optyki), przekroczyłoby to znaczaco dostępné środki na realizację niniejszego projektu. W związku z tym zdecydowano na skorzystanie z gotowego rozwiązania. Medium transmisyjnym będzie światłowód włóknisty plastikowy w standardzie Toslink.

Standard Toslink został opracowany przez firmę Toshiba w roku 1983. Jego początkowym celem był przesył stereofonicznego cyfrowego sygnału PCM audio między odtwarzaczami CD a wzmacniaczami, chociaż wraz z czasem znalazł on szerszy zakres zastosowań. W systemie tym w światłowodzie przesyłane są impulsy światła o długości fali 660nm (światło czerwone). Według normy maksymalna prędkość transmisji wynosi 25Mb/s, chociaż istnieją rozwiązania umożliwiające jej zwiększenie. Obecnie standard Toslink jest dalej stosowany w odtwarzaczach CD, DVD, DAT, nowoczesnych konsolach do gier oraz systemach nagłośnienia przestrzennego 5.1 i 7.1 w standardzie Dolby Digital [13]. Złącze męskie Toslink zostało zaprezentowane na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Złącze męskie Toslink [13]

Przy dyskusji z twórcą nadajnika, podjęto decyzje o formie przesyłanych informacji w systemie. Będzie nią modulacja impulsowa, analogowa, współczynnika wypełnienia PWM. Ustalono, że częstotliwość nośna  $f_m$  będzie równa 200kHz, wobec tego sygnał będzie przesyłany w formie ramek o długość  $T = \frac{1}{f_m}$  czyli 5μs. Proces modulacji został zilustrowany rysunkiem 3.2.



Rys. 3.2. Proces modulacji PWM sygnału 10kHz przy  $f_m=200\text{kHz}$

Sygnal zmodulowany powstaje przez porównanie sygnału modulującego z okresowym sygnałem trójkątnym. Dzięki dobranej wysokiej  $f_m$ , czas trwania ramek jest na tyle niewielki, że w ich trakcie sygnał jest w przybliżeniu liniowy. W związku z tą informacją przyjęto, że współczynnik wypełnienia  $d$  będzie przenosił dane o uśrednionej wartości sygnału modulującego w trakcie trwania tej ramki. Ramki będą wysyłane po kolejno bez przerwy.

### 3.3. Bloki funkcjonalne

Po przeanalizowaniu wymagań projektowych i wybraniu rozwiązań, powstała idea zaprojektowania układu. W dalszych rozważaniach projektowany układ został podzielony na bloki funkcjonalne w celach jego łatwiejszego omówienia, w tym na blok:

- zasilania,
- odbiornika,
- bufora,
- demodulatora,
- regulatora głośności,
- końcówki mocy.

Schemat blokowy urządzenia oraz jego schemat elektryczny został zamieszczony w dodatku A.

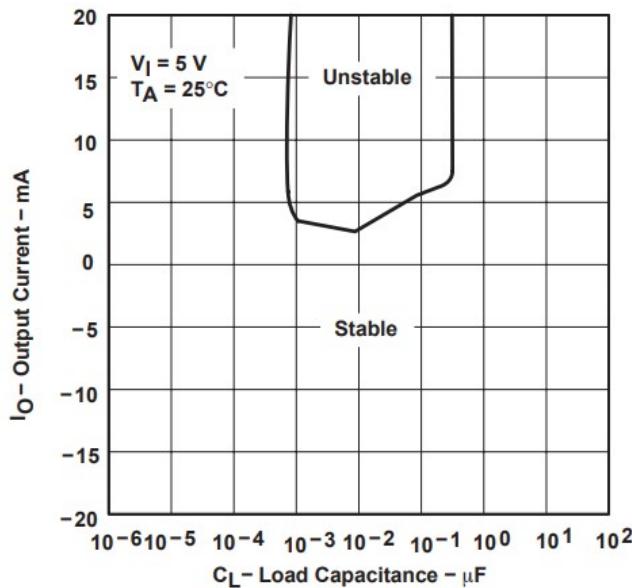
#### 3.3.1. Zasilanie

Celem tego bloku funkcjonalnego jest zapewnienie pozostałym blokom energii elektrycznej w odpowiedniej postaci. Do bloku na wejście będzie podawane stabilizowane napięcie 5V a na wyjściu będą wychodzić przefiltrowane napięcia o wartościach 5V i 2,5V. W projekcie tym nie zastosowano napięcia symetrycznego, zatem aby móc przetworzyć odebrany ze światłowodu sygnał audio do oczekiwanej postaci, konieczne było wytworzenie napięcia odniesienia w połowie tj. w rozpatrywanym przypadku 2,5V. Precyzja układu napięcia

referencyjnego będzie decydować o zmniejszeniu maksymalnej amplitudy dla której wierzchołki sygnału audio nie zostają jednostronnie spłaszczone.

Dobrą praktyką przy tworzeniu układów elektronicznych jest pamiętanie o filtrowaniu zasilania. Ma to na celu zniwelowanie efektu krótkich przerw zasilania, zmniejszenie tętnień pochodzących z sieci jak również tych wytworzonych przez sam projektowany układ. Powszechnym rozwiązaniem do tego procesu jest użycie kondensatorów różnego typu i odpowiedniej pojemności. Odmienne typy tychże elementów pasywnych mają niejednakowy schemat zastępczy a przez to charakterystyki częstotliwościowe, dlatego dobrym zwyczajem jest ich łączenie. Do filtrowania zasilania użyto 2 kondensatorów: elektrolitycznego  $470\mu\text{F}$  i MLCC  $100\text{nF}$ .

Następnym celem do osiągnięcia było otrzymanie napięcia  $2,5\text{V}$ , które będzie niezbędne do pracy układu bufora, demodulatora oraz końcówki mocy o których będzie mowa w kolejnych podrozdziałach niniejszej pracy. Propozycją układu napięcia referencyjnego będzie gotowe rozwiązanie rynkowe - TLE2426ILP. Jest to układ scalony, który wywarza napięcie równe połowie napięcia wejściowego. Produkt umożliwia przy tym pobieranie i oddawanie prądu rzędu  $20\text{mA}$  co jest zupełnie wystarczające dla tej aplikacji. Urządzenie te charakteryzuje się bardzo dużą precyzją – producent deklaruje wahania napięcia wyjściowego rzędu setek mikrowoltów przy prądzie do  $10\text{mA}$ . Rezystancja wyjściowa układu jest bardzo niewielka rzędu milionów, a sam układ pobiera przy tym znikome wartości prądu –  $170\text{uA}$  przy zasilaniu  $5\text{V}$ . Nie wymaga dodatkowych elementów jak rezystory kondensatory, wzmacniacze operacyjne [14]. Wybrany układ jest prosty w aplikacji, został wybrany w kompaktowej obudowie TO-92 z 3 wyprowadzeniami co znacznie ułatwiło projektowanie layoutu. Dzięki temu oszczędzono miejsce na obwodzie drukowanym oraz uproszczono cały schemat elektryczny. Zakładając, że ścieżki prototypu odbiornika będą znajdowały się jedynie na 1 warstwie (Bottom), tworzenie układu napięcia referencyjnego od podstaw wiążałoby się z wykorzystywaniem większej ilości zwojów na płytce i ogólnym skomplikowaniem. Studując notę katalogową urządzenia, zaobserwowano następujący wykres, widoczny na rysunku 3.3:



Rys. 3.3. Zakres stabilności TLE2426ILP [14]

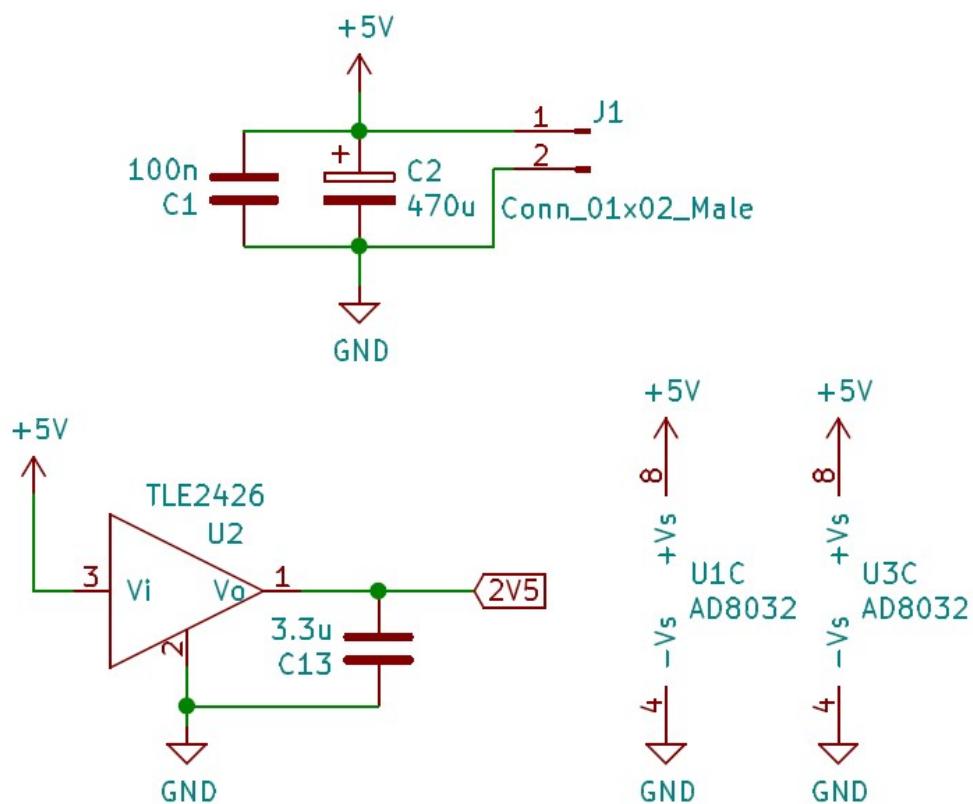
Informuje on, że przy pracy w temperaturze pokojowej 25°C i z napięciem zasilania 5V, dla pewnego zakresu pojemności widzianej z wyjściowych zacisków układ jest niestabilny w pewnym zakresie prądu wyjściowego (od około 3-7mA do 20mA). Aby do tego doprowadzić musiałby płynąć odpowiednio duży prąd na wyjściu urządzenia który zgodnie z założeniami teoretycznymi nie powinien wystąpić. Jednakże dla uniknięcia potencjalnych problemów do wyjścia dołączono kondensator poliestrowy MKT 3.3μF.

Rynek oferuje szeroki wybór konektorów niskonapięciowych DC takich jak: USB, Crimp, Barrel Jack czy przykładowo listwy zaciskowe do drutu. Zaletą skorzystania ze złącza USB i Barrel Jack jest zdecydowanie ich duża popularność, jednak zasilacze w tymi konektorami mogą podawać napięcie o wartościach innych niż założonych w wymaganiach projektowych. W projektowanym układzie występują elementy na to wrażliwe, więc nie można dopuścić do takiej sytuacji. Ostatecznie jako złącze do zasilania wybrano listwę zaciskową do drutu ze względu na prostotę i perspektywę szybkiego uruchamiania prototypu. Listwę tę pokazano na rysunku 3.4.



Rys. 3.4. Złącze zaciskowe do drutu [15]

Na rysunku 3.5. zamieszczono schemat elektryczny zasilania.



Rys. 3.5. Schemat bloku zasilania

Wykorzystane elementy:

- J1 – złącze zaciskowe do drutu,
- C1 - kondensator MLCC,
- C2 - kondensator elektrolityczny,
- U2 – układ sztucznej masy TLE2426ILP,
- C13 – kondensator poliestrowy MKT,
- U1C/U3C – piny zasilania wzmacniaczy operacyjnych pozostałych bloków.

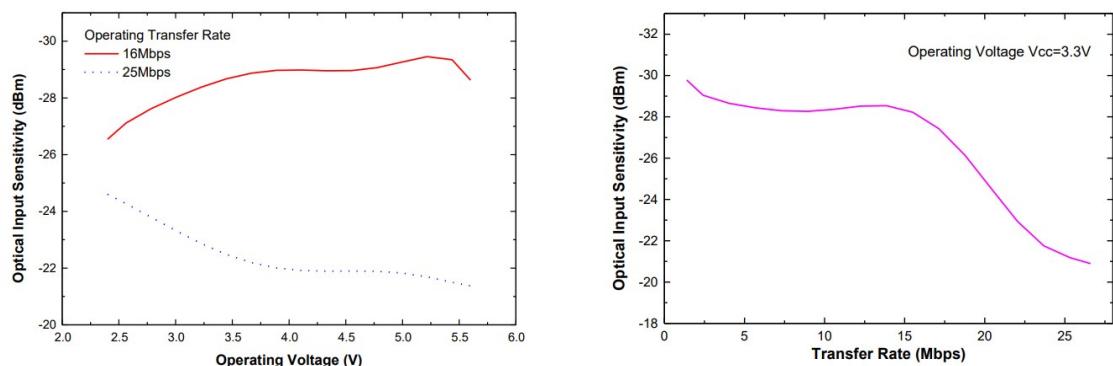
### 3.3.2. Odbiornik

Pierwszym blokiem w torze przesyłanego sygnału w projektowanym urządzeniu jest odbiornik. Jego zadaniem jest prawidłowe odebranie informacji ze światłowodu w standardzie Toslink. Do tego celu wykorzystano układ PLR135/T10, który został przedstawiony na rysunku 3.6.



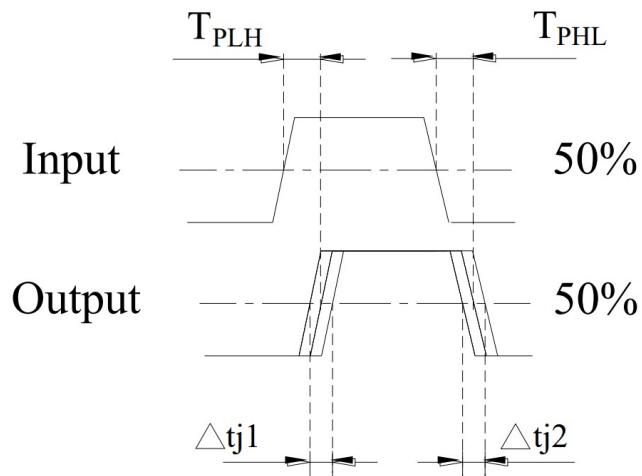
Rys. 3.6. PLR135/T10 [16]

Jednostka ta przekształca sygnały optyczne na sygnały elektryczne w standardzie TTL. Czytając dokumentację techniczną upewniło się, że urządzenie będzie prawidłowo funkcjonowało z wybranym medium transmisyjnym i zasilaniem 5V. Producent przedstawia 2 możliwe aplikacje z zasilaniem 3V i 5V, niestety podaje znacznie mniej informacji do drugiej wymienionej opcji. Sytuacja ta wprowadziła konieczność przewidzenia przez projektanta ewentualnej zmiany wartości parametrów układu. Przypuszczono, że pobór prądu wzrośnie a poziom wysokiego stanu logicznego ulegnie nieznacznemu wzrostowi. Założono, że reszta parametrów nie zmieni się w sposób diametralny. Studując dalej notę zaobserwowano wykresy przedstawione na rysunku 3.7. [17].



