

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica
Wydział Informatyki, Elektroniki i Telekomunikacji



Projekt dyplomowy

**Projekt niskoszumnego wzmacniacza mikrofalowego
pracującego w paśmie L do zastosowań w systemach
radioastronomicznych**

Autor: Mateusz Szczepaniak

Elektronika i Telekomunikacja

Promotor: dr inż. Robert Smolarz

Kraków, 24 czerwca 2025

Wstęp

Człowiek od zarania dziejów spoglądał na nocne niebo, starał się pojąć ruch gwiazd, zrozumieć fazy księżyca i precyzyjnie wyznaczyć pory roku. Obserwacje gołym okiem zastępowano coraz lepszymi teleskopami, które pozwoliły skatalogować gwiazdy i planety. Niezwykłego odkrycia dokonał Karl Jansky w 1931 roku, kiedy udowodnił, że okresowy sygnał odbierany przez jego system antenowy nie pochodzi z Ziemi [3]. Inżynier Bell Labs zapoczątkował w ten sposób rozwój nowej dziedziny nauki, skupiającej się wokół odbioru i analizy sygnałów radiowych pochodzących z kosmosu. Dzisiaj radioastronomia jest dynamicznie rozwijającą się dziedziną nauki, która wraz z rozwojem stosowanej elektroniki pozwala dostarczać kolejnych danych niezbędnych do zrozumienia otaczającego nas wszechświata. Postęp technologii umożliwia budowanie własnych niskoszumnych wzmacniaczy, stanowiących dobrą podstawę do amatorskich obserwacji kosmicznego szumu.

W niniejszej pracy podjęto się zaprojektowania, wykonania oraz pomiarów niskoszumnego wzmacniacza RF na pasmo L , pracującego w temperaturze pokojowej, który docelowo stanie się komponentem system radioastronomicznego, przeznaczonego do badań linii wodoru neutralnego o częstotliwości 1420 MHz.

Ponadto w ramach niniejszej pracy opracowany został układ niskoszumnego zasilacza dla wzmacniacza, zapewniający poprawną sekwencję załączeń poszczególnych napięć. Teoretycznym rozważaniom została poddana kwestia rozwiązań możliwych do wykorzystania w projekcie przełącznika źródeł sygnału o możliwie niewielkim tłumieniu.

Spis treści

1	Idea pracy	4
1.1	Pasmo L w radioastronomii	4
1.2	Odbiór słabych sygnałów radiowych	4
1.3	Rodzaje szumu	5
1.3.1	Szum termiczny	5
1.3.2	Szum śrutowy	6
1.3.3	Szum migotania	6
1.4	Wzmacniacz niskoszumny LNA	6
1.4.1	Analiza czwórnika i parametry S	7
1.4.2	Wzmocnienie G_T	8
1.4.3	Współczynnik szumu i temperatura szumowa	9
1.4.4	Stabilność	11
2	Założenia projektowe	12
2.1	Wybór tranzystora	13
2.2	Tranzystory HEMT	13
2.3	Układ polaryzacji tranzystora	13
2.4	Charakteryzacja tranzystora	14
3	Analiza i synteza bloków funkcjonalnych wzmacniacza	16
3.1	Dobór wartości współczynników odbicia	16
3.2	Układy dopasowania	17
3.2.1	Obwód dopasowania wejściowego	17
3.2.2	Obwód dopasowania wyjściowego	18
3.2.3	Pośredni obwód dopasowania	19
3.3	Symulacja teoretycznego modelu dwustopniowego wzmacniacza LNA	20
4	Implementacja dwustopniowego LNA	21
4.1	Układ polaryzacji	22
4.2	Sekcja obwodu dopasowania wejściowego	23
4.3	Sekcja obwodu dopasowania pośredniego	24
4.4	Sekcja obwodu dopasowania wyjściowego	24
4.5	Symulacja dwustopniowego wzmacniacza LNA	25
5	Walidacja prototypu wzmacniacza	26
5.1	Pomiar parametrów rozproszenia LNA	26
5.2	Pomiar współczynnika szumu wzmacniacza	28
5.3	Pomiar 1-decybelowego punktu kompresji wzmacniacza	29
5.4	Pomiar współczynnika zawartości harmonicznych	30
5.5	Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3)	31
5.6	Wnioski dotyczące pomiarów LNA	31
6	Układ automatycznego ustalania punktu pracy dwustopniowego wzmacniacza LNA	33
6.1	Schemat ideowy zasilacza	33
6.2	Projekt PCB zasilacza	34

6.3	Walidacja układu automatycznego ustalania punktu pracy dwustopniowego wzmacniacza LNA	35
7	Wybór przełącznika źródeł w radioastronomii	35
7.1	Przełączniki mechaniczne	36
7.2	Przełączniki oparte o diody PIN	36
8	Podsumowanie	36

1 Idea pracy

W tym rozdziale przedstawione zostały teoretyczne zagadnienia niezbędne do zaprojektowania niskoszumnego wzmacniacza pracującego w pasmie L . Osobnym rozważaniem będzie poddana kwestia wyboru rozwiązania projektowego dla przełącznika źródeł o możliwie niskim tłumieniu, umożliwiającym pracę jako pierwszy element toru odbiorczego.

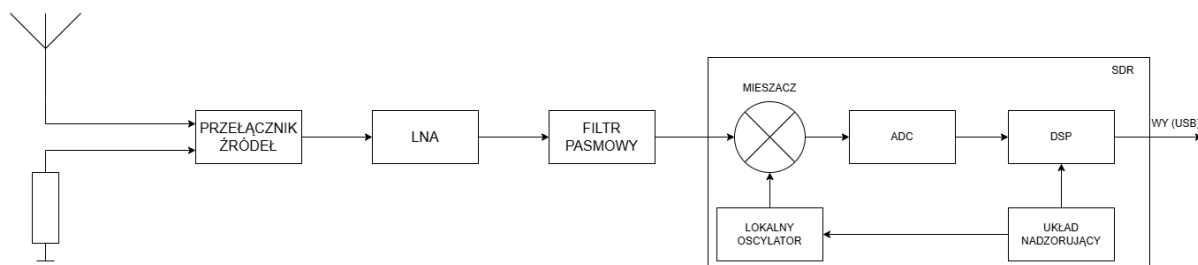
1.1 Pasma L w radioastronomii

Cały zakres dostępnych częstotliwości radiowych został podzielony na pasma, z których niektóre charakteryzują się ograniczonymi zasadami transmisji, inne przeznaczono np. na potrzeby krótkofalarstwa lub służb takich jak policji czy straży pożarnej. Częstotliwości radiowe związane z radioastronomią wynikają bezpośrednio z procesów zachodzących we wszechświecie. Linia rezonansu wodoru jest tutaj podstawowym przykładem, w którym rozpadowi cząsteczek H_2 towarzyszy emisja fali radiowej o długości 21cm i odpowiadającej jej częstotliwości 1420 MHz [5]. Wyznaczenie "strefy ochronnej" (ogólnoświatowego zakazu transmisji radiowej) dla tej częstotliwości umożliwia niezależne nasłuchy, owocujące lepszymi pomiarami i pozwalającą na dogłębsze poznanie początków wszechświata.