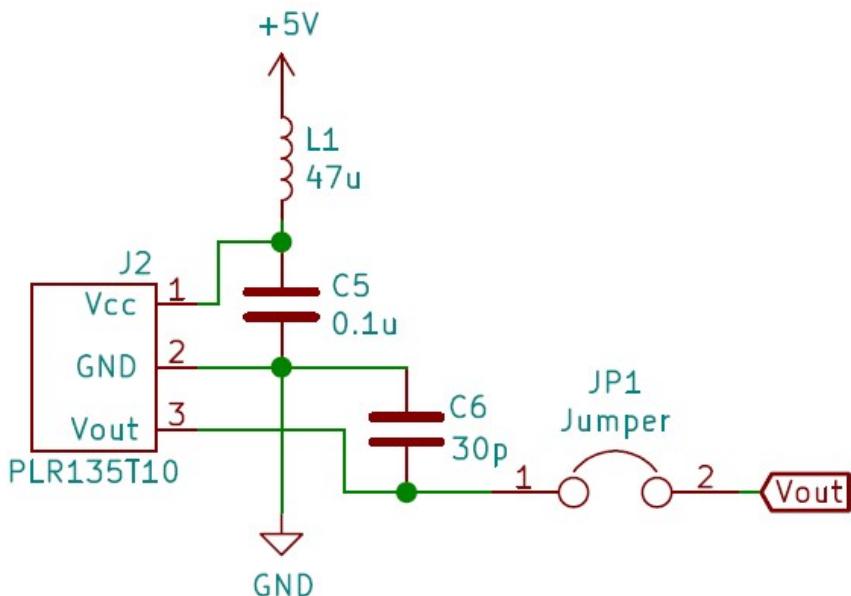
Rys. 3.7. Charakterystyki czułości optycznej PLR135/T10 od:  
a) napięcia zasilania, b) prędkości transmisji [17]

Informując one o tym że czułość urządzenia na sygnały optyczne zależy od napięcia zasilania, jak również od prędkości przesyłu informacji. Producent pisząc czułość, miał na myśli detekcyjność (ang. Detectivity), czyli potrzebna moc promieniowania optycznego jaką musi otrzymać fotodetektor aby uzyskać konkretny zakres stopy błędu BER (ang. Bit Error Rate) typowo w zakresie  $10^{-15}$  i  $10^{-9}$ . Przy napięciu pracy 5V odczytano, że przy prędkości 16Mb/s czułość wynosi  $\sim -29$ dBm a przy prędkości 25Mb/s -  $\sim -22$ dBm. Prędkość transmisji tyczy się tradycyjnej transmisji cyfrowej PCM (lub jej pochodnych) i producent w ten sposób deklaruje warunki do jej poprawnego przebiegu. Dane są przesyłane w formacie NRZ (ang. „non-return-to-zero”) czyli informacje są wysyłane bez przerwy – bit po bicie. W projekcie tym przesyłany jest zmodulowany sygnał analogowy więc powyższe informacje należy interpretować inaczej. Omawiany przyrząd poradzi sobie z przesyaniem danych analogowo jedynie trzeba uważać przed używaniem zbyt krótkich impulsów (zarówno logicznych zer i jedynek) aby zniwelować ryzyko przekłamania w transmisji. Z rysunku 3.7. b) wynika że czułość optyczna maleje (potrzebna większa moc do detekcji) wraz ze wzrostem prędkości przesyłanych danych (wykres dotyczył napięcia zasilania 3V jednak projektant założył na podstawie obu wykresów, że dla 5V układ będzie się zachowywał w podobny sposób). Oznacza to, że nadajnik musi wysłać dane z wystarczająco dużą mocą (ale też nie za dużą – producent dla zasilania 3V zakłada maksymalną moc równą  $-14$ dBm), uwzględniając straty w kablu światłowodowym. Ponadto większa moc na fotodetektorze powoduje zmniejszenie zniekształceń czasowych „Jitter” przedstawionych na rysunku 3.8. jako  $\Delta t_{j1}$  i  $\Delta t_{j2}$ .



Rys. 3.8. Zniekształcenia czasowe [17]

Przy tworzeniu układu skorzystano z propozycji typowej aplikacji producenta z noty katalogowej dla zasilania 5V co zostało przedstawione na rysunku 3.9.



Rys. 3.9. Schemat bloku odbiornika

Wykorzystane elementy:

- J2 – odbiornik Toslink PLR135/T10,
- C6 - kondensator MLCC,
- C5 - kondensator poliestrowy MKT,
- L1 - dławik SMD  $1,64\Omega$  Q=15,
- JP1 – wyjmowana zwora do separacji bloków.

### 3.3.3. Bufor

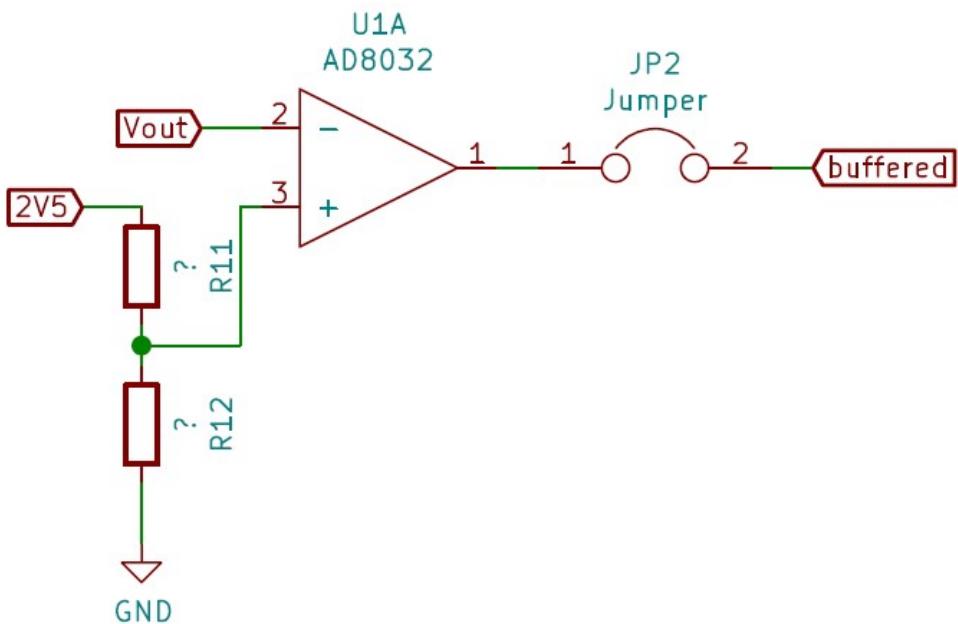
Kolejnym omawianym elementem systemu będzie blok bufora. Pierwszym jego zadaniem jest oddzielenie bloku odbiornika od reszty toru sygnału. Dzięki temu mamy pewność, że sygnał zostanie prawidłowo odebrany i problemem nie okażą się wydajność prądowa lub rezystancja wyjściowa. Kolejną kwestią są poziomy sygnału wyjściowego w poprzedzającym bloku. Nota produktu informuje, że jest zgodny ze standardem TTL, jednak nie podano gwarantowanych wartości dla aplikacji 5V. Pożądane jest aby odebrany sygnał audio mógł mieć możliwie największą amplitudę, a można to osiągnąć przez przesunięcie poziomów napięć odebranych impulsów na wartości szyn zasilania urządzenia tj. 0V i 5V.

Idealnym rozwiązaniem okazało się wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego rail-to-rail w konfiguracji komparatora. Idealny wzmacniacz charakteryzuje się nieskończonym dużym wzmacnieniem i rezystancją wejściową (wejście widziane jako przerwa w obwodzie), a wyjście jest widoczne jako idealne źródło napięciowe. Odbierany sygnał będzie porównywany w czasie rzeczywistym z napięciem odniesienia – najmniejsze różnice będą bardzo mocno wzmacniane. Układ ten będzie oddzielać odbiornik od reszty układu a na wyjściu stany logiczne będą ograniczone napięciami zasilania. W związku z brakiem dokładnych informacji o poziomach napięć stanów logicznych odbiornika zastosowano dzielik napięcia na 2 rezystorach, w celu

ewentualnej redukcji poziomu napięcia referencyjnego. Jeżeli otrzymywany poziom wysoki będzie wyższy niż wirtualna masa (2,5V) zostanie wlutowany jedynie jeden rezystor (R11) pełniący funkcje zwory. Zmodulowany sygnał audio będzie wchodził do wejścia odwracającego wzmacniacza, aby odwrócić fazę i skompensować późniejsze jej odwrócenie w bloku regulacji głośności.

W dzisiejszych czasach, współczesne wzmacniacze operacyjne mogą pochwalić się na tyle dobrymi parametrami, że w naszych rozważaniach możemy przyjąć powyższe teoretyczne założenia jako dobre przybliżenie. W tym bloku i pozostałej części urządzenia skorzystano ze wzmacniaczy operacyjnych AD8032 (dwukanałowy AD8031). Jest to wzmacniacz rail-to-rail, pracujący z napięciem 5V. Charakteryzuje się dużą prędkością narastania 30V/μs, bardzo szybkim czasem ustalania 125ns (do 0,1%) i niskimi zniekształceniami nieliniowymi THD (ang. Total Harmonic Distortion) na poziomie -86dB. Jest możliwość użycia tego elementu w konfiguracji komparatora, ponieważ producent gwarantuje pracę z wejściowym napięciem różnicowym do 3,4V (ang. Differential Input Voltage) [18].

Bardzo ważną rolę w projektowanym systemie odgrywa prędkość narastania (ang. Slew Rate). Wprowadza ona ograniczenia szerokości wypełnienia przesyłanych impulsów. Zakładając optymistycznie, najbardziej sprzyjające warunki przy których urządzenie ma tą wartość na poziomie 30V/μs, czas potrzebny na zmianę wartości z 0V na 5V i odwrotnie jest równy  $\frac{1}{6}\mu\text{s}$  (ramka ma 5μs więc jest to  $\frac{1}{30}$  długości całej ramki). W tych idealnych warunkach poprawna transmisja nastąpi dla współczynnika wypełnienia w zakresie 3,(3)% do 96,(6)%, a impulsy zostaną jedynie nieznacznie opóźnione. Transmitowane impulsy krótsze w tworzonym urządzeniu zostaną źle odwzorowane. Kształt trapezoidalny (w szczególnym przypadku trójkątny) impulsów nie przeszkaąda w poprawnym zinterpretowaniu impulsów, gdyż jedynie wartość średnia sygnału w ramce będzie decydować o odebranej wartości. Wiedząc, że każda ramka jest tej samej długości wartość na wyjściu całego toru sygnału jest wprost proporcjonalna do całki po sygnale w danym pakietie danych. Forma sygnału w ramce będzie decydować o postaci tętnień, których wpływ zostanie mocno zniwelowany przez demodulator. Schemat całego bloku jest widoczny na rysunku 3.10.

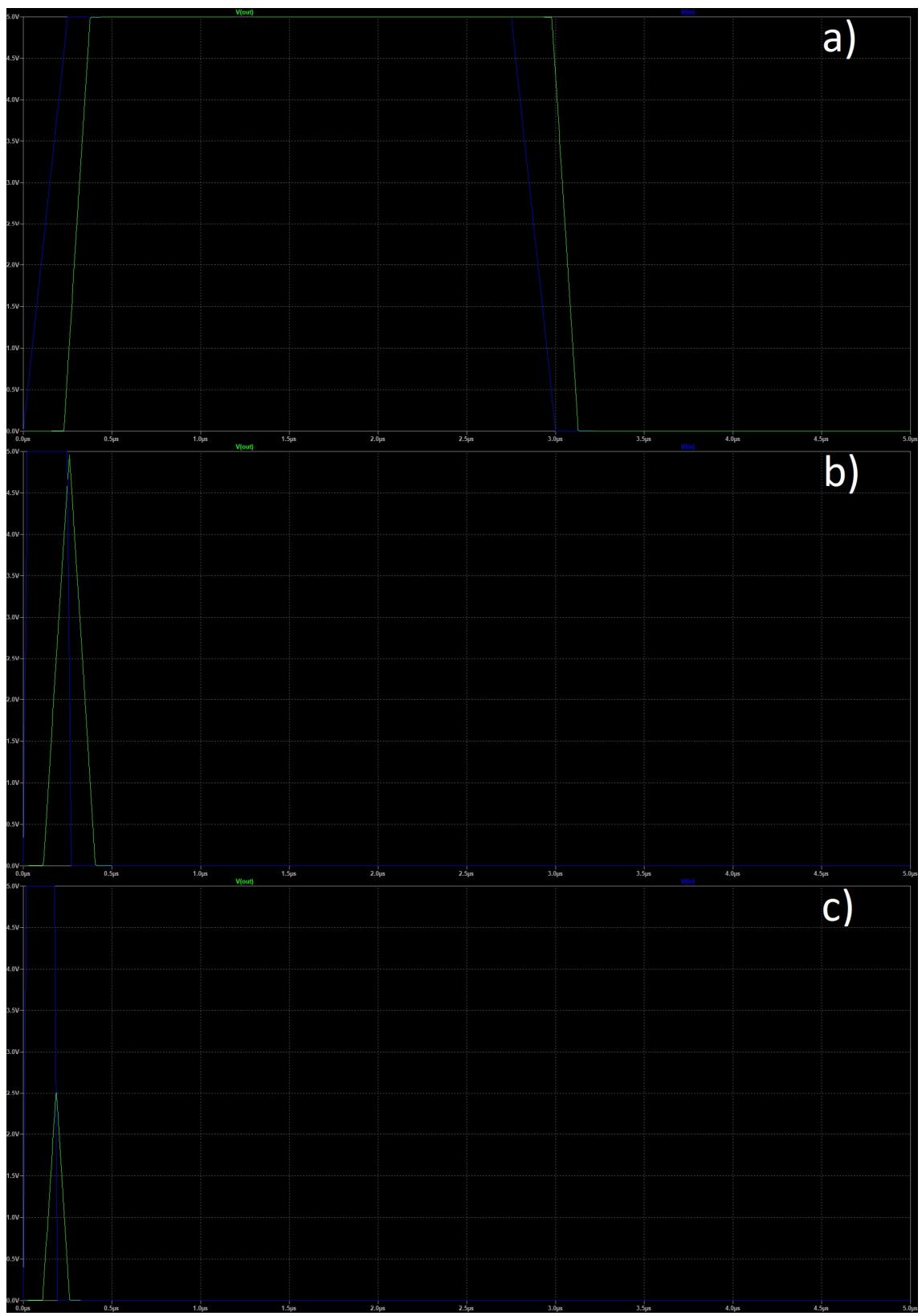


Rys. 3.10. Schemat bloku bufora

Wykorzystane elementy:

- U1A - wzmacniacz operacyjny AD8032,
- R11, R12 – rezystory SMD,
- JP2 – wyjmowana zwora do separacji bloków.

Dużą zaletą wzmacniacza operacyjnego AD8032 jest obecność jego modelu w programie symulacyjnym Ltspice XVII. Rysunek 3.11. przedstawia działanie bufora dla wybranych wartości współczynnika wypełnienia sygnału. Dla ułatwienia analizy, aby nie odwracać fazy, wejściowy sygnał prostokątny został podany na wejście nieodwracające a napięcie odniesienia na wejście odwracające.

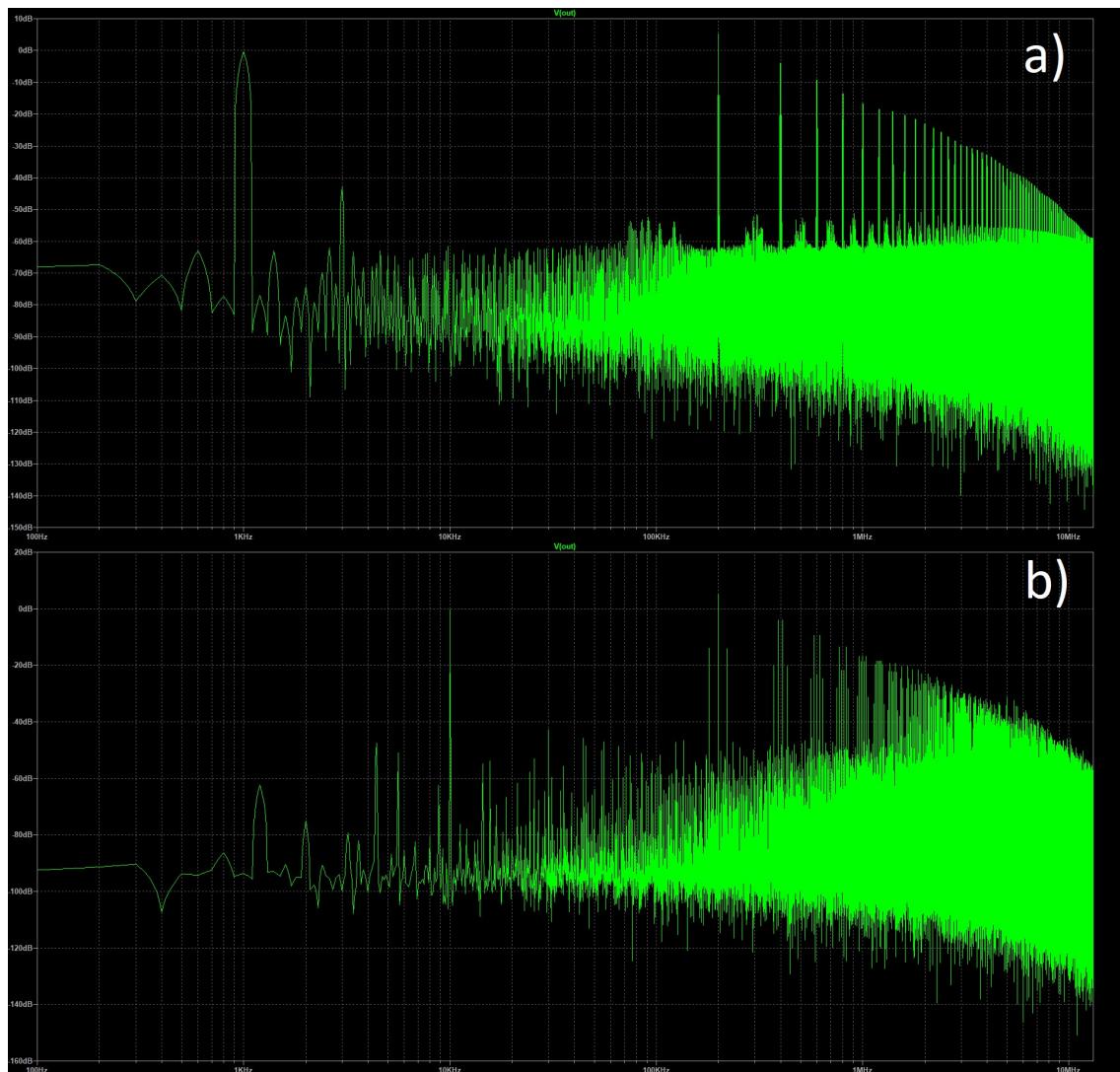


Rys. 3.11. Zależność napięcia na wejściu i wyjściu bufora od czasu dla wypełnień:  
a)  $d = 50\%$ , b)  $d = 4.5\%$ , c)  $d = 3.2\%$

W symulacji możliwy zakres wartości współczynnika wypełnienia bez tworzenia błędów w transmisji, różni się nieznacznie od zakładanego i wynosi od 4,5% do 94,5%. Z obserwacji wynika, że spowodowane jest to opóźnieniem reakcji wzmacniacza operacyjnego na pobudzanie go impulsami prostokątnymi.

### 3.3.4. Demodulator

Kolejną częścią składową toru sygnału jest blok demodulatora. Jego zadaniem jest wierne odtworzenie sygnału do postaci sprzed procesu modulacji. Na wejściu będzie on otrzymywać sygnał w postaci impulsów prostokątnych aby następnie go przetworzyć na sygnał audio. Dla lepszego zrozumienia problemu warto przyjrzeć się widmie FFT (ang. Fast Fourier Transform) przykładowego wejściowego, zmodulowanego sygnału, które zostało zaprezentowane na rysunku 3.12.



Rys. 3.12. Symulacja sygnału wejściowego, zmodulowanego audio:

a)  $f = 1\text{kHz}$ , b)  $f = 10\text{kHz}$

Na wykresie widma sygnału widać obecność pożądanego, użytecznego sygnału wraz z prążkiem na częstotliwości  $f_m$  i jego kolejnymi harmonicznymi. Zbadano doświadczalnie, że zależność ta występuje dla wszystkich częstotliwości audio (20Hz-20kHz). Pomimo, że częstotliwości wprowadzone przez modulację nie zawierają się w paśmie częstotliwości słyszalnych przez człowieka, konieczne było pozbycie się ich z 2 powodów. Pierwszym jest występowanie w dalszej części toru wzmacniacza audio. Jest on w przybliżeniu liniowy w naturalnych dla niego warunkach pracy, jednak pobudzanie go harmonicznymi rzędem setek kiloherców może wpływać na pojawienie się niepożądanych zniekształceń nieliniowych. Kolejnym problemem jest wywieranie niepotrzebnego stresu elektrycznego na głośnik. Sygnał ten wytwarzający niepotrzebną moc na przetworniku i pomimo że człowiek nie usłyszy tej częstotliwości, mógłaby ona wpływać na odbiór słyszalnego pasma w testach odsłuchowych.

Na podstawie powyższych informacji pomysłem na demodulator okazał się filtr dolnoprzepustowy. Miałby on za zadanie przepuścić pasmo audio i maksymalnie wytłumić pozostałe częstotliwości. W przypadku impulsów trapezoidalnych, które w praktyce będą przesyłane, mają one mniejszą zawartość kolejnych harmonicznych co dodatkowo będzie ułatwiało proces demodulacji. W tej aplikacji oczekiwane jest aby filtr miał jak najbardziej liniową charakterystykę w paśmie przepustowym, największy zrost tłumienia na dekadę w paśmie zaporowym i wprowadzał przy tym jak najmniejsze przesunięcie w fazie. Do tego celu zaprojektowano aktywny filtr dolnoprzepustowy Butterworth 4 rzędu w topologii MFB (ang. Multiple Feedback). Charakteryzuje się on maksymalnie płaską charakterystyką amplitudową w paśmie przepustowym, tłumieniem 3dB na częstotliwości odcięcia  $f_c$  i powyżej niej rośnie 20dB/dekadę dla każdego rzędu filtra [19]. W związku z tłumieniem 3dB na częstotliwości  $f_c$  postanowiono rozszerzyć pasmo do około 23kHz, aby górne częstotliwości były również dobrze odwzorowane. Tłumienie rozważanego filtra będzie wynosić 80dB na dekadę czyli dystans bardzo zbliżony do odcinka między częstotliwością odcięcia filtra  $f_c = 23\text{kHz}$  a prążkiem na częstotliwości modulacji  $f_m = 200\text{kHz}$ . Kalkulując precyjnie odległość ta jest równa  $\log(200000) - \log(23000) \approx 0,939$  dekady. Oznacza to, że na częstotliwości modulacji powinno wystąpić tłumienie 3dB + 80dB \* 0,939 = 78,12dB.

$$A_{\text{dB}} = 20\log_{10}(A) \quad (3.1)$$

$$20\log_{10}(A) = -78,12 \quad \text{dla } A_{\text{dB}} = -78,12$$

$$\log_{10}(A) = -3,906$$

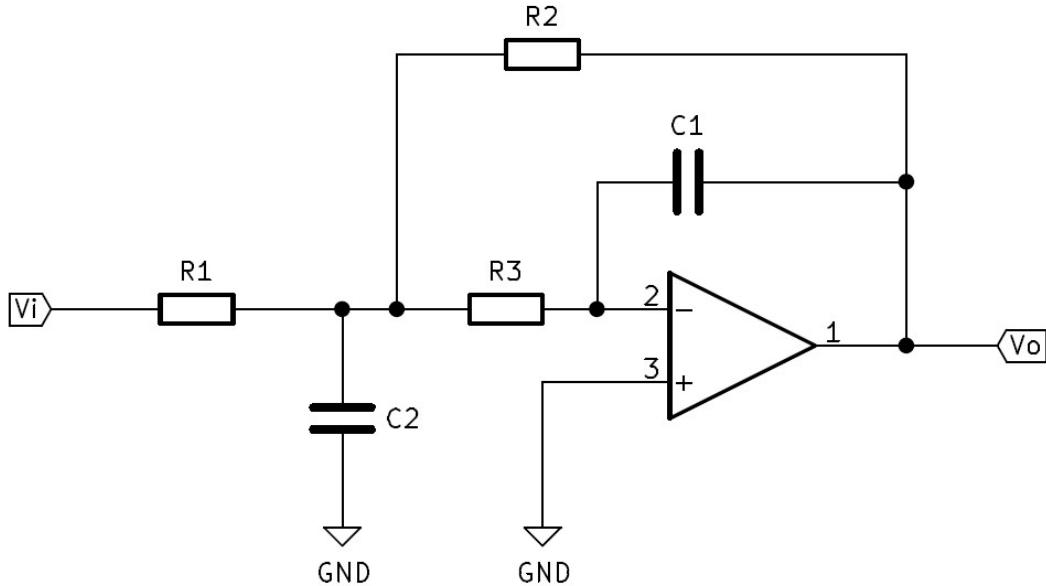
$$A = 124,165 \cdot 10^{-6}$$

Transmitancja filtra dla  $f_m$  wynosi  $124,165 \cdot 10^{-6}$ . Kolejne harmoniczne o mniejszej amplitudzie, są bardziej oddalone od granicy częstotliwości słyszalnych zatem zostaną one mocniej osłabione. Działanie filtra będzie oparte na wzmacniaczach operacyjnych AD8032, których właściwości zostały omówione w podrozdziale bloku bufora.

Filtry aktywne wprowadzają wiele udogodnień w pracy projektanta układów analogowych. Mają one zaletę łatwego łączenia kaskadowo kolejnych stopni filtrujących (ang. Stage), gdyż są one odseparowane za pomocą wzmacniaczy operacyjnych. W związku z czym ich wypadkowa transmitancja jest iloczynem funkcji przejścia poszczególnych stopni. Rozwiązanie te umożliwia wprowadzenie na 1 wzmacniacz (stopniu) dwóch rzędów filtru co w przypadku filtru Butterwortha oznacza dodatkowe tłumienie 40dB/dekadę. Pomimo zalet szybszego narastania tłumienia, nie wybrano filtra Czybyszewa ze względu na jego nieliniową charakterystykę w paśmie przepustowym. Z identycznego powodu, jak również wolniejszego narastania tłumienia nie wybrano filtra Bessela, jednak jego zaletą jest stałe opóźnienie grupowe co mogłoby być przydatne przy przesyłaniu impulsów, niekoniecznie sygnału audio. Układ stworzono w oparciu o topologię MFB. Cechuje się ona dobrą odpornością charakterystyki na zmiany parametrów użytych elementów jak również szerszym pasmem tłumienia, porównując do konkurencyjnej topologii Sallen-Key [19]. Wadą może być użycie 1 rezystora więcej w każdym stopniu filtra (przy zachowaniu wzmacnienia  $K = 1$ ), co może utrudnić procedurę projektową PCB.

W literaturze istnieje wiele pozycji przedstawiających proces projektowania filtrów aktywnych. Obecnie istnieją również programy komputerowe, których zadaniem jest dobieranie elementów za projektanta po wprowadzeniu interesujących parametrów oczekiwanej charakterystyki przetwarzania. W tym projekcie skorzystano z pozycji „Active Low-Pass Filter Design” autorstwa Jim Karki firmy Texas Instruments. Jest ona bezpłatnie udostępniona w sieci przez producenta do ogólnego użytku. Skrypt ten w zwięzły sposób opisuje przebieg projektowania aktywnych filtrów dolnoprzepustowych w tym Butterwortha, Czybyszewa i Bessela w obu możliwych topologiach. Dużą jego zaletą są gotowe wyprowadzenia niezbędnych wzorów, przedstawienie wartości współczynników w tabelkach, jak również zaprezentowanie zalet i wad każdego rozwiązania. Nie zabrakło również zapoznania czytelnika z problemami występującymi przy tworzeniu rzeczywistych układów. Twórca ułatwił ten proces do tego stopnia, że zamodelował współczynnikami względne różnice w wartościach rezystorów i kondensatorów i na ich podstawie wyznaczył wzory na niezbędne parametry. Dzięki temu można od razu przejść do obliczeń wartości potrzebnych komponentów.

Po nałożeniu wymagań na komponowany filtr, przyszedł czas na omówienie procesu projektowania bloku. Będzie to aktywny filtr dolnoprzepustowy Butterworth 4 rzędu w topologii MFB z częstotliwością odcięcia  $f_c = 23\text{kHz}$  i jednostkowym wzmacnieniem  $K = 1$ . Na rysunku 3.13. przedstawiono schemat wykorzystywanej topologii z oznaczeniami elementów.



Rys. 3.13. Schemat topologii MFB

Mając tą wiedzę należy odczytać z tabeli w książce potrzebne parametry układu. Aby jego charakterystyka zgadzała się z wytycznymi musi on mieć następujące wartości: dla 1 stopnia współczynnik skalowania częstotliwości FSF (ang. Frequency Scaling Factor) = 1, dobroć Q (ang. Quality Factor) = 0.5412 a dla 2 stopnia FSF = 1, Q = 1.3065. Teoretycznie, kolejność stopni nie ma znaczenia, jednak aby uniknąć nasycenia, zaleca się rozmieszczać je w kolejności (patrząc od wejścia filtru) od najmniejszej do największej. Żeby nie utrudniać tworzenia układu, oba stopnie będą miały wzmacnienie K = -1, czyli na wyjściu filtru po 2 stopniach faza nie zostanie odwrócona (jedynie zostanie wprowadzone nieznaczne opóźnienie wynikające z charakterystyki fazowej filtru). Wiedząc, że wzmacnienie jest opisane równaniem  $K = -\frac{R_2}{R_1}$ , wartości obu rezystorów muszą być równe. Korzystając z ułatwień oferowanych przez autora skryptu przyjęto następujące założenia:

- $R_2 = R$ ,
- $R_3 = mR$ ,
- $C_1 = C$ ,
- $C_2 = nC$ ,
- $f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$                   dla FSF = 1,
- $Q = \frac{\sqrt{mn}}{1+2m}$ .

Skorzystano z rekomendacji w wyborze rzędów wielkości wartości elementów. Autor publikacji zaleca korzystać w praktyce z wartości rezystorów od kilkuset do kilku tysięcy omów i kondensatorów o pojemności nie mniejszej niż 10pF. Ma to na celu zmniejszenie wpływu rezystancji i pojemności pasożytniczych na efekt finalny w tworzonym prototypie PCB (aby oczekiwane wartości wielkości fizycznych elementów były w praktyce ich jak największym procentem). Dla obu stopni dobór wartości komponentów wyglądał podobnie. Najpierw wybrano

wartości R2 i C1 tak, aby częstotliwość  $f_c$  była równa około 23kHz przyjmując początkowo, że m i n są równe 1. Następnie próbowano tak dobrać wartości R3 i C2, aby dobroć była bliska oczekiwanej. Po tej operacji należy uwzględnić wartości m i n obliczając ponownie  $f_c$ , gdyż częstotliwość ta zmniejsza się (wzrośnie mianownik). Konieczne po tym jest zmniejszenie R2 lub C1 aby  $f_c$  ponownie wzrosło do oczekiwanej wartości, co w efekcie znowu zmieni parametry m i n, które determinują dobroć stopnia. Należy kierować się zależnościami:

- kiedy n i/lub m rosną,  $f_c$  maleje ( $f_c \sim \frac{1}{\sqrt{n}\sqrt{m}}$ ),
- kiedy n rośnie, Q rośnie ( $f_c \sim \sqrt{n}$ ),
- kiedy m rośnie, dla wartości  $m < 0,5$  Q nieliniowo rośnie a dla  $m > 0,5$  Q nieliniowo maleje.

Powinno się dobierać wartości komponentów do momentu satysfakcyjnej dokładności uzyskanych parametrów układu ( $f_c$  i Q). Nie ma sensu być jednak przesadnie dokładnym, gdyż elementy rzeczywiste charakteryzują się niedokładnością deklarowanych wartości, jak również PCB prototypu będzie wprowadzało dodatkową rezystancję i pojemności pasożytnicze. Głównym problemem przy tworzeniu filtra były ograniczenia związane z możliwymi wartościami komponentów, które umożliwiały szereg wartości e24.