Dodatkowo, relatywnie niska częstotliwość wspomnianego zjawiska pozwala na prowadzenie amatorskich obserwacji przy użyciu szeroko dostępnych komponentów oraz anten. Mimo to projekt LNA (ang. *Low Noise Amplifier*) działającego w temperaturze pokojowej i wprowadzającego minimalny poziom szumu do systemu odbiorczego staje się zadaniem wymagającym zastosowania wyrafinowanych rozwiązań opartych o symulację i dobór odpowiednich elementów.

1.2 Odbiór słabych sygnałów radiowych

Uproszczenie toru radiowego zawdzięczamy prężnemu rozwojowi technologii odbiorników definiowanych programowo SDR (ang. *Software Defined Radio*), które zapewniają zakres częstotliwości wejściowych aż do kilku giga-herców. Pozwala to na ograniczenie zastosowanych elementów do przełącznika źródeł (opcjonalnie), wzmacniacza LNA oraz filtru pasmowego. Schemat blokowy odbiornika przedstawiono na rysunku 1.



Rysunek 1: Schemat blokowy toru odbiorczego radioteleskopu wykorzystującego radioodbiornik SDR.

Fala radiowa odebrana przez antenę trafia w postaci sygnału elektrycznego na wejście przełącznika źródeł, który w pomiarach radioastronomicznych przełącza źródło sygnału pomiędzy anteną, a rezystor o znanej temperaturze. Pozwala to na kalibrację szumową toru radiowego oraz eliminację różnic wynikających z mogącego się zmieniać w

czasie wzmocnienia toru odbiorczego. Następnie możliwie bezstratnie przenoszona jest na wejście wzmacniacza LNA, którego zadaniem jest jak największe wzmocnienie słabego sygnału RF, bez wprowadzania dodatkowego szumu pochodzącego od zastosowanych elementów elektronicznych i połączeń. Ostatnim blokiem przed wejściem SDR jest filtr pasmowy, który w sposób selektywny przepuszcza sygnał z zamierzonego pasma częstotliwości.

Czułość systemu jest wyrażona wzorem [1], wartość -174 dBm odpowiada szumowi termicznemu w temperaturze pokojowej dla pasma o szerokości 1 Hz:

$$S_i = (-174 + NF + 10\log BW + SNR_{req})[dBm] \quad (1)$$

gdzie:

NF — współczynnik szumu układu (ang. *NoiseFigure*), wyrażony w dB

BW — szerokość pasma

SNR_{req} — wymagany stosunek sygnału do szumu dla poprawnej demodulacji

1.3 Rodzaje szumu

Szum to niepożądane, losowe fluktuacje napięcia, prądu występujący w każdym systemie radiowym, mogący w znaczący sposób ograniczyć parametry odbioru. Szum może pochodzić z naturalnych źródeł np. kosmosu lub być skutkiem ubocznym ludzkiej działalności. Istnieje szereg kluczowych parametrów zależnych od zjawiska szumu, takich jak: stosunek sygnał - szum, zakres dynamiki i najniższy możliwy do odebrania sygnał. W radioastronomii szczególnie uciążliwy jest szum cywilizacyjny (zakłócenia wynikające z działalności człowieka), którego źródłem potrafią być wyższe harmoniczne niepożądanych sygnałów emitowanych przez słabej jakości zasilacze i przetwornice. Rozpoznanie, wykrycie i eliminacja tego typu zakłóceń bywa ciężka, a niekiedy niemożliwa, dlatego największe ośrodki tego typu powstają na uboczu, oddalone od potencjalnych, nieporządkanych sygnałów.

Ze względu na losowy charakter szumu, efektem uśredniania jest wynik równy zeru, dlatego wartość jaką się podaje w określeniu jego poziomu to średnia wartość kwadratowa, która wyraża rozproszoną moc szumu. Natomiast efektywna moc szumu źródła mierzona jest w średniej kwadratowej wartości RMS (ang. Root Mean Square).

1.3.1 Szum termiczny

Zdefiniowany w 1928 roku przez dwóch pracowników Bell Labs - Johna Johnsona i Harry'ego Nyquista - szum termiczny spowodowany jest ruchem swobodnych elektronów w ciałach stałych znajdujących się w temperaturze wyższej od zera absolutnego. Dotyczy to wszystkich rezystorów, ale również półprzewodników [4],[6] .

$$v_{n, \text{ thermal}} = \sqrt{4k_B T R \Delta f} \quad (2)$$

Gdzie:

k_B — stała Boltzmanna (1.38e-23[J/K])

T — temperatura bezwzględna [K]

R — rezystancja [Ω]

Δf — szerokość pasma [Hz]

1.3.2 Szum śrutowy

Rodzaj szumu ściśle związany ze złączem p-n w półprzewodnikach i wynika z nieregularnego przechodzenia nośników przez barierę potencjału. Fluktuację tego typu opisał Walter Schottky w 1918 roku i pierwotnie dotyczyła ona zmian prądu anodowego w lampach [8].

$$I_{n, \text{shot}} = \sqrt{2qI\Delta f} \quad (3)$$

Gdzie:

q — ładunek elementarny ($1.6 \cdot 10^{-19}$ [C])

I — średni prąd [A]

Δf — szerokość pasma [Hz]

1.3.3 Szum migotania

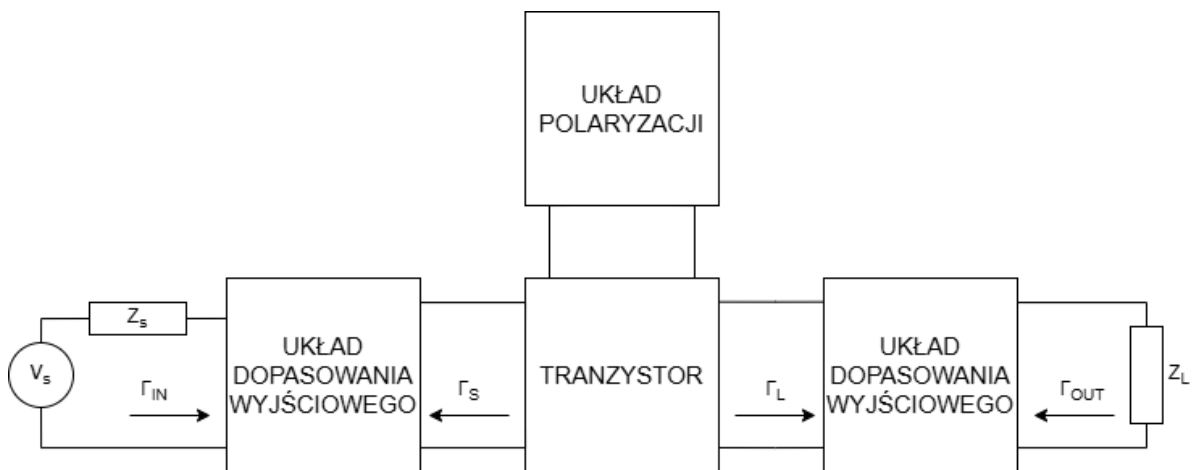
Szum migotania nazywany jest niekiedy szumem różowym występuję we wszystkich urządzeniach elektronicznych pracujących w niskich częstotliwościach. Powyżej 10 kHz jest pomijany, a powodowany jest defektami sieci krystalicznej półprzewodników [8].