Duże znaczenie w tym bloku ma precyzyjna wartość napięcia referencyjnego. Będzie ono podawane na wejściach nieodwracających wzmacniaczy aby składowa stała nie uległa wzmacnieniu. Napięcie te powinno mieć wartość możliwie najbliżej 2,5V, co w tych idealnych warunkach umożliwiałoby przesyłanie sygnału o amplitudzie 2,5V (pomijając ograniczenia pozostałych bloków). Jego precyzja determinuje skrócenie maksymalnej amplitudy sygnału bez efektu jego połówkowego obcięcia. Zostało to analitycznie zapisane wzorami (3.2) – (3.4).

$$\Delta A = |2,5 - (V_{ref} - K(2,5 - V_{ref}))| \quad (3.2)$$

$$\Delta A = |2,5 - (V_{ref} - 2,5 + V_{ref})| \text{ dla } K = 1 \quad (3.3)$$

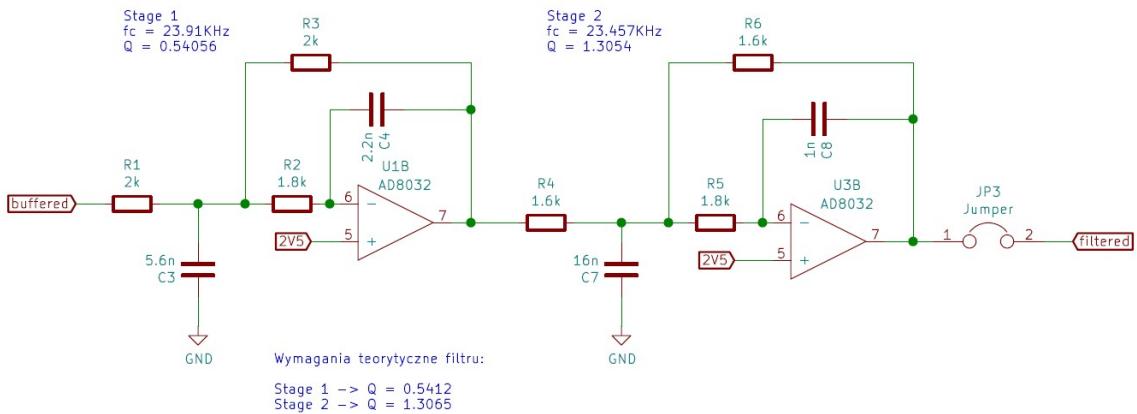
$$\Delta A = |5 - 2V_{ref}| \text{ dla } K = 1 \quad (3.4)$$

$\Delta A$  - skrócenie maksymalnej amplitudy[V]

$V_{ref}$  – napięcie referencyjne[V]

K – wzmacnienie[V/V]

Pełny schemat elektryczny filtru został przedstawiony na rysunku 3.14.



Rys. 3.14. Schemat elektryczny demodulatora

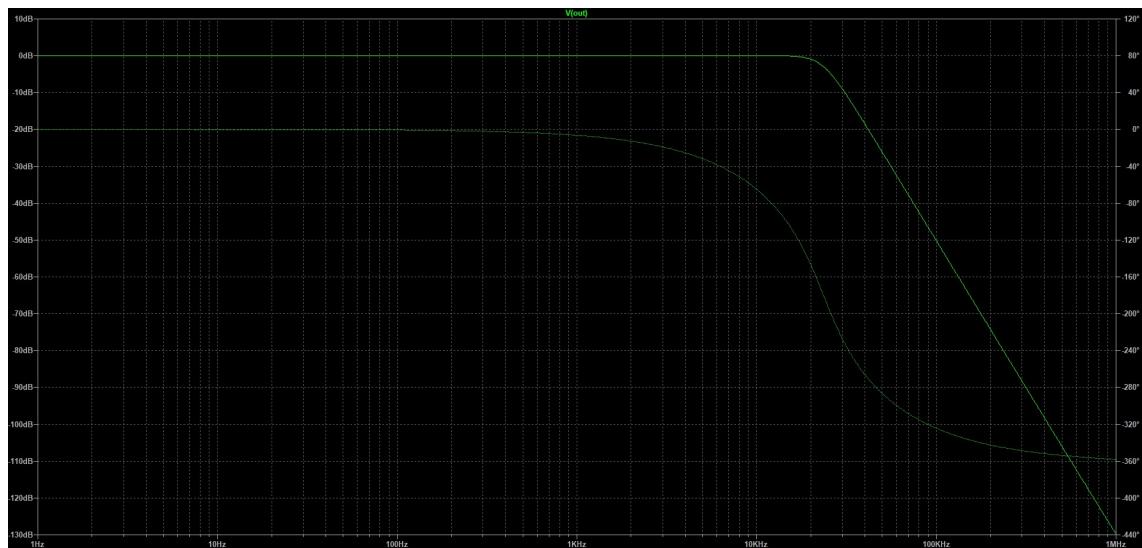
Rezystor R1 wyznacza rezystancję wejściową bloku. Rezystancja wyjściowa jest bliska zera, co jest uzależnione od rezystancji wyjściowej użytego wzmacniacza.

Wykorzystane elementy:

- R1, R4 – rezystory niskoszumowe THT 1%,
- R2, R3, R5, R6 – rezystory SMD 1%,
- C3, C4, C7, C8 – kondensatory MLCC C0G 5%,
- U1B, U3B – wzmacniacze operacyjne AD8032,
- JP3 – wyjmowana zwora do separacji bloków.

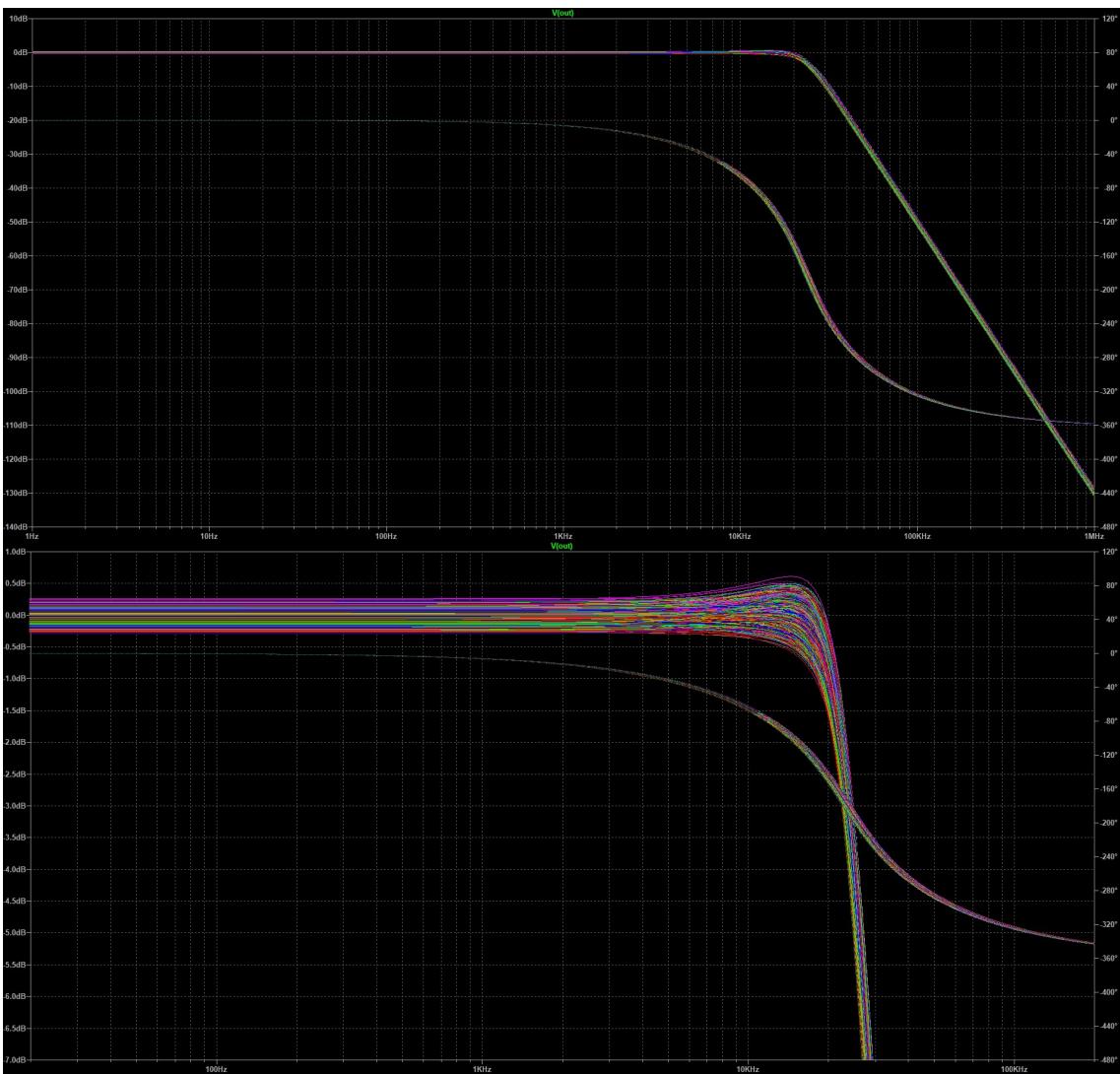
Preferowane jest użycie elementów SMD jednak 2 rezystory zostały wykorzystane w funkcji zwory, aby przenieść sygnał do innego obszaru na PCB. Do filtracji sygnału wykorzystano kondensatory z dielektrykiem C0G, ze względu na ich szerokie pasmo działania.

W związku z obecnością modelu używanego wzmacniacza operacyjnego AD8032 w programie symulacyjnym Ltspice XVII, wykonano symulacje charakterystyki częstotliwościowej i zamieszczono je na rysunku 3.15.



Rys. 3.15. Symulacja charakterystyki częstotliwościowej filtra

Kształt charakterystyki wygląda zgodnie z oczekiwaniami, jedynie tłumienie na częstotliwości nośnej okazało się mniejsze o około 4dB niż zakładano. Jest to spowodowane nieidealnością parametrów filtra ( $f_c$  i Q obu stopni), jak również parametrów samego wzmacniacza. Następnie przeprowadzono analizę Monte Carlo (1000 przebiegów), aby zbadać jak zachowa się układ zakładając tolerancję rezystorów 1% i kondensatorów 5%, które zostaną później użyte w realizacji. Jej wynik przedstawiono na rysunku 3.16.



Rys. 3.16. Symulacja Monte Carlo

Jak widać odchyłki są zupełnie akceptowalne, a układ jest dostatecznie odporny na różnice w wartościach rzeczywistych komponentów.

### 3.3.5. Regulator głośności

Niniejszy blok funkcjonalny umieszczono w torze sygnału, aby umożliwić użytkownikowi regulację poziomu odtwarzanego sygnału audio. Na wejściu będzie podawany zdemodulowany sygnał audio a na wyjściu będzie jego wzmacniona (napięciowo) K krotnie postać. Oczekuje się od niego płynnej zmiany wielkości amplitudy w możliwie najszerzym zakresie w tym możliwości jej maksymalnego wytlumienia ( $K = 0$ ).

Do budowy bloku regulatora głośności wykorzystano zaprezentowany w poprzednich podrozdziałach wzmacniacz operacyjny AD8032. Wykorzystano ten element w konfiguracji wzmacniacza odwracającego, aby możliwa była regulacja od wzmacnienia równego  $K = 0$ , czego nie umożliwia konfiguracja nieodwracająca. Rozwiązanie to wprowadza odwrócenie

w fazie, które jest kompensowane w bloku bufora. W warunkach pracy dla których wzmacniacz działa liniowo, charakterystyka wzmacnienia opisana jest wzorem (3.5) [20].

$$K = -\frac{R_f}{R_i} \quad (3.5)$$

$R_f$  – rezystancja pętli sprzężenia zwrotnego

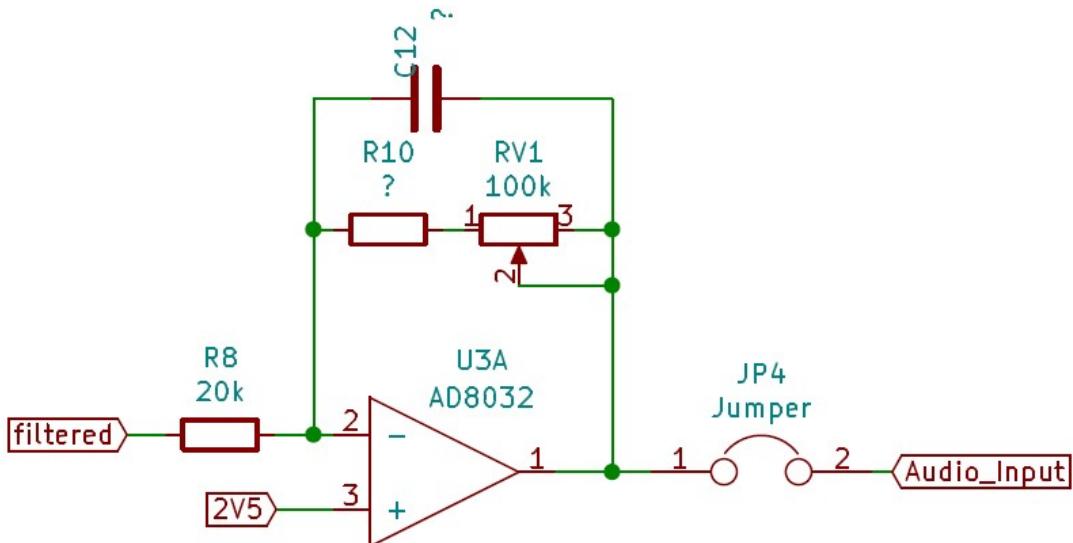
$R_i$  – rezystancja łącząca sygnał wejściowy z wejściem odwracającym wzmacniacza

Obecne wzmacniacze operacyjne (rail-to-rail) działają w przybliżeniu liniowo dla napięć wyjściowych nie przekraczających ich napięcia zasilania. Aby uniknąć wprowadzenia zniekształceń nieliniowych, użytkownik powinien tak dobierać wzmacnienie  $K$  (w zależności od poziomu sygnału wejściowego) aby do takiej sytuacji nie dopuścić. Jako  $R_i$  wybrano rezystor SMD  $20k\Omega$ , a w pętli sprzężenia zwrotnego umieszczono potencjometr osiowy o wartości  $100k\Omega$ . Człowiek słyszy liniowe narastanie głośności, kiedy amplituda narasta logarytmicznie, dlatego zdecydowano się na użycie potencjometru logarytmicznego (przez co wzmacnienie  $K$  będzie narastać logarytmicznie). Zwarto wprowadzenia 2 i 3 potencjometru, aby zniwelować efekt tracenia kontaktu wprowadzenia 2 z wyjściem wzmacniacza w momencie przekręcania pokrętła. Dzięki takiemu rozwiązaniu w rozważanym przypadku w pętli sprzężenia zwrotnego występuje rezystancja  $100k\Omega$  (między zaciskami 1 i 3) a nie rozwarcie (między 1 i 2), co byłoby równoznaczne z pracą układu z otwartą pętlą. W testach odsłuchowych powodowałoby to możliwe występowanie trzasków w momencie poruszania pokrętła potencjometru. Maksymalne równoległe rezystancje potencjometru między zaciskami 1 i 2 oraz 1 i 3 są równoważne rezystancji  $R_f = 50k\Omega$  i określają maksymalne wzmacnienie bloku równe  $K = 2,5$ . Równolegle do potencjometru umieszczono na schemacie kondensator, który został dodany opcjonalnie. W przypadku rzeczywistych aktywnych filtrów dolnoprzepustowych narastanie tłumienia występuje do pewnej częstotliwości a potem tłumienie maleje. Kondensator ten przeciwdziała temu zjawisku, gdyż tworzy z równoległą rezystancją (potencjometru) filtr dolnoprzepustowy, który miałby częstotliwość odcięcia ustawioną na wyższych częstotliwościach. Wadą tego rozwiązania jest zmiana częstotliwości odcięcia filtra przy regulacji poziomu sygnału. Częstotliwość odcięcia w tym filtrze określana jest wzorem (3.6).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.6)$$

$C_f$  – pojemność kondensatora w pętli sprzężenia zwrotnego

Z tego samego powodu jak w przypadku bloku demodulatora niezbędne jest wykorzystanie precyzyjnego napięcia odniesienia  $2,5V$ , którego potrzeba użycia została już opisana w poświęconym jemu podrozdziale. Schemat elektryczny bloku regulatora głośności został przedstawiony na rysunku 3.17.