1.4 Wzmacniacz niskoszumny LNA

Na podstawie wniosków z poprzedniej sekcji, wzmacniacz niskoszumny można uznać za jeden z kluczowych elementów toru odbiorczego, dlatego oprócz współczynnika szumu należy wziąć pod uwagę pozostałe parametry, decydujące o jego użyteczności w konkretnym zastosowaniu. Wzmocnienie, stabilność oraz liniowość są kluczowymi parametrami obok temperatury szumowej i w istotny sposób definiują LNA, jako element wzmacniający słaby sygnał wejściowy, bez zniekształcania go i dodawania szumu.

Teoretyczną analizę najważniejszych parametrów można przeprowadzić na podstawie tabeli parametrów rozproszenia (ang. *ScatteringParameters*) dostarczonych przez producenta tranzystora, lub zmierzyć je samodzielnie z wykorzystaniem prostej płytki PCB z własnym układem polaryzacji i złączami sygnałowymi. Takie rozwiązanie nie tylko umożliwia wyznaczenie realnych wartości parametrów S , ale pozwala na dobranie specyficznych punktów pracy i zakresu częstotliwości, często nie uwzględnionych w nocie katalogowej.

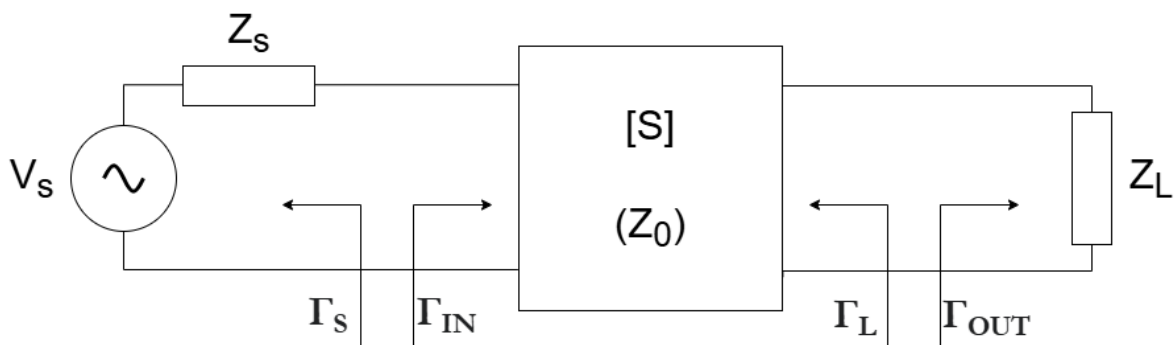
W dalszej części pracy, wzmacniacz LNA będziemy rozważać jako połączone ze sobą bloki układów dopasowania impedancyjnego, zasilania oraz tranzystora jak na rysunku 2. [2].



Rysunek 2: Schemat blokowy topologii wzmacniacza LNA.

1.4.1 Analiza czwórnika i parametry S

W analizie układów wysokiej częstotliwości zamiast klasycznych parametrów Z , Y czy h stosuje się parametry rozproszenia S , które opisują zachowanie sygnałów w układzie czwórnika. Jak pokazano na rysunku 3., układ czwórnika posiada parę zacisków wejściowych i wyjściowych, gdzie sygnał ze źródła podawany jest na zaciski wejściowe, a sygnał wyjściowy przekazywany jest do obciążenia o znanej impedancji (na rysunku zobrazonej jako współczynnik odbicia Γ_L).



Rysunek 3: Model czwórnika służący do wyznaczenia parametrów rozproszenia.

Parametry rozproszenia definiują relacje między wejściem, a wyjściem układu w odniesieniu do fal padających i odbitych od wrót. Są szczególnie przydatne przy analizie układów mikrofalowych i radiowych, gdzie pomiar napięć i prądów bez wpływan na działanie układu jest trudny lub niemożliwy.

Dla układu czwórnika, parametry S opisuje się za pomocą macierzy [8]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

gdzie:

- a_1, a_2 – amplitudy fal padających kolejno na porty 1 i 2,
- b_1, b_2 – amplitudy fal odbitych kolejno od portów 1 i 2,
- S_{11} – współczynnik odbicia na porcie wejściowym,

S_{21} – współczynnik transmisji z portu 1 do 2 (wzmocnienie),
 S_{12} – współczynnik transmisji z portu 2 do 1 (często nazywany izolacją lub wzmocnieniem wstecznym),
 S_{22} – współczynnik odbicia na porcie wyjściowym.

Parametry te można mierzyć za pomocą analizatora wektorowego (ang. VNA - Vector Network Analyzer), który dostarcza precyzyjnych informacji o zachowaniu układu w szerokim zakresie częstotliwości.

Dla bardziej złożonych układów stosuje się macierz S o wymiarach $n \times n$, gdzie n to liczba portów układu [8].

1.4.2 Wzmocnienie G_T

Dla wzmacniacza z pojedynczym tranzytorem wartość wzmocnienia (G_T) to stosunek mocy dostarczanej na wyjściu wzmacniacza (P_L) (mierzonej na obciążeniu dopasowanym, wynoszącym 50Ω) do mocy dostarczanej ze źródła do naszego wzmacniacza (P_A).

Wzmacniacz możemy również rozważać jako czwórnik ukazany na rysunku 3. i zapisać końcowy wzór na transkonduktancyjne wzmocnienie mocy jak poniżej [8]:

$$G_T = \frac{P_L}{P_A} = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}|^2} \quad (4)$$

Wartości współczynnika odbicia (Γ) można obliczyć wykorzystując wzory [8]:

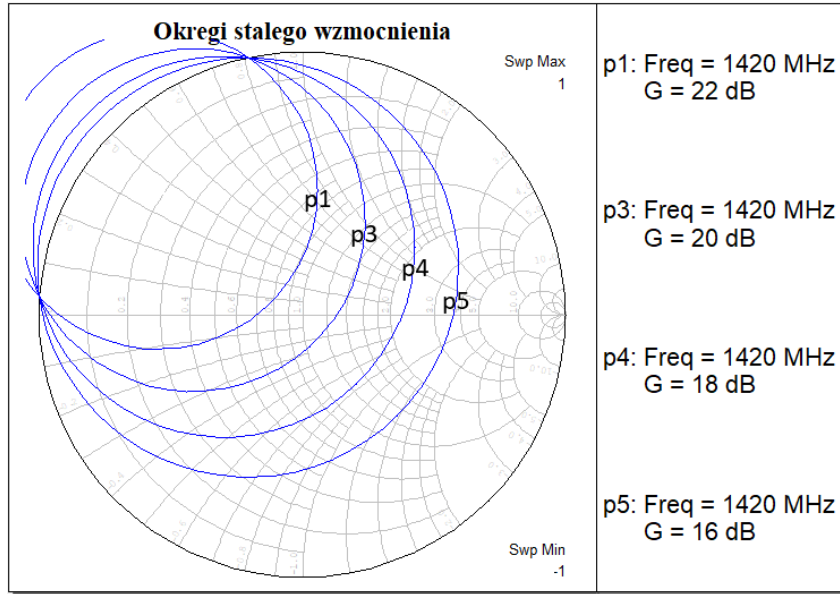
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad (5)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (6)$$

gdzie:

S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} — parametry rozproszenia czwornika

Γ_S oraz Γ_L — współczynniki odbicia odpowiednio między źródłem - układem oraz obciążeniem a układem



Rysunek 4: Przykładowe okregi stalego wzmacnienia.

Na rysunku 4. przedstawiono przykładowe okregi stalego wzmacnienia G_T , naniesione na wykres Smitha. Okregi te reprezentują wartości Γ_S , dla których wzmacniacz osiąga tę samą wartość wzmacnienia przy danym obciążeniu Γ_L . Ich analiza pozwala na dobranie impedancji dopasowujących, umożliwiającą osiągnięcie określonego wzmacnienia.

1.4.3 Współczynnik szumu i temperatura szumowa

Współczynnik szumu NF (ang. *NoiseFigure*) to istotny parametr charakteryzujący tor odbiorczy w systemach radiowych. Określa on, w jakim stopniu stosunek sygnału do szumu pogarsza się na wyjściu systemu w porównaniu do wejścia i może zostać policzony przy użyciu wzoru [2]:

$$NF = \frac{SNR_{In}}{SNR_{Out}} \quad (7)$$

gdzie:

SNR_{Out}, SNR_{In} — stosunek sygnału do szumu odpowiednio na wyjściu i wejściu czwórnik

Do przeliczenia wartości współczynnika szumu na skalę logarytmiczną (decybelów) możemy użyć wzoru:

$$NF_{dB} = 10 \log NF \quad (8)$$

Współczynnik szumu możemy wyrazić również przy użyciu Γ_S - współczynnika odbicia źródła [2]:

$$NF = (NF)_{\min} + 4r_n \cdot \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\min}|^2}{(1 + |\Gamma_{\min}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (9)$$

gdzie:

$(NF)_{\min}$ — minimalny możliwy współczynnik szumów danego układu

Γ_{\min} — współczynnik odbicia źródła, dla którego NF osiąga minimum

r_n — współczynnik szumowy zależny od parametrów układu (ang. *noise resistance*)

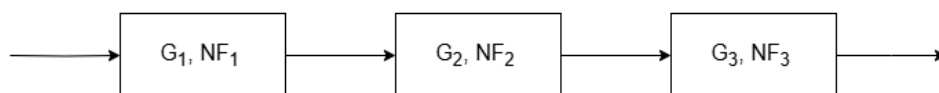
Wnioskiem nasuwającym się podczas analizy wzoru (10) jest, rolę, jaką odgrywa pierwszy blok wzmacniający, bo to on w znaczącym stopniu definiuje wypadkowy współczynnik szumu systemu. Do wyznaczenia wyjciowego współczynnika szumu służy wzór Friisa, który uwzględnia szum wprowadzany przez kolejne elementy, dodatkowo kompensowane wzmocnieniem poprzedniego stopnia [1].

$$NF_{\text{total}} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (10)$$

NF_i — współczynnik szumów i -tego bloku (w postaci liniowej)

G_i — wzmocnienie i -tego bloku (liniowe)

NF_{total} — całkowity współczynnik szumów toru



Rysunek 5: Kaskadowe połączenie dwu-wrotników

W systemach satelitarnych oraz w radioastronomii do opisu właściwości szumowych toru odbiorczego częściej stosuje się efektywną temperaturę szumową T_e , zamiast współczynnika szumu. Parametr ten bezpośrednio określa poziom szumu generowanego przez dany układ w sposób ekwiwalentny do szumu cieplnego emitowanego przez idealny rezystor o temperaturze $T_0 = 290$ K (standardowa temperatura pokojowa przyjęta przez ITU i inne organizacje normalizacyjne).

Zależność między współczynnikiem szumu (wyrażonym liniowo) a efektywną temperaturą szumową dana jest wzorem [8]:

$$T_e = (NF - 1) \cdot T_0 \quad (11)$$

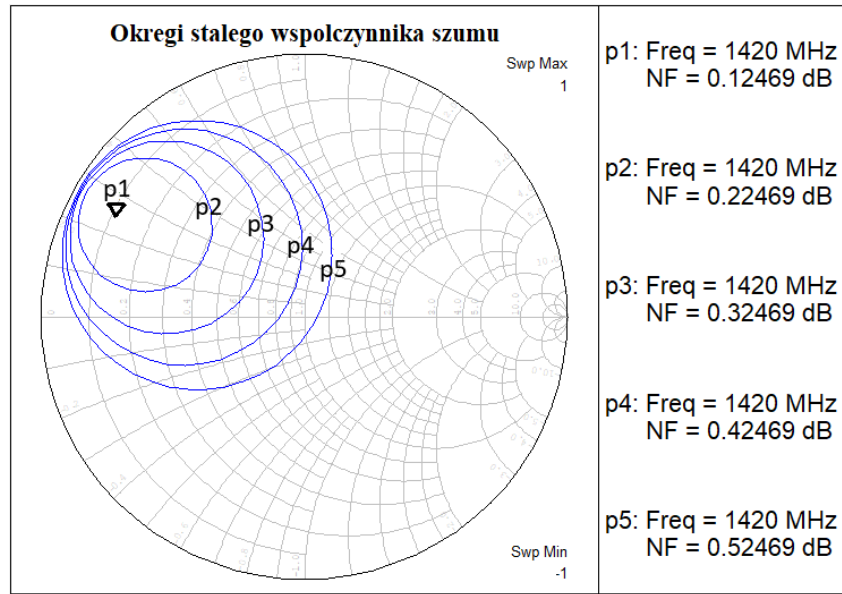
gdzie:

NF — współczynnik szumu w postaci liniowej

T_0 — temperatura odniesienia .

Efektywna temperatura szumowa wyrażana jest w kelwinach i — w przeciwieństwie do współczynnika szumu w skali logarytmicznej — nie odnosi się bezpośrednio do temperatury odniesienia T_0 w zapisie, lecz jej wartość jest od niej zależna. Przejście na tę formę opisu upraszcza obliczenia całkowitej temperatury szumowej toru odbiorczego, szczególnie w systemach, gdzie także szum anteny wyrażany jest w tej samej jednostce (kelwinach). Dzięki temu możliwe jest bezpośrednie sumowanie temperatur szumowych poszczególnych elementów toru odbiorczego.

Warto zaznaczyć, że dla układów o bardzo niskim współczynniku szumu (np. LNA w systemach satelitarnych), temperatura szumowa T_e często okazuje się bardziej intuicyjnym i dokładniejszym wskaźnikiem jakości. Przykładowo, różnica między wzmacniaczem o $NF = 0.5$ dB, a $NF = 0.3$ dB może wydawać się marginalna, natomiast różnica w odpowiadających im temperaturach szumowych wynoszących kolejno 34 K i 21 K jest już łatwiejsza do zinterpretowania w kontekście wpływu na czułość systemu.



Rysunek 6: Przykładowe okręgi stałego współczynnika szumu.