Rys. 3.17. Schemat elektryczny bloku regulatora głośności

Wykorzystane elementy:

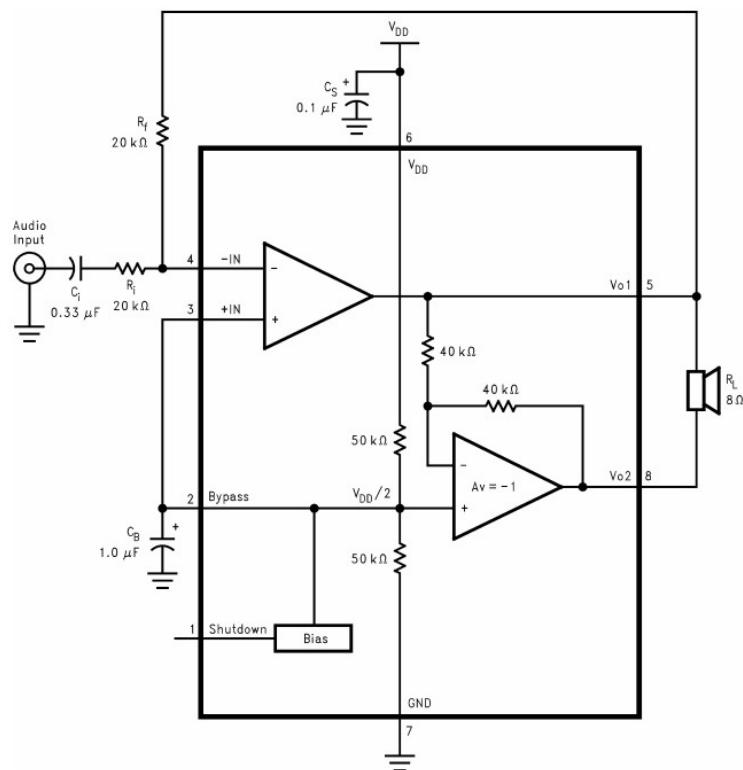
- R8, R10 – rezystory SMD,
- RV1 – potencjometr logarytmiczny osiowy,
- C12 – kondensator MLCC C0G,
- U3A – wzmacniacz operacyjny AD8032,
- JP4 – wyjmowana zwora do separacji bloków.

### 3.3.6. Końcówka mocy

Ostatnim blokiem układu odbiornika w torze przesyłanego sygnału jest końcówka mocy. Sygnał wejściowy będzie miał postać użytecznego sygnału audio wraz ze składową stałą 2,5V. Aby nie wywierać stałego naprężenia na głośniku i go nie uszkodzić, przed podaniem sygnału na przetwornik konieczne jest usunięcie składowej stałej. Sygnał zostaje wzmacniony prądowo, a następnie podany na wyjście słuchawkowe Jack 3,5mm. Ponadto zastosowano filtr górnoprzepustowy, w celu ograniczenia pasma, co w efekcie zmniejsza poziom szumów.

Do tej aplikacji najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie wzmacniacza audio małej mocy. Sygnał wychodzący z poprzedniego bloku nie byłby w stanie wytworzyć na głośniku dostatecznie dużej mocy. Prąd wyjściowy większości wzmacniaczy operacyjnych, wynoszący zwykle 20-100mA, jest zbyt mały by wysterować głośnik o impedancji  $8\Omega$  mocą powyżej 100mW. Postanowiono skorzystać z rozwiązania w postaci układu scalonego LM4861. Umożliwia on wzmacnienie pojedynczego kanału co w tej aplikacji jest wystarczające. Producent deklaruje, że przy zasilaniu 5V i obciążeniu  $8\Omega$ , układ będzie generował 1W mocy w sposób ciągły, przy zniekształcenach nieliniowych z szumem kanału THD+n w najgorszych warunkach do 1%. Układ znajduje się w kompaktowej obudowie SO-8, a do jego aplikacji nie jest wymagana duża ilość elementów. Do obowiązków projektanta należy jedynie wstawienie

kondensatorów filtrujących między liniami zasilania, rezystorów wyznaczających wzmacnienie układu, jak również kondensatorów tworzących wraz z rezystorami filtry. Schemat ideowy układu LM4861 został przedstawiony na rysunku 3.18.



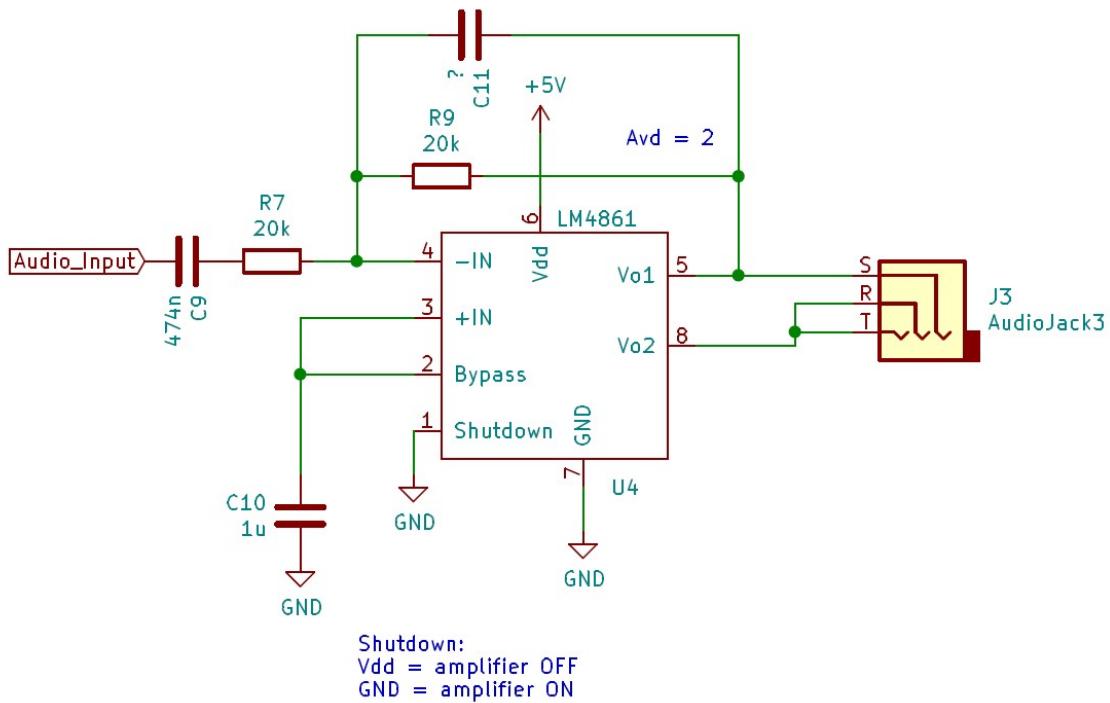
Rys. 3.18. Schemat ideowy wraz z typową aplikacją LM4861[21]

Układ składa się z 2 wzmacniaczy mocy w konfiguracji mostkowej (ang. Bridge-connected). Na wejścia nieodwracające wzmacniaczy podawane jest napięcie referencyjne 2,5V. Rezystory  $R_i$  i  $R_f$  tworzą układ wzmacniacza odwracającego, których dobrano równe wartości  $20\text{k}\Omega$ . Korzystając ze wzoru (3.5), wartość wzmacnienia jest równa  $K = -1$ . Wyjście tego wzmacniacza (wyprowadzenie 5) tworzy z wewnętrznymi rezystorami o równych wartościach kolejny wzmacniacz odwracający. W wyniku tego na wyprowadzeniu 8 otrzymuje się sygnał z wyprowadzenia 5 w przeciwej fazie. Umieszczając głośnik między wyjściami 5 i 6, amplituda sygnału, jak również jej maksymalny zakres wartości podwaja się. Dzięki tej konfiguracji, maksymalna amplituda na głośniku osiąga około 5V, a składowa stała zostaje usunięta.

Kondensator C11 wprowadza identycznie, tak jak w bloku regulatora głośności, filtr dolnoprzepustowy. W tym przypadku rezystancja  $R_f$  jest stała, więc częstotliwość graniczna  $f_c$  również jest niezmienna. Jej wartość opisuje wzór (3.6). Kondensator sprzęgający C9 blokuje składową stałą przed wejściem do końcówki mocy. Również tworzy filtr górnoprzepustowy z rezystorem  $R_i$  i jest opisany wzorem (3.7).

$$f_C = \frac{1}{2\pi R i C_i} \quad (3.7)$$

Ze wzoru (3.7) dla wartości  $C_i = 474\text{nF}$  i  $R_i = 20\text{k}\Omega$  otrzymano wartość teoretyczną częstotliwości odcięcia  $f_c \approx 16,8\text{Hz}$ .



Rys. 3.19. Schemat elektryczny bloku końcówki mocy

Jako wyjście, w projekcie posłuży gniazdo słuchawkowe Jack 3,5mm. Na rynku istnieje wiele odmian tego złącza: z 2,3 lub 4 kanałami, bez przełączników lub z przełącznikami. Przełączniki umożliwiają detekcję wprowadzenia przewodu do gniazda, co mogłoby być przydatne w systemach, gdzie wymagane jest przełączanie sygnału między różnymi wyjściami (na przykład między głośnikiem a słuchawkami). Do realizacji tego projektu wykorzystano odmianę z 3 kanałami bez przełączników. Wybrane rozwiązanie ma 3 wyprowadzenia: S (Sleeve) przesyłający poziom odniesienia, R (Ring) przesyłający prawy kanał oraz T (Tip) przesyłający lewy kanał. W związku z faktem, że odbiornik ma za zadanie wyprowadzić sygnał jednokanałowy (mono), jest on przesyłany równocześnie do wyprowadzeń R i T.

Wykorzystane elementy:

- R7, R9 – rezystory SMD,
- C9, C11 – kondensator MLCC C0G,
- C10 – kondensator poliestrowy MKT,
- U4 – wzmacniacz mocy audio LM4861,
- J3 – złącze Jack 3,5mm

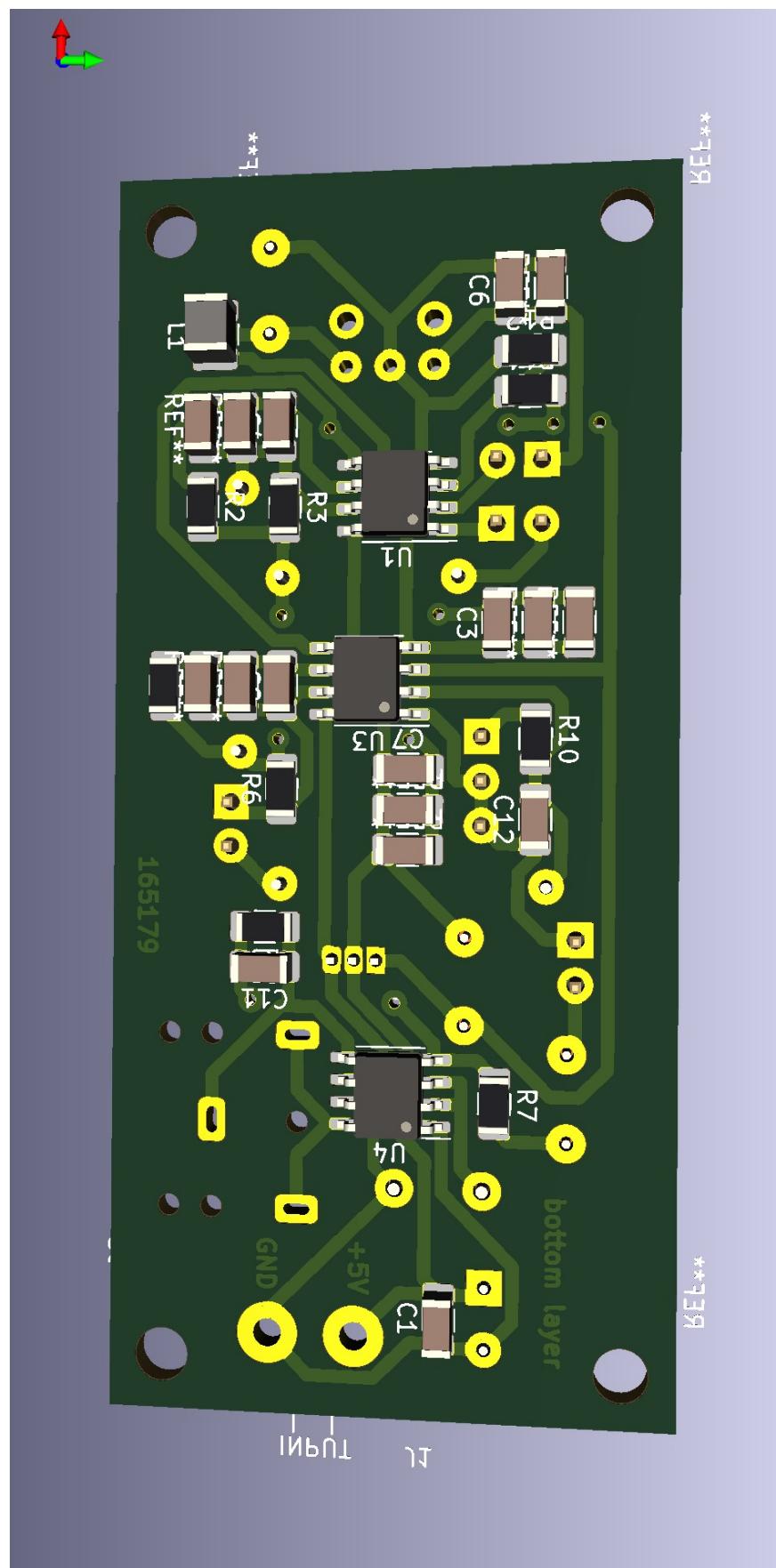
### **3.4. Obwód drukowany**

Po stworzeniu schematu elektrycznego, kolejnym zadaniem do wykonania było zaprojektowanie płytki PCB prototypu odbiornika. Zgodnie z ustaleniami projektowymi wykonano obwód drukowany na pojedynczej warstwie Bottom. Motywacją projektanta było zrealizować cel przy: wykorzystaniu najmniejszej ilości zwor, wykonaniu całości na najmniejszej powierzchni, zachowując przy tym najkrótsze i najprostsze ułożenie ścieżek. Projekt udało się wykonać korzystając z 5 zwor i zajmując powierzchnię 71,5mmx32,5mm.

Wybór komponentów był po części zależny od procesu projektowania PCB. Preferowane były elementy do montażu powierzchniowego, jednak w przypadku 3 rezystorów zdecydowano się na wykorzystanie elementów do montażu przewlekanego, w celu przeniesienia sygnału do bardziej odległego obszaru na płytce. Decyzje o tym podjęto w pierwszych próbach projektowania „na papierze”.

Proces ten zaczęto od rysowania elementów najbardziej komplikujących obwód tj. układów scalonych w obudowie SO-8, pod którymi przeprowadzono linie zasilania. Na początku toru został umieszczony nadajnik a na końcu zasilanie, ponieważ ostatnie części toru mogą wprowadzać wyższy pobór prądu. W wyniku tego procesu powstała idea projektu, który następnie przetworzono do wersji cyfrowej. Z ważniejszych czynności, w miejsce potencjometru wprowadzono footprint Pin header 1x3 o rastrze 2,54mm, jak również wprowadzono równolegle więcej padów lutowniczych w miejsca kondensatorów gdzie ważną rolę odgrywała dokładność użytej pojemności. Na końcu w narożnikach wprowadzono otwory montażowe odległe od krawędzi 6mm o średnicy Φ3mm i dodano napisy na warstwie Bottom.

Do procesu projektowania PCB i generacji plików produkcyjnych (gerber i plik wierceń) wykorzystano program KiCad. Dużą jego zaletą jest prostota, intuicyjność i fakt, że oprogramowanie jest w pełni darmowe. Ciekawą funkcją i udogodnieniem okazała się możliwość podglądu modelu 3d projektowanego obwodu drukowanego, co zostało przedstawione na rysunku 3.20. Mozaika PCB została zamieszczona w Dodatku B na końcu pracy.



Rys. 3.20. Model 3d prototypu odbiornika w programie KiCad

## 4. REALIZACJA

Po stworzeniu schematu elektrycznego, dobraniu elementów i narysowaniu obwodu drukowanego, przystąpiono do realizacji zaprojektowanego układu. Pierwszym krokiem było wygenerowanie plików gerber (opis ścieżek) i wierceń, które zostały dostarczone do firmy specjalistycznej zajmującej się wytwarzaniem płytka PCB. W międzyczasie zamówiono niezbędne komponenty, wylistowane w BOM (ang. Bill of materials) umieszczonym w Dodatku B.