Podobnie jak w przypadku okręgów stałego wzmocnienia, możliwe jest wykreślenie na wykresie Smitha okręgów stałego współczynnika szumu (NF), co zilustrowano na rysunku 6. Punkt oznaczony jako $p1$ odpowiada minimalnemu możliwemu współczynnikowi szumu. Oddalając się od tego punktu wartości NF rosną, a okręgi obejmują coraz szerszy obszar dopuszczalnych impedancji, dla których szum pozostaje poniżej ustalonego progu.

1.4.4 Stabilność

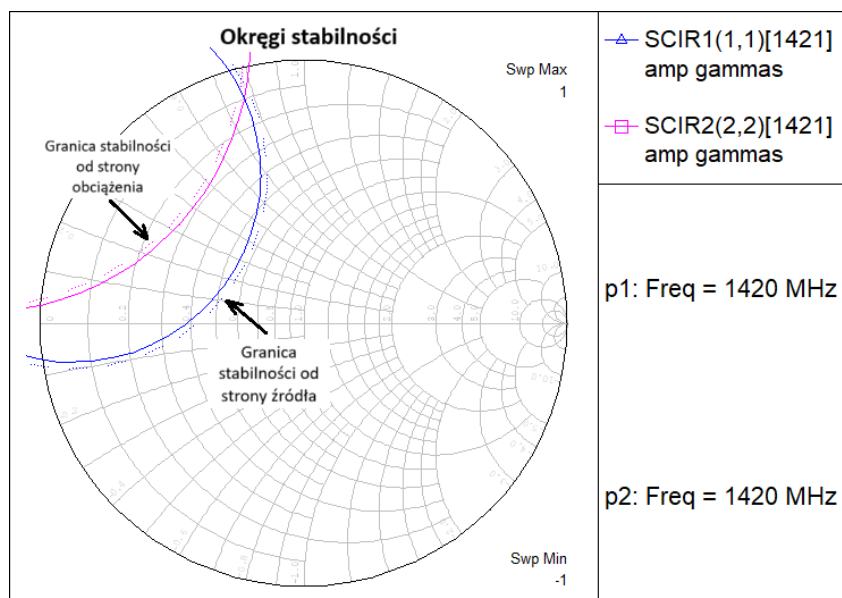
Stabilność określa jak dużą tendencję do oscylacji ma układ pracujący w danym paśmie częstotliwości oraz w określonych warunkach impedancyjnych. Wyróżniamy trzy typy stabilności: niestabilny - wykorzystywany w generatorach, oraz dwa używane we wzmacniaczach: potencjalnie niestabilny i bezwarunkowo stabilny.

Aby zagwarantować pracę wzmacniacza bez oscylacji należy już na etapie projektowania zastosować techniki wymuszające bezwarunkową stabilność. Jeżeli LNA jest potencjalnie niestabilny, współczynniki gamma na wejściu i wyjściu powinny znajdować się w obszarach dopuszczalnych. Znając parametry S można wyznaczyć współczynnik stabilności K , definiujący stabilność wzmacniacza. Warunki $\Gamma_{IN} < 1$ oraz $\Gamma_{OUT} < 1$ są spełnione dla dowolnych Γ_L i Γ_S jeżeli:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1, \quad \det S < 1 \quad (12)$$

Po spełnieniu tych warunków, układ jest bezwarunkowo stabilny. W przypadku, gdy $K < 1$ zakres Γ_L i Γ_S można wyliczyć z równań:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad |\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (13)$$



Rysunek 7: Przykładowe okręgi obszarów stabilności - układ potencjalnie niestabilny.

Na rysunku 7. przedstawiono przykładowe okręgi stabilności od strony źródła i obciążenia. Układ jest potencjalnie niestabilny, a obszar stabilny znajduje się pomiędzy liniami ciągłymi, wyznaczającymi granice okręgów. Dla intuicyjnej oceny stabilności program AWR zaznacza dodatkowymi kropkami stronę okręgu wytyczającą obszar niestabilny.

2 Założenia projektowe

Parametry wzmacniacza przeznaczone do radioastronomii i obserwacji linii wodoru mogą być określone w bardzo wąskim paśmie częstotliwości: 1420 MHz \pm 10 MHz. Najważniejszym z nich będzie współczynnik szumu, którego maksymalna wartość powinna być mniejsza niż 1 dB. Ważnym parametrem jest wzmocnienie, które powinno wynosić powyżej 30 dB. Dodatkowo jedno-decybelowy punkt kompresji (oznaczany jako $1 - dB_{CP}$) określa graniczny poziom mocy wejściowej, dla której układ zaczyna pracować nieliniowo i zniekształca sygnał wyjściowy. W przypadku LNA może on być relatywnie niski i wynosić 10 dBm. Z perspektywy efektywnego przekazania mocy na wyjściu, musimy upewnić się, że dopasowanie od strony obciążenia będzie lepsze od 10 dB.

W projekcie płytki znalazł się również układ zasilania: zapewniający prawidłową polaryzację bramki, z możliwością regulacji oraz zasilanie tranzystorów. W przypadku użycia tranzystorów JFET w topologii pHEMT konieczne było spolaryzowanie bramki potencjałem mniejszym od potencjału na źródle. Zapewniono opóźnienie w załączeniu napięcia drenu do momentu ustabilizowania się potencjału bramki.

Tabela 1 Założenia projektowe.

Parametr	Wartość
Częstotliwość	1420 MHz
Wzmocnienie	> 30 dB
Współczynnik szumu	< 1 dB
Dopasowanie wyjściowe (S_{22})	> 10 dB
P_{1dB}	> 0 dBm

2.1 Wybór tranzystora

Po zapoznaniu się z notami katalogowymi różnych producentów scalonych układów radiowych, dostępnych w Europie wytypowano dwa modele produkowane w topologii pHEMT: ATF54143 i SKY65050. Największą różnicą, przemawiającą na korzyść tranzystora typu ATF54143 był sposób polaryzacji bramki, która w jego przypadku nie wymaga ujemnego napięcia. Autorzy pracy [7] pokazali jego potencjał w budowie 3-stopniowego LNA, uzyskując współczynnik szumu na poziomie 0.5 dB odpowiadający temperaturze szumowej około 40 K.

Ostatecznie zdecydowano się na wykorzystanie tranzystora produkowanego przez SKYworks, którego nieco bardziej złożony układ polaryzacji - wymagający wykorzystania ujemnego napięcia bramki - uznano za uzasadniony w kontekście niższego, deklarowanego przez producenta współczynnika szumu (o 0.15 dB w stosunku do modelu ATF54143), co ułatwia spełnienie rygorystycznych wymagań szumowych projektowanego wzmacniacza. Jednocześnie, w dostępnej literaturze nie znaleziono przykładów zastosowania tego tranzystora w zakresie częstotliwości pasma L , co może stanowić wartościowy wkład techniczny.