### 4.1. Pomiar pojemności kondensatorów

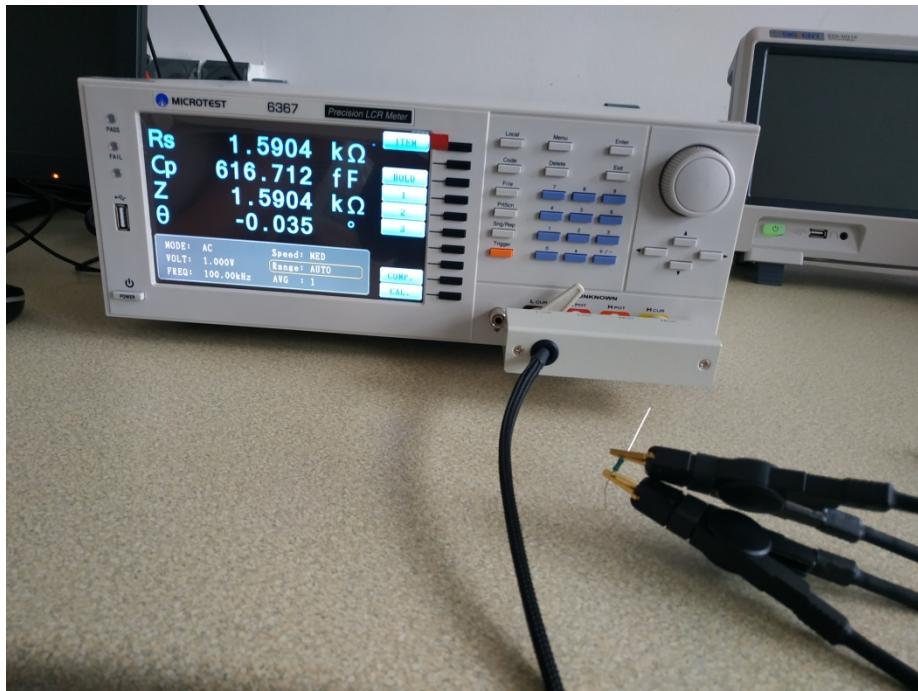
W celu wprowadzenia do bloku demodulatora dokładnych wartości pojemności, zdecydowano wykonać precyzyjne pomiary kondensatorów. Producent gwarantuje tolerancje tychże elementów na poziomie 5%, w odróżnieniu od użytych rezystorów 1%. Dla rezystorów uznano tą wartość za dostatecznie dobrą. Dokładność użytych elementów ma bezpośredni wpływ na finalny kształt charakterystyki częstotliwościowej filtra. Jak zostało wspomniane w podrozdziale 3.4, w miejsca kondensatorów umieszczone połączone równolegle 3 pary padów lutowniczych. Wprowadza to możliwość łączenia kondensatorów a ich wypadkowa pojemność będzie sumą składowych pojemności.

Do pomiaru wykorzystano mostek RLC MICROTEST 6367. Urządzenie bardzo precyzyjnie mierzy wartości parametrów elementów dla ich różnych schematów zastępczych. Przed dokonaniem pomiarów skalibrowano urządzenie pomiarowe. W tabeli 4.1. przedstawiono wyniki pomiarów dokonanych przy częstotliwości 100kHz.

Tabela 4.1. Wyniki pomiarów pojemności kondensatorów

Element	Pojemność nominalna [nF]	Pojemności składowe [nF]	Pojemność wypadkowa [nF]	Odchyłka [%]
C3	5,6	4,776; 0,833	5,609	0,2%
C4	2,2	2,19	2,19	0,5%
C7	16	15,33; 0,663	15,993	0,0%
C8	1	1,01	1,01	1,0%

W ich efekcie otrzymano odchyłkę wzgledną pojemności elementów nieprzekraczającą 1%. Problemem w czasie pomiaru okazało się stabilne utrzymanie kondensatorów w niewielkiej obudowie 1206 przez chwytki miernika. Na rysunku 4.1. przedstawiono sprzęt, na którym wykonywane były pomiary, badając wyrywkowo rezystor 1.6kΩ.



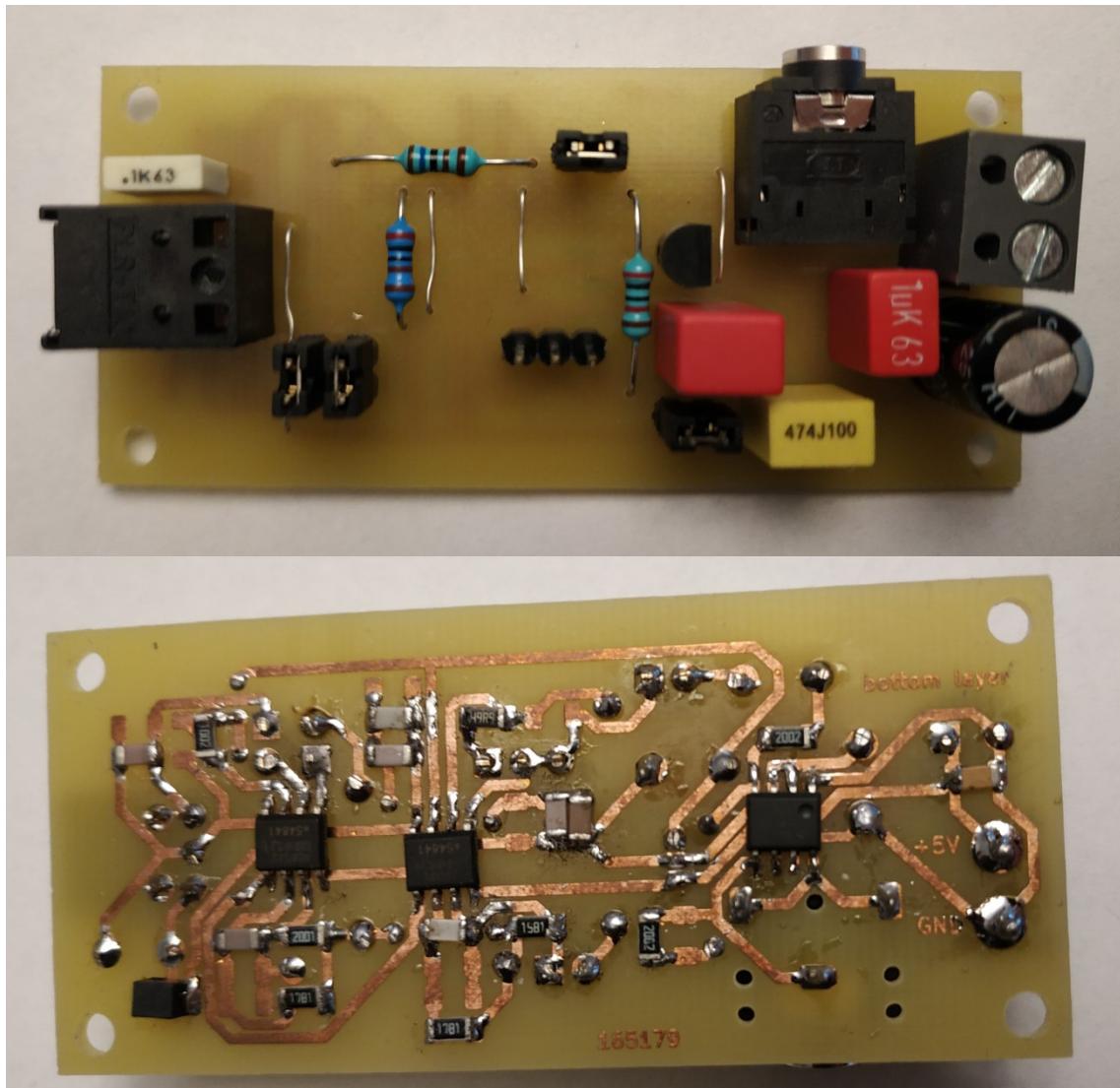
Rys. 4.1. Mostek RLC MICROTEST 6367

#### 4.2. Montaż i uruchomienie układu

Po skompletowaniu wszystkich niezbędnych elementów dokonano fizycznej realizacji układu. Do montażu odbiornika niezbędne było wygenerowanie i wydrukowanie schematu montażowego. W projekcie płytki odznaczono widoczność wszystkich niepotrzebnych warstw zostawiając jedynie warstwy opisu (F.Fab i B.Fab) tworząc w ten sposób tzw. schemat montażowy. Kolejną czynnością było przylutowanie elementów do obwodu drukowanego. Wykonano tą czynność ręcznie, korzystając z lutownicy kolbowej.

Po połączeniu elementów układu, sprawdzono poprawność działania zbudowanego układu. W pierwszej kolejności przetestowano ciągłość połączeń przylutowanych elementów za pomocą sygnalizatora akustycznego zawartego w multymetrze. Założono, że każdy blok będzie sprawdzany po kolei, od wejścia sygnału do wyjścia. W tym celu wyjęto wszystkie wyjmowane zwory. Następnie podłączono zaciski złącza zasilania J1 i podano na nie stabilizowane napięcie 5V z zasilacza laboratoryjnego. Upewniono się woltomierzem czy napięcie te występuje na wyprowadzeniach układów scalonych. Dodatkowo sprawdzono, czy układ nie ma problemów z nadmiernym nagrzewaniem się. Po pomyślnym przejściu powyższych testów, zaczęto sprawdzać po kolejno indywidualnie każdy blok. Sygnał wejściowy pochodził z kompatybilnego nadajnika i był przesyłany plastikowym kablem światłowodowym Toslink 1mm o długości 1 metra. Do wyprowadzenia 1 zwory JP1 (wyjścia odbiornika) podłączono oscyloskop. Zaobserwowano sygnały prostokątne o zmieniającej się szerokości impulsu, co jest zgodne z przewidywaniami. Następnie po założeniu zwory JP1 i podpięciu sondy kanału 2 do pinu 1 zwory JP2 (wyjście bufora) zaobserwowano podobny przebieg do tego z odbiornika (kanał 1).

Sygnal ten był odwrócony w fazie, nieznacznie opóźniony, z dłuższym czasem zarastania i opadania. W kolejnym kroku założono zworę JP2 a sondę 1 kanału umieszczono na 1 wyprowadzeniu zwory JP3 (wyjście filtra). Na oscyloskopie wyświetlany był analogowy sygnał harmoniczny. Później założono zworę JP3 i podpięto sondę 2 kanału do pinu 1 zwory JP4. Rezystancja potencjometru była ustaliona na  $20\text{k}\Omega$ , co odpowiadało wzmacnieniu równemu 1, dlatego w kanale 2 widoczny był identyczny sygnał jak w kanale 1, tylko w przeciwej fazie. Ostatnim etapem było sprawdzenie bloku końcówki mocy. Wykonano go przez test odsłuchowy całego systemu. Na wejściu nadajnika podano sygnały audio utworów muzycznych i słuchano ich na słuchawkach podłączonych do odbiornika. Odczucia z tego testu były pozytywne. Jakość dźwięku była dobra, jedynie słyszalny był lekki szum. Prawdopodobnie spowodowane było to zbyt szerokim pasmem przenoszenia układu a dokładniej zbyt dużą wartością kondensatora C9. W związku z pozytywnym wynikiem testu odsłuchowego postanowiono nie włutowywać rezystora R12 (R11 pełni funkcję zwory) oraz kondensatorów C11 i C12. Na rysunku 4.2. zaprezentowano zdjęcia uruchomionego układu.



Rys. 4.2. Zdjęcia wykonanego prototypu odbiornika

#### **4.3. Badanie parametrów układu**

Po sprawdzeniu poprawności działania układu, dokonano pomiarów charakterystyk urządzenia. W tym podrozdziale przedstawiono pomiary charakterystyki częstotliwościowej, jak również pomiary zniekształceń nieliniowych. Do badań obu parametrów wykorzystano analizator sygnałów elektrycznych m.cz. SR785 firmy Stanford research systems. W ten sposób sprawdzono czy zrealizowany prototyp charakteryzuje się właściwościami zbliżonymi do tych, które wyznaczono w procesie projektowania.

W efekcie końcowym najwięcej informacji przekazuje charakterystyka całego toru, w którym przesyłany jest sygnału audio. Określa ona czy urządzenie posiada oczekiwane właściwości i sprawdza czy pośrednie bloki nie pogarszają oczekiwanej charakterystyki. W tym pomiarze pominięto jednak blok odbiornika i bufora. Pomiar charakterystyk częstotliwościowych był dokonywany przez wysyłanie sygnału harmonicznego o ustalonej przez operatora amplitudzie (1V) z ewentualną składową stałą (2,5V) i rejestrowanie napięcia na wyjściu układu. Aby móc zbadać blok odbiornika, konieczne byłoby podawanie sygnału z generatora miernika do idealnego nadajnika, który by go modulował a następnie podawał przez medium transmisyjne do odbiornika a proces ten by nie wprowadzałby przy tym dodatkowego tłumienia i zniekształceń. Rozwiązanie te umożliwiłoby sprawdzenie również bloku bufora. Blok bufora jest użyteczny przy przesyłaniu zmodulowanego sygnału PWM. Komparator jest elementem nieliniowym i uniemożliwia pomiar sygnału harmonicznego. Wobec powyższego, zdecydowano pominąć oba bloki i prowadzić pomiary całego toru od filtra dolnoprzepustowego. Zrezygnowano z pomiaru z wykorzystaniem układu nadawczego i medium aby nie degradowały pomierzonych parametrów układu.

W przypadku obu pomiarów problemem okazały się połączenia między miernikiem a badanym układem. Analizator sygnału doposażono w przewody będące przejściówką BNC na żeński pin header. Pierwotnie próbowało łączyć przewody te bezpośrednio do prototypu, jednak wadą tego rozwiązania były luzy przewodów na złączach w płytce. Powodowało to duże przekłamanie pomiarów. W efekcie najmniejsze poruszenie badanego układu powodowało zmiany przy tych samych teoretycznych warunkach pomiarowych. Problem wyeliminowano przez bezpośrednie włutowanie męskich przewodów pin header w wybrane otwory (pady) na obwodzie drukowanym, które następnie połączono bezpośrednio do żeńskich przewodów pin header. Problem ten występował jedynie w konfiguracji umożliwiającej pomiary urządzenia. Przy założonych zworach (JP1, JP2, JP3, JP4) na złącza, urządzenie bez problemu przeszło test odsłuchowy w podrozdziale 4.2. Po wykonaniu pomiarów ponownie włutowano złącza kołowe w miejsca wyjmowanych zwor.

W przypadku obu pomiarów pewnym problemem okazał się niezbyt szeroki zakres mierzonych częstotliwości przez analizator, wynoszący 100kHz.

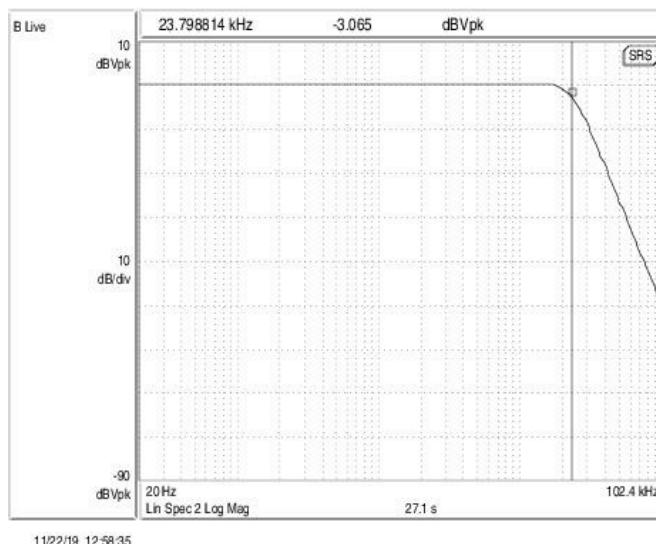
#### 4.3.1. Charakterystyki częstotliwościowe układu

W pracy tej niezbędne było zawężenie pasma przenoszenia sygnałów do częstotliwości słyszalnych przez człowieka. W ten sposób zmniejszono poziom szumów, jak również zoptymalizowano pracę wzmacniacza audio i głośnika. W tym celu wykonano 3 pomiary charakterystyk częstotliwościowych (amplitudy):

- 1) Filtru dolnoprzepustowego (zawartego w demodulatorze),
- 2) Filtru górnoprzepustowego (zawartego w końcówce mocy),
- 3) Całego toru sygnału (od demodulatora).