2.2 Tranzystory HEMT

Tranzystory pHEMT (ang. *Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*) to szczególnie rodzaj tranzystora polowego wykorzystującego zjawisko powstawania dwuwymiarowego gazu elektronowego (2DEG) w strukturze heterozłącza, najczęściej AlGaAs/GaAs lub InGaAs/GaAs. Warstwa o zmodyfikowanej (naprężonej) strukturze krystalicznej pozwala uzyskać bardzo wysoką ruchliwość elektronów w kanale przewodzącym, co znacząco redukuje rezystancję i szumy własne elementu. Z punktu widzenia projektanta układów RF, technologia pHEMT przekłada się bezpośrednio na niski współczynnik szumu, wysokie wzmocnienie przy dużej częstotliwości granicznej oraz dobrą stabilność pracy, dlatego tranzystory tego typu są chętnie wykorzystywane do budowy torów wejściowych wzmacniaczy LNA w systemach satelitarnych i radioastronomicznych [8].

2.3 Układ polaryzacji tranzystora

Do prawidłowego spolaryzowania i zasilenia tranzystora musimy doprowadzić do niego napięcie DC. Należy to zrobić osobno dla każdego z elementów aktywnych, w tym celu zastosowano kondensatory blokujące składową stałą, wpięte szeregowo w tor radiowy. Dobór wartości pojemności z wykorzystaniem wzoru (14) ograniczy wpływ elementu na

jakość sygnału wzmacnianego, a jednocześnie skutecznie zablokuje napięcie stałe między tranzystorami oraz na wejściu i wyjściu układu.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \quad (14)$$

Gdzie:

X_C — reaktancja kondensatora [Ω]

f — częstotliwość sygnału [Hz]

C — pojemność kondensatora [F].

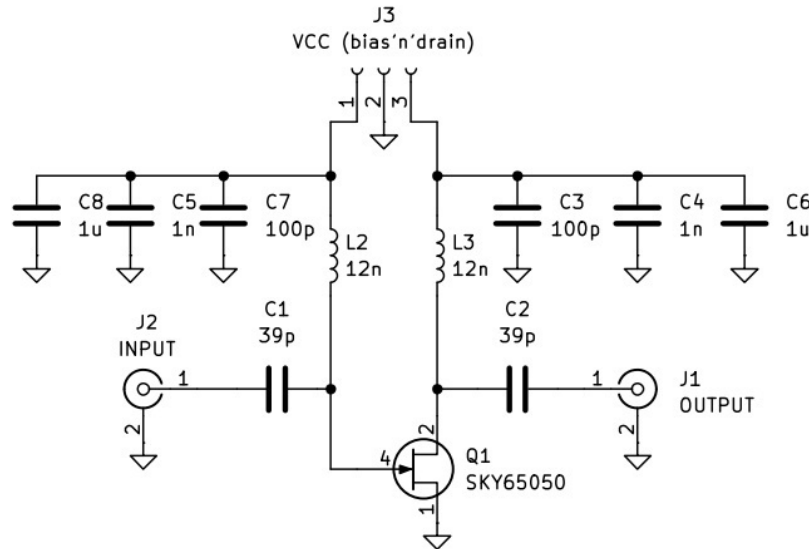
Reaktancja dużo mniejsza od rezystancji układu zapewni poprawne działanie kondensatorów. W przypadku 1420 MHz dobrana wartość to 39 pF, gwarantująca reaktancję ponad 10 razy mniejszą od 50 Ω .

2.4 Charakteryzacja tranzystora

W symulacjach projektowanego wzmacniacza oparto się na danych udostępnionych przez producenta tranzystora. Szczególne znaczenie mają pliki w formacie .s2p, zawierające zestaw parametrów rozproszenia w funkcji częstotliwości oraz informację o optymalnym współczynniku odbicia wejściowego Γ_{opt} , odpowiadającym minimalnemu współczynnikowi szumu.

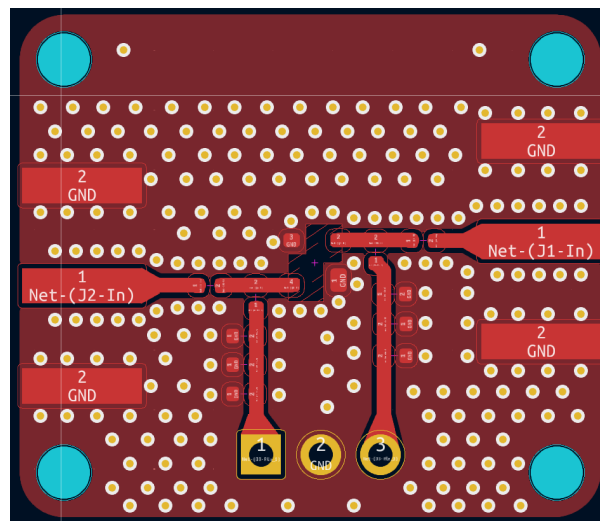
Pomiar parametrów rzeczywistego układu pozwala lepiej odwzorować charakterystyki pracy tranzystora w praktycznych warunkach, uwzględniając m.in. straty wynikające z kondensatorów blokujących, połączeń oraz ścieżek doprowadzających sygnał i zasilanie. W związku z tym, zdecydowano się wykonać płytkę PCB zawierającą wyłącznie tranzystor oraz układy polaryzacji.

Schemat ideowy przedstawiony na rysunku 8. składa się wyłącznie ze złącz, mierzonego tranzystora, kondensatorów C1, C2 - blokujących prąd stały na wejściu i wyjściu oraz cewek L2, L3 odpowiedzialnych za blokowanie sygnału wysokiej częstotliwości od strony zasilacza.



Rysunek 8: Schemat ideowy płytki do pomiarów parametrów S tranzystora.

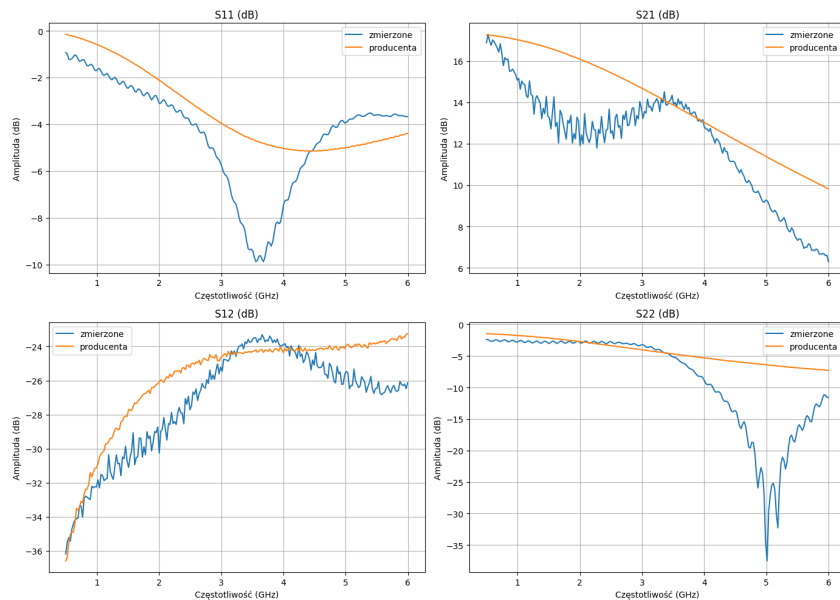
Fizyczną realizację płytek drukowanych zlecono zewnętrznej firmie JLCPCB. Wybór 4-warstwowego laminatu umożliwił dobór szerokości ścieżki koplanarnej o impedancji $50\ \Omega$, w taki sposób, aby była zgodna z szerokością pola lutowicznego elementu w obudowie 0603. Dzięki temu zminimalizowano niedopasowania impedancyjne, a zastosowana metoda zostanie wykorzystana również w finalnym projekcie wzmacniacza.