Operator wybiera zakres częstotliwości i poziomu sygnału po czym, analizator SR785 sam mierzy charakterystykę badanego obiektu. Proces rysowania charakterystyki jest powtarzany w sposób ciągły przez co widoczny wykres charakterystyki częstotliwościowej jest stale aktualizowany.

Pomiar 1 wykonano podpinając przewód od generatora miernika do pinu 2 zwory JP2 (wejście filtra), a wejście kanału 1 A do pinu 1 zwory JP3 (wyjście filtra). Efekt zaprezentowano na zdjęciu 4.3.



Rys. 4.3. Charakterystyka amplitudowa demodulatora

Pomierzona częstotliwość odcienia filtru wynosi 23,8kHz, podczas gdy jego wartość przewidywana z symulacji wynosiła 23,66kHz. Tłumienie na częstotliwości 100kHz pomierzono na poziomie około 48dB, kiedy jego wartość z symulacji jest równa 50,1dB. Charakterystyka filtru zgadza się z przewidywaniami – jest to dolnoprzepustowy filtr Butterworth 4 rzędu, a wartości pomierzone są dostatecznie bliskie oczekiwany.

Pomiar 2 dotyczył charakterystyki końcówki mocy, a dokładnie filtra górnoprzepustowego. Podłączono przewód od generatora miernika do pinu 2 zwory JP4 (wejście końcówki mocy). Wzmacniacz działa w konfiguracji mostkowej, czyli posiada wyjście

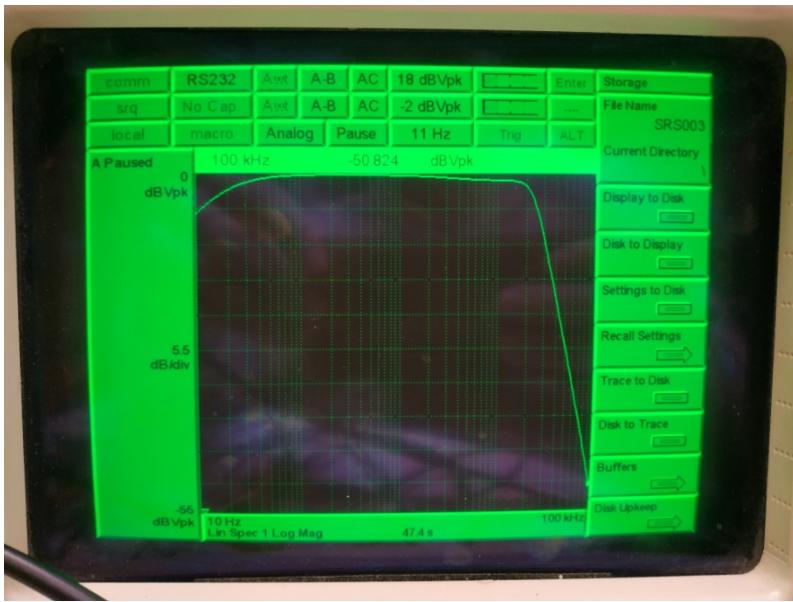
różnicowe, które jest różnicą dwóch sygnałów w przeciwej fazie. Aby dokonać pomiaru skorzystano z przejściówk Jack 3,5mm na 2 męskie pin header. Przewody te wpięto następnie w wejścia A i B kanału 1 pracujące w trybie różnicowym. Na rysunku 4.4. przedstawiono charakterystykę końcówki mocy.



Rys. 4.4. Charakterystyka amplitudowa końcówki mocy

Wartość kondensatora C9 była tak dobrana aby  $f_c$  była minimalnie mniejsza od 20Hz (16,8Hz). Według pomiaru na 20Hz występuje tłumienie 2,648dB, zatem jest to wartość mniejsza od 3dB, co zgadza się z oczekiwaniami. Nieoczekiwane natomiast okazało się narastanie tłumienia od częstotliwości około 1kHz. Założono że może to być spowodowane niedostatecznie dobrymi połączeniami w trakcie pomiaru.

Na końcu dokonano pomiaru całego toru sygnału. Przewód od generatora aparatury pomiarowej podłączono jak przy 1 pomiarze (do wejścia filtra), a wyjście różnicowe układu podłączono identycznie jak w pomiarze 2. Ustawiono na regulatorze głośności wzmacnienie  $K = 1$  i założono zworę JP3 i JP4. W efekcie otrzymano iloczyn transmitancji bloków: filtru, regulatora głośności i końcówki mocy. Wynik przedstawiono na zdjęciu 4.5.



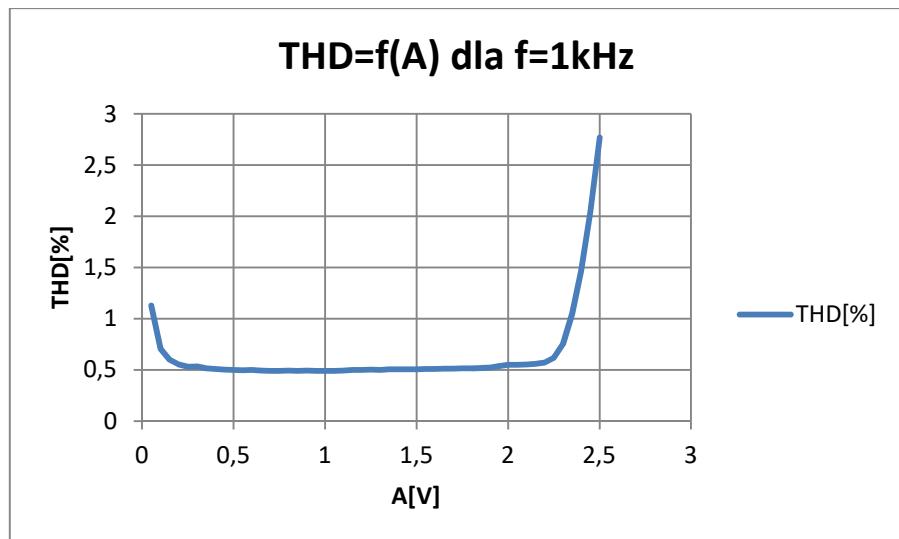
Rys. 4.5. Charakterystyka amplitudowa toru sygnału

Na podstawie rysunku 4.5 można stwierdzić, że układ filtruje częstotliwości zgodnie z złożeniami, a blok pośredniczący w transmisji i ścieżki łączące bloki nie wpływają diametralnie na efekt końcowy w prototypie.

#### 4.3.2. Pomiar zniekształceń nieliniowych

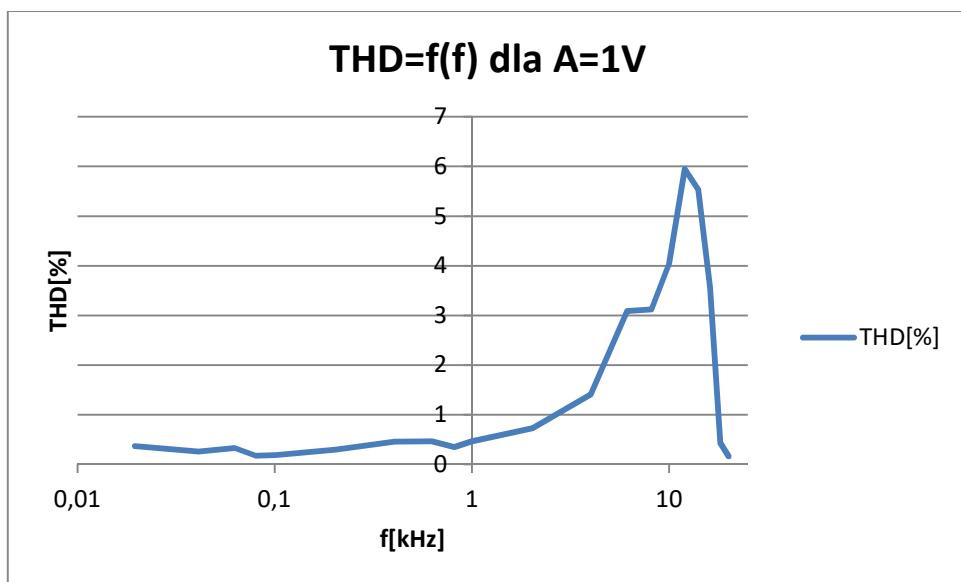
Oczekiwane jest aby układ wprowadzał jak najmniejszą wartość procentową zniekształceń nieliniowych THD. Gwarantowałby to wierne odtworzenie sygnału z przed modulacji, co oznacza dobrą jakość dźwięku w testach odsłuchowych. W związku z impedancją  $1\text{M}\Omega$  wejścia miernika, postanowiono w trakcie pomiarów równolegle obciążyć wyjście układu. Aby zasymulować pracę końcówki mocy obciążonej głośnikiem do wyjścia odbiornika dołączono rezystor przewlekany, metalizowany,  $8,25\Omega$  z tolerancją 1%. Wykonano również pomiary bez obciążenia rezystorem i wartości THD były małe, rzędu setnych części procenta.

W celu pomiaru całego toru sygnału (od demodulatora) podpięto przewód od generatora miernika do pinu 2 zwory JP2 (wejście filtru), a do gniazda Jack 3,5mm wprowadzono wspomnianą wcześniej przejściówkę. Przewody męskie pin header wprowadzono na oddzielne szyny na płytce stykowej, które następnie połączono rezystorem  $8,25\Omega$ . Męskimi przewodami pin header połączono obie szyny z płytka stykowej do końcówek żeńskich przewodów od wejść A i B kanału 1, pracujących w trybie różnicowym. Podczas pomiarów brano pod uwagę 10 kolejnych harmonicznych badanego sygnału. W pierwszej kolejności wykonano serię pomiarów THD dla częstotliwości 1kHz, zmieniając amplitudę od 50mV do 2,5V z krokiem co 50mV. Wynik zaprezentowano na rysunku 4.6.



Rys. 4.6. Pomiar THD dla f=1kHz

Wartość procentowa THD dla większości zakresu amplitudy oscyluje w granicach 0,5%. Najniższą wartość otrzymano dla amplitudy równej 1V. Dla tej wartości amplitudy pomierzono następnie charakterystykę częstotliwościową układu. Dla częstotliwości wyższych od 8,125kHz, w związku z ograniczoną częstotliwością pomiarową urządzenia, pomiary nie obejmowały 10 kolejnych harmonicznych badanego sygnału. Na rysunku 4.7. przedstawiono charakterystykę częstotliwościową THD układu.



Rys. 4.7. Pomiar THD dla A=1V

Dla częstotliwości do 8kHz pomiary oddają wiernie właściwości układu. Widoczne jest, że układ lepiej radzi sobie z mniejszymi częstotliwościami.

## **5. PODSUMOWANIE**

Celem projektu było wykonanie odbiornika sygnałów świetlnych audio. Aby rozpocząć pracę wykonano badania nad możliwymi rozwiązaniami w wyniku czego podjęto decyzję o zastosowanym medium transmisyjnym i sposobie transmisji. Następnie stworzono schemat elektryczny, dobrano komponenty i zaprojektowano obwód drukowany. Obwód ten został zrealizowany na pojedynczej warstwie (Bottom) a powierzchnia na której się on znajduje jest równa jedynie 71,5mmx32,5mm. Pliki wynikowe projektu przekazano firmie specjalistycznej w celu wykonania obwodu drukowanego, po czym samodzielnie zmontowano zaprojektowany układ. Gotowy układ uruchomiono a następnie poddano testom w celu ocenienia zgodność rzeczywistych wartości parametrów prototypu z wartościami teoretycznymi.

Urządzenie umożliwia odbiór zmodulowanego sygnału audio (20Hz-20kHz) przesyłanego na częstotliwości nośnej wynoszącej 200kHz. Odczucia z testu odsłuchowego były pozytywne, sprzęt nie odstaje znacząco od dzisiejszych standardów. Pomyślnie zrealizowano cele pracy, spełniając przy tym wszystkie założenia projektowe. Układ cechuje się prostą konstrukcją, względnie niską ceną i dobrymi parametrami sygnałowymi.

Skonstruowany układ znajdzie zastosowanie wszędzie tam, gdzie zaletą w transmisji będzie izolacja galwaniczna między dwoma urządzeniami elektronicznymi lub odporność na zakłóczenia elektromagnetyczne. Ograniczeniami odbiornika jest ograniczenie pasma przesyłanych sygnałów od strony małych częstotliwości i ograniczenie maksymalnej odległości między komunikującymi się urządzeniami. Poza oczywistym przykładem użycia urządzenia do transmisji sygnałów audio alternatywnym wykorzystaniem może być system komunikacji urządzeń przemysłowych, w szczególności w technice wysokich napięć.

W przypadku kontynuacji pracy nad projektem, należałoby podjąć działania prowadzące do poprawy charakterystyk układu lub dostosowaniu układu do indywidualnych wymogów aplikacji. W celu uzyskania lepszej jakości odtwarzanego dźwięku można zastosować końcówkę mocy charakteryzującą się mniejszymi zniekształceniami nieliniowymi THD. Ponadto można zlokalizować źródło szumów w przesyłanym sygnale i próbować maksymalnie zminimalizować jego wpływ.

## BIBLIOGRAFIA:

- [1] Midwinter J. E., Guo Y. L.: Optoelektronika i technika światłowodowa, Wydaw. Komun. I Łączn., Warszawa 1995.
- [2] Biernacki P. i inni: FTTH, czyli po co komu światłowód do domu?, Wydaw. KIGEiT, Kraków 2010.
- [3] Kurytnik I. P., Karpiński M.: Bezprzewodowa transmisja informacji, Wydaw. PAK, Warszawa 2008.
- [4] <https://sklep.wizro.pl/klawiatury-mysze-piloty/772-flirc-v2-odbiornik-podczerwieni-usb-ir.html> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [5] <http://grupaadamczyka91.blogspot.com/2009/11/swiatowod.html> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [6] [https://pl.wikipedia.org/wiki/Ca%C5%82kowite\\_wewn%C4%99trzne\\_odbicie](https://pl.wikipedia.org/wiki/Ca%C5%82kowite_wewn%C4%99trzne_odbicie) (dostęp 28.11.2019 r.)
- [7] Marciniak M., Łączność światłowodowa, WKŁ., Warszawa 1998.
- [8] <https://pl.wikipedia.org/wiki/T%C5%82umienno%C5%9B%C4%87> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [9] <https://www.dataoptics.com.pl/czytelnia/artykul/14,wlokn-wielomodowe> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [10] Leśnicki A.: Technika sygnałów analogowych, Wydaw. Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2014.
- [11] <https://encyklopedia.pwn.pl/haslo/modulacja;3942591.html> (dostęp 28.11.2019 r.) , na podstawie S. Haykin Systemy telekomunikacyjne, Warszawa 1998.
- [12] <https://pl.wikipedia.org/wiki/Modulacja> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [13] <https://pl.wikipedia.org/wiki/TOSLINK> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [14] Karta katalogowa TLE2426: TLE2426, TLE2426Y THE “RAIL SPLITTER” PRECISION VIRUAL GROUND SLOS098D – AUGUST 1991 – REVISED MAY 1998, Texas Instruments.
- [15] <https://www.digikey.com/product-detail/en/phoenix-contact/1984617/277-1721-ND/950849> (dostęp 30.11.2019 r.)
- [16] <https://www.digikey.com/product-detail/en/everlight-electronics-co-ltd/PLR135-T10/1080-1433-ND/2693961> (dostęp 28.11.2019 r.)
- [17] Karta katalogowa PLR135/T10: Photolink- Fiber Optic Receiver PLR135/T10, Everlight, 2017.
- [18] Karta katalogowa AD8032: 2.7 V, 800 µA, 80 MHz Rail-to-Rail I/O Amplifiers AD8031/AD8032 Rev. G., Analog Devices.
- [19] Karki J.: Active Low-Pass Filter Design, Application Report SLOA049B - September 2002, Texas Instruments.
- [20] Horowitz P., Hill W.: Sztuka elektroniki. 1 , wydanie 12 zmienione, WKŁ., Warszawa 2018.
- [21] Karta katalogowa LM4861: SNAS095C –MAY 1997–REVISED MAY 2013, Texas Instruments.

## **WYKAZ RYSUNKÓW:**

Rys. 2.1. Adapter USB-IrDa firmy FLIRC [4].....	8
Rys. 2.2. Budowa światłowodu [5] .....	9
Rys. 2.3. Zobrazowanie całkowitego wewnętrznego odbicia [6] .....	9
Rys. 2.4. Przykład zjawiska całkowitego wewnętrznego odbicia [6].....	10
Rys. 2.5. Ilustracja toru promieni w światłowodzie o profilu: a) gradientowym, b) skokowym [9].....	12
Rys. 2.6. Schemat blokowy metody z wykorzystaniem przetworników A/C i C/A.....	13
Rys. 2.7. Schemat blokowy modulacji.....	14
Rys. 3.1. Złącze męskie Toslink [13].....	17
Rys. 3.2. Proces modulacji PWM sygnału 10kHz przy fm=200kHz.....	18
Rys. 3.3. Zakres stabilności TLE2426ILP [14] .....	20
Rys. 3.4. Złącze zaciskowe do drutu [15] .....	21
Rys. 3.5. Schemat bloku zasilania .....	21
Rys. 3.6. PLR135/T10 [16] .....	22
Rys. 3.7. Charakterystyki czułości optycznej PLR135/T10 od: a) napięcia zasilania, b) prędkości transmisji [17] .....	22
Rys. 3.8. Zniekształcenia czasowe [17] .....	23
Rys. 3.9. Schemat bloku odbiornika .....	24
Rys. 3.10. Schemat bloku bufora .....	26
Rys. 3.11. Zależność napięcia na wejściu i wyjściu bufora od czasu dla wypełnień: a) d = 50%, b) d = 4,5%, c) d = 3,2% .....	27
Rys. 3.12. Symulacja sygnału wejściowego, zmodulowanego audio:.....	28
Rys. 3.13. Schemat topologii MFB.....	31
Rys. 3.14. Schemat elektryczny demodulatora.....	33
Rys. 3.15. Symulacja charakterystyki częstotliwościowej filtra .....	34
Rys. 3.16. Symulacja Monte Carlo.....	35
Rys. 3.17. Schemat elektryczny bloku regulatora głośności.....	37
Rys. 3.18. Schemat ideowy wraz z typową aplikacją LM4861[21] .....	38
Rys. 3.19. Schemat elektryczny bloku końcówki mocy .....	39
Rys. 3.20. Model 3d prototypu odbiornika w programie KiCad .....	41
Rys. 4.1. Mostek RLC MICROTEST 6367.....	43
Rys. 4.2. Zdjęcia wykonanego prototypu odbiornika .....	44
Rys. 4.3. Charakterystyka amplitudowa demodulatora .....	46
Rys. 4.4. Charakterystyka amplitudowa końcówki mocy.....	47
Rys. 4.5. Charakterystyka amplitudowa toru sygnału.....	48
Rys. 4.6. Pomiar THD dla f=1kHz .....	49
Rys. 4.7. Pomiar THD dla A=1V.....	49
Rys. A.1. Schemat blokowy układu odbiornika.....	54
Rys. A.2. Schemat elektryczny układu odbiornika .....	55
Rys. B.3. Projekt płytki PCB.....	56
Rys. B.4. Lista materiałowa.....	57

## **WYKAZ TABEL:**

Tabela 2.1. Tłumienność światłowodu ze szkła kwarcowego w poszczególnych oknach transmisyjnych [8].....	11
Tabela 4.1. Wyniki pomiarów pojemności kondensatorów.....	42

## **WYKAZ WZORÓW:**

$$\alpha_{gr} = \arcsin \left( \frac{n_2^2}{n_1} \right) \quad (2.1)$$

$$V = \frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 + n_2^2} \quad (2.2)$$

$$A_{dB} = 20 \log_{10}(A) \quad (3.1)$$

$$\Delta A = |2,5 - (V_{ref} - K(2,5 - V_{ref}))| \quad (3.2)$$

$$\Delta A = |2,5 - (V_{ref} - 2,5 + V_{ref})| \text{ dla } K = 1 \quad (3.3)$$

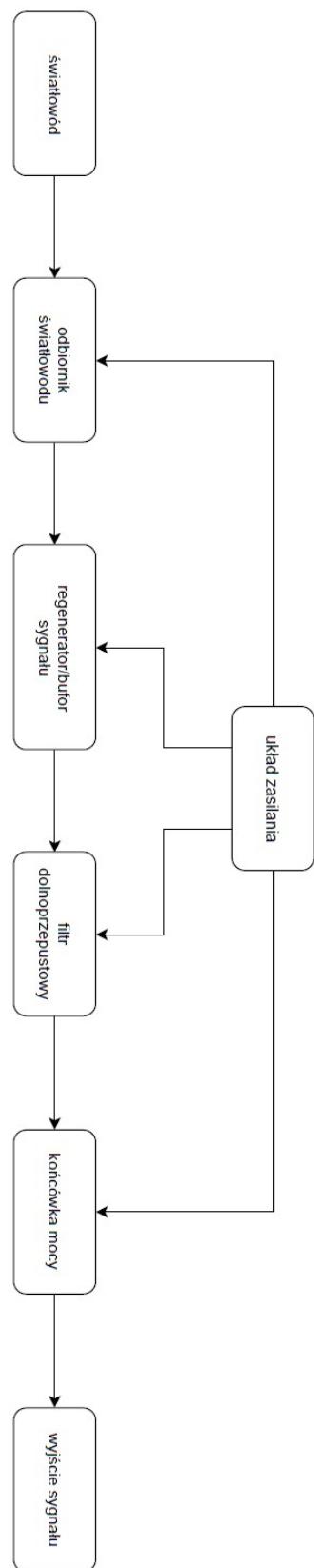
$$\Delta A = |5 - 2V_{ref}| \text{ dla } K = 1 \quad (3.4)$$

$$K = -\frac{R_f}{R_i} \quad (3.5)$$

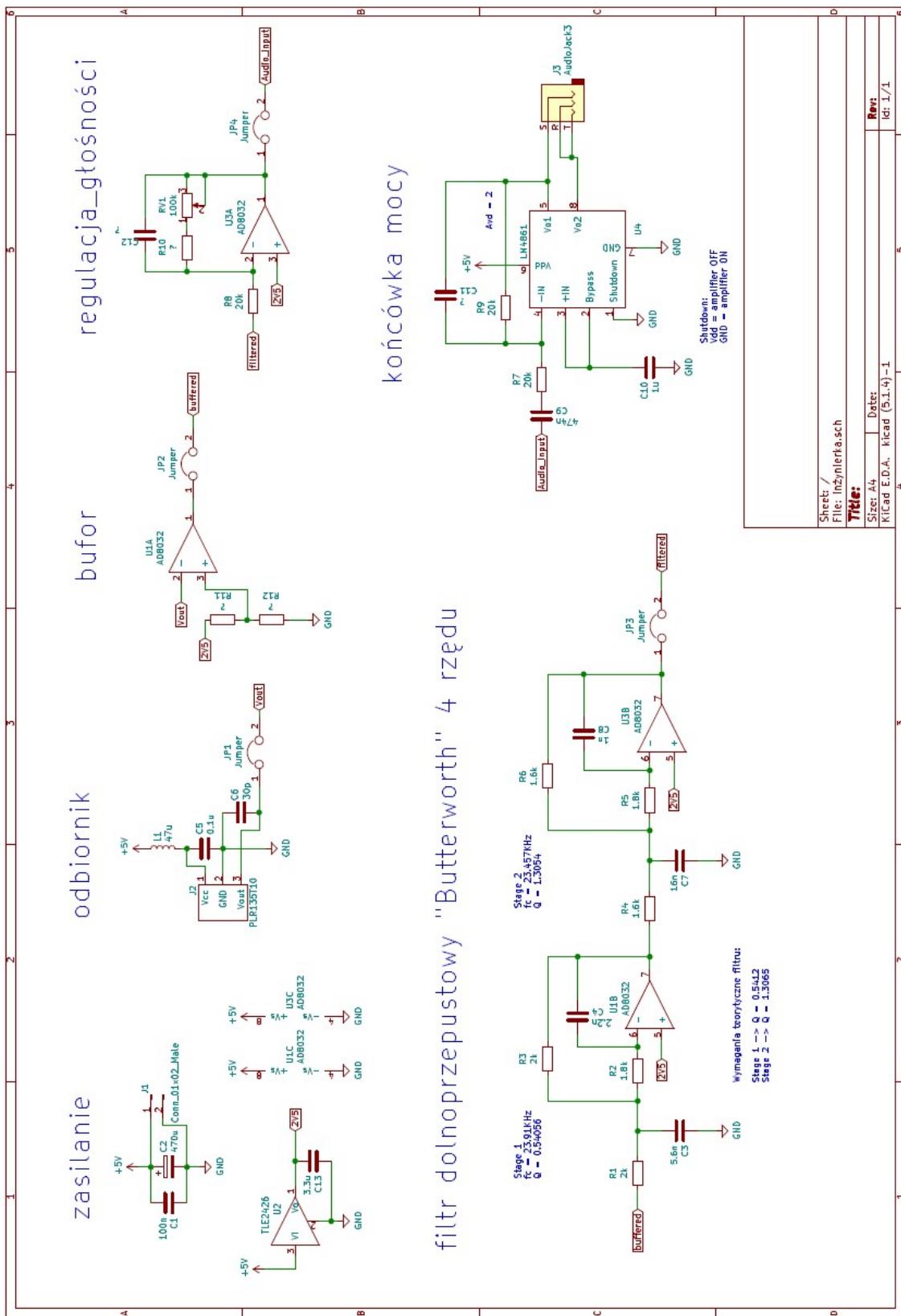
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.6)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i} \quad (3.7)$$

## DODATEK A:

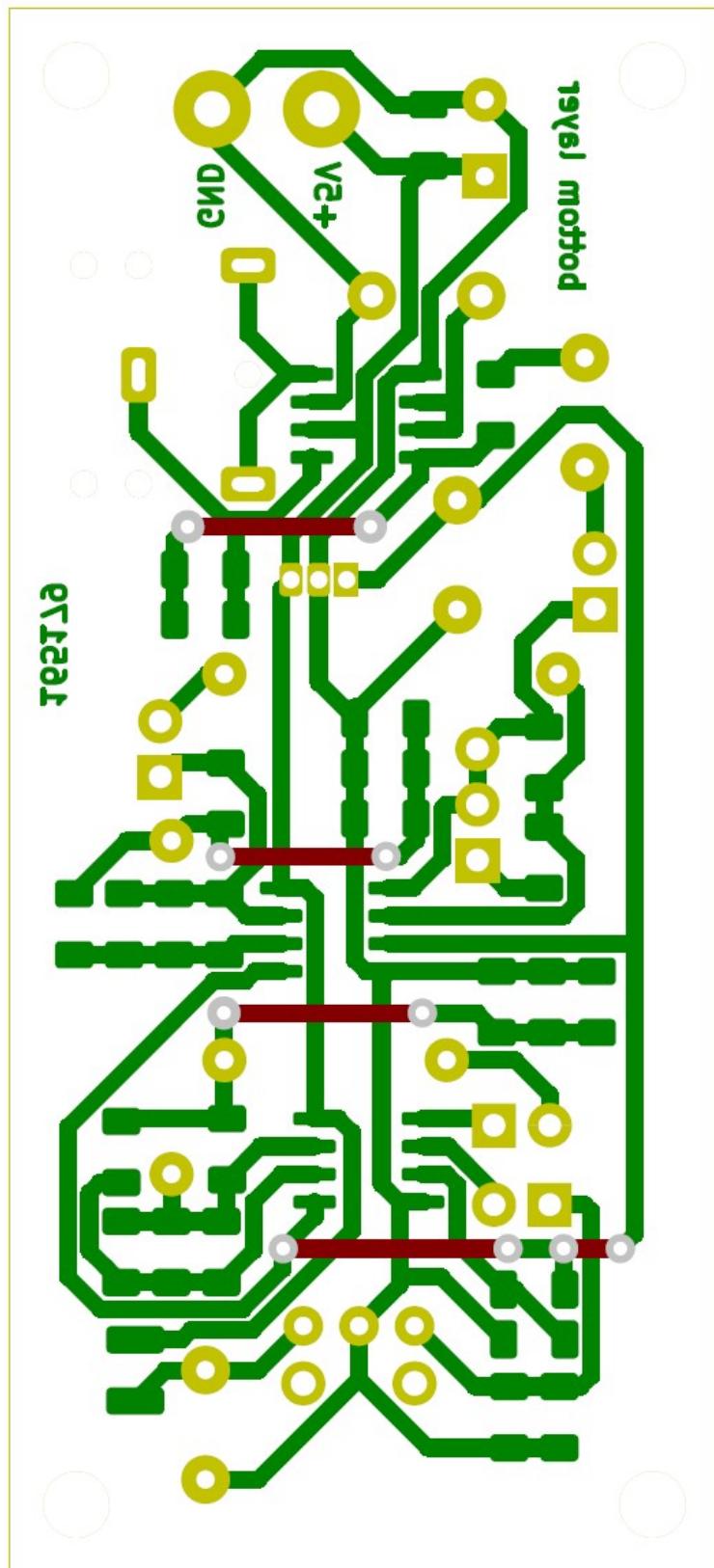


Rys. A.1. Schemat blokowy układu odbiornika



Rys. A.2. Schemat elektryczny układu odbiornika

**DODATEK B:**



Rys. B.1. Projekt płytki PCB

Id	Oznaczenie	Obudowa	Ilość	Oznaczenie
1 J1		zasilanie	1 Conn_01x02_Male	
2 J3		Jack 3.5mm	1 AudioJack3	
3 J2		PLR135T10	1 PLR135T10	
4 R7,R9		R_1206_3216Metric	2 20k	
5 REF**,REF**,REF**,REF**		naroznik	4 naroznik	
6 U4		SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	1 LM4861	
7 C13		C_Rect L7.2mm W5.5mm P5.00mm_FKS2_FKP2_MKS2_MKP2	1 3.3u	
8 C2		CP_Radial_D8.0mm_P3.50mm	1 470u	
9 C1		C_1206_3216Metric	1 100n	
10 L1		L_1210_3225Metric	1 47u	
11 R12,R11,R10		R_1206_3216Metric	3 ?	
12 REF**,REF**,REF**,REF**,REF**,REF**,REF**,REF**		C_1206_3216Metric	9 C_1206_3216Metric	
13 RV1		PinHeader_1x03_P2.54mm_Vertical	1 100k	
14 R8		R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P15.24mm_Horizontal	1 20k	
15 R4		R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P15.24mm_Horizontal	1 1.6k	
16 R2,R5		R_1206_3216Metric	2 1.8k	
17 R1		R_Axial_DIN0207_L6.3mm_D2.5mm_P10.16mm_Horizontal	1 2k	
18 R6		R_1206_3216Metric	1 1.6k	
19 R3		R_1206_3216Metric	1 2k	
20 C9		C_Rect L7.2mm W4.5mm P5.00mm_FKS2_FKP2_MKS2_MKP2	1 474n	
21 C3		C_1206_3216Metric	1 5.6n	
22 C4		C_1206_3216Metric	1 2.2n	
23 C5		C_Disc_D7.0mm_W2.5mm_P5.00mm	1 0.1u	
24 C6		C_1206_3216Metric	1 30p	
25 C7		C_1206_3216Metric	1 16n	
26 C8		C_1206_3216Metric	1 1n	
27 C10		C_Disc_D7.5mm_W5.0mm_P5.00mm	1 1u	
28 C11,C12		C_1206_3216Metric	2 ?	
29 JP1,JP3,JP2,JP4		PinHeader_2x01_P2.54mm_Vertical	4 Jumper	
30 U1,U3		SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	2 AD8032	
31 U2		TO-92L_Inline	1 TLE2426	

Rys. B.2. Lista materiałowa