Rysunek 9: Płytki PCB do pomiarów parametrów rozproszenia tranzystora.

Pomiaru parametrów S dokonano przy użyciu skalibrowanego analizatora wektorowego, a wyniki zestawiono na rysunku 10. Dla rozpatrywanej częstotliwości $1420\ \text{MHz}$, układ charakteryzuje się wzmocnieniem równym $13.6\ \text{dB}$, niskim poziomem wzmocnienia wstecznego: $-30\ \text{dB}$ oraz zbliżonym dopasowaniem na wejściu i wyjściu równym około $-3\ \text{dB}$. Rozbieżności pomiędzy danymi zmierzonymi, a dostarczonymi przez producenta mogą wynikać z dodatkowych elementów wchodzących w skład układu pomiarowego: złącz, układu polaryzacji, rozrzut zastosowanych elementów oraz sposobu montażu. W

kolejnych krokach symulacji były wykorzystywane równolegle z parametrami podanymi przez producenta, po uwzględnieniu warunków w jakich były przeprowadzane pomiary (odpowiednie dostosowanie schematów).



Rysunek 10: Zestawienie wyników pomiarów parametrów S z modelem tranzystora SKY65050.

3 Analiza i synteza bloków funkcjonalnych wzmacniacza

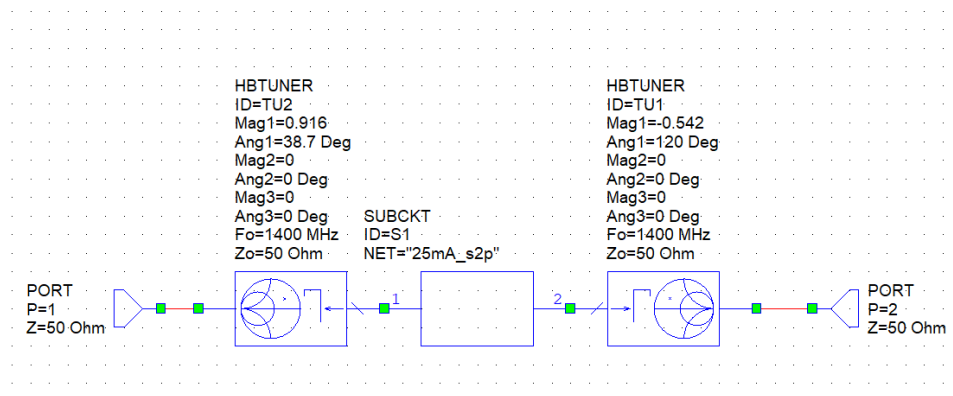
Aplikacje do przeprowadzenia symulacji elektronicznych to potężne narzędzia, których wykorzystanie stało się standardem w projektowaniu układów wysokich częstotliwości. Wybór stosowanych rozwiązań: topologii układów dopasowania w projekcie wzmacniacza niskoszumnego został przeprowadzony symulacyjnie w środowisku AWR. Pozwoliło to na optymalny dobór zarówno poszczególnych elementów, ich wartości, ale również architektury stosowanych dopasowań i określenia oczekiwanych parametrów wyjściowych wzmacniacza.

W tym rozdziale przedstawione będą kolejne etapy symulacji oraz ich wyniki. W pierwszej iteracji symulowane były rozwiązania oparte o elementy rozproszone, które w wyniku sporych gabarytów zostały zastąpione elementami skupionymi.

3.1 Dobór wartości współczynników odbicia

Współczynniki odbicia Γ_S (od strony wejściowej) oraz Γ_L (od strony wyjściowej) zostały dobrane iteracyjnie na etapie symulacji, z wykorzystaniem układu przedstawionego na rys. 11. Proces optymalizacji oparto na analizie wykresu Smitha, na który naniesiono okręgi stałego współczynnika szumu, wzmocnienia oraz granic stabilności. Kluczowym kryterium doboru Γ_S była minimalizacja całkowitego współczynnika szumu, przy czym jego optymalna wartość znalazła się blisko wartości Γ_{opt} deklarowanego przez producenta. Współczynnik Γ_L został natomiast tak dobrany, aby maksymalnie oddalić układ od

obszarów niestabilnych, przy jednoczesnym zachowaniu akceptowalnego poziomu wzmocnienia. Na podstawie analizowanych wykresów możliwe było osiągnięcie teoretycznego współczynnika szumu rzędu 0.2 dB oraz wzmocnienia około 16 dB.

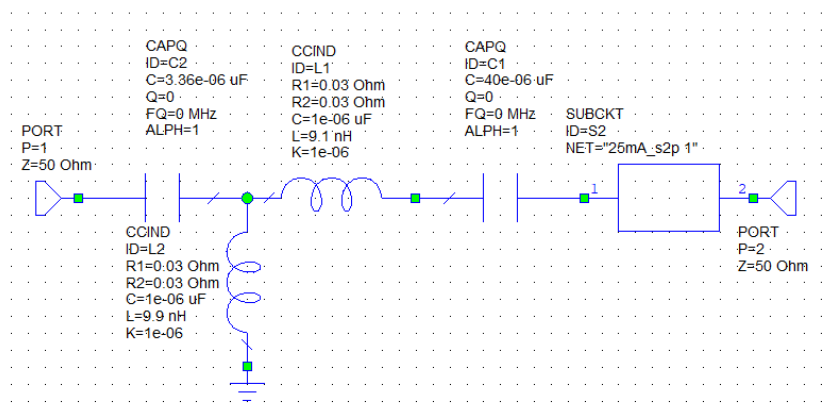


Rysunek 11: Schemat układu służącego do symulacji wpływu wartości Γ_S i Γ_L na parametry wzmacniacza.

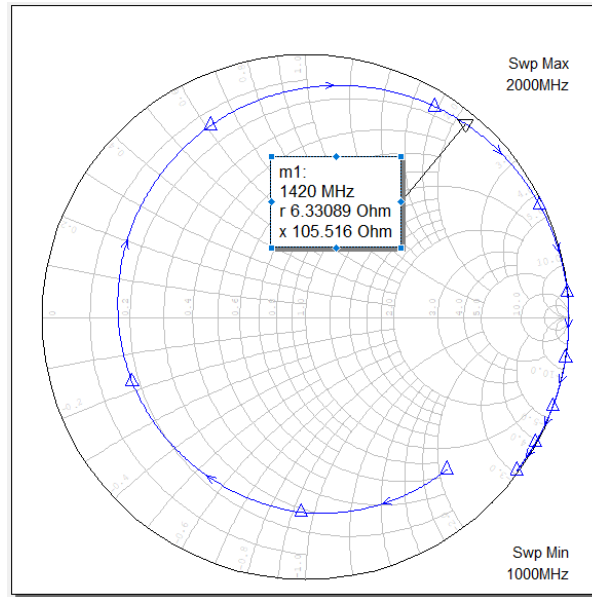
3.2 Układy dopasowania

3.2.1 Obwód dopasowania wejściowego

Do realizacji dopasowania wejściowego zastosowano topologię typu „T”, składającą się z kondensatora C2, cewki L2 oraz dodatkowej cewki L1 dołączonej do masy. Taka konfiguracja pozwala na dokładne dostrojenie impedancji wejściowej oraz minimalizację współczynnika szumu w krytycznym, pierwszym stopniu wzmacniacza.



Rysunek 12: Schemat ideowy obwodu dopasowania wejściowego.

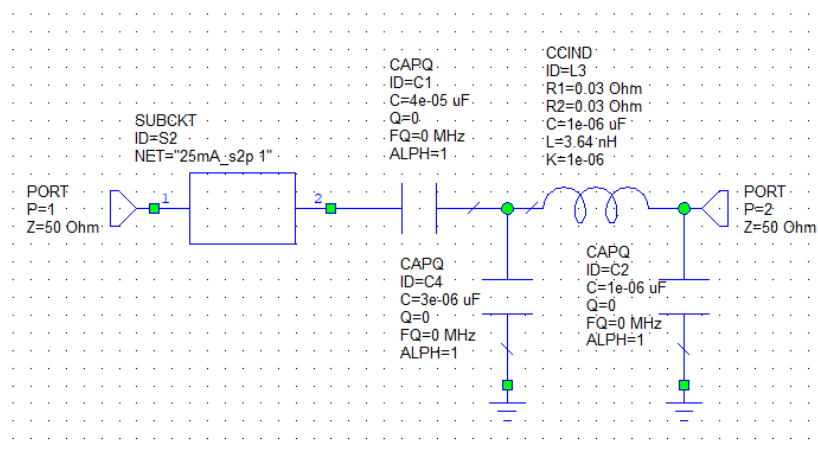


Rysunek 13: Trajektoria impedancji w wejściowym obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.

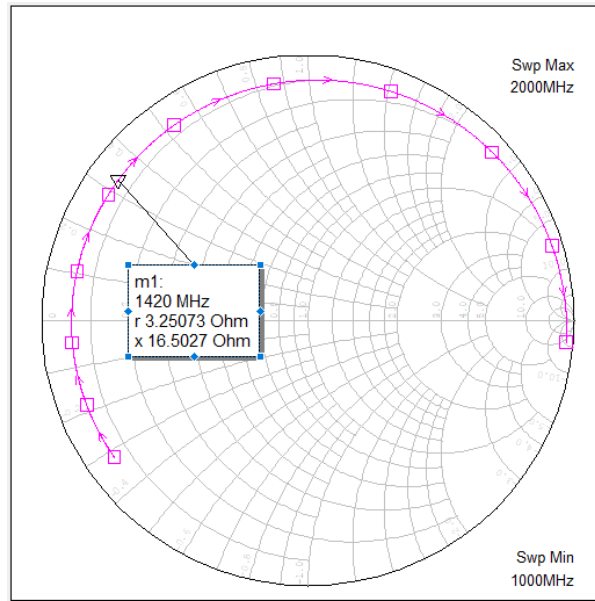
Na podstawie trajektorii zmian impedancji w funkcji częstotliwości, przedstawionej na rysunku 13., można stwierdzić, że obwód dopasowania wejściowego posiada impedancję $Z \approx 6.33 + j105.52 \Omega$, dla badanej częstotliwości 1420 MHz. Wartość ta została dobrana na podstawie analizy parametrów tranzystora — w szczególności wykreślonych okręgów stałego współczynnika szumu oraz wzmocnienia — co zapewnia optymalne warunki pracy wzmacniacza.

3.2.2 Obwód dopasowania wyjściowego

Na wyjściu wzmacniacza zastosowano sieć dopasowującą typu „ π ”, zbudowaną z dwóch kondensatorów C4, C2 oraz cewki L3. Taka topologia umożliwia elastyczne dopasowanie impedancji wyjściowej do obciążenia oraz optymalizację parametrów transmisyjnych.



Rysunek 14: Schemat ideowy obwód dopasowania wyjściowego.

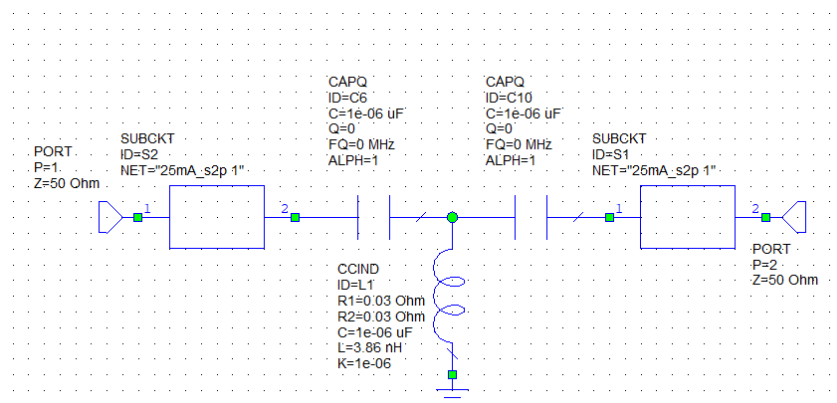


Rysunek 15: Trajektoria impedancji w wyjściowym obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.

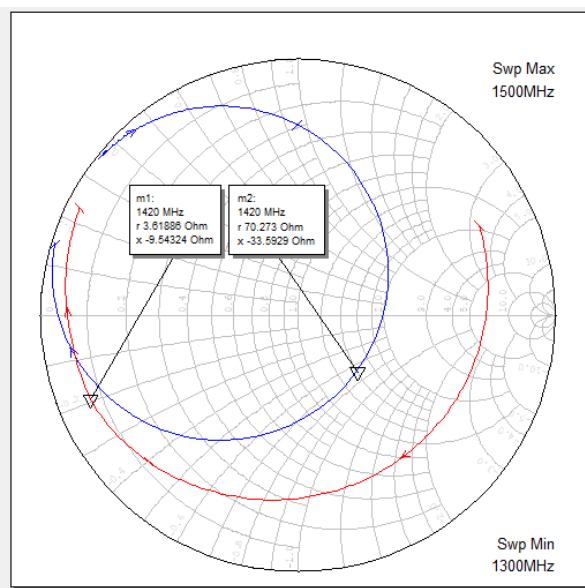
W analogiczny sposób, jak w przypadku doboru impedancji wejściowej, wyznaczono impedancję wyjściową równą $Z \approx 3.25 + j16.50 \Omega$ (dla częstotliwości 1420 MHz), dla której wzmacniacz charakteryzował się będzie optymalnymi parametrami pracy.

3.2.3 Pośredni obwód dopasowania

Dopasowanie między stopniami stanowiło jedno z większych wyzwań projektowych ze względu na wzajemne zależności pomiędzy impedancjami wejściowymi i wyjściowymi obu stopni. Zmiana dowolnego elementu w torze dopasowującym wpływała na oba końce układu. Po licznych próbach najlepsze rezultaty uzyskano, stosując topologię typu „T” z dwiema cewkami szeregowymi oraz kondensatorem do masy. Schemat przedstawiono na rysunku 16.



Rysunek 16: Schemat ideowy pośredniego obwodu dopasowania.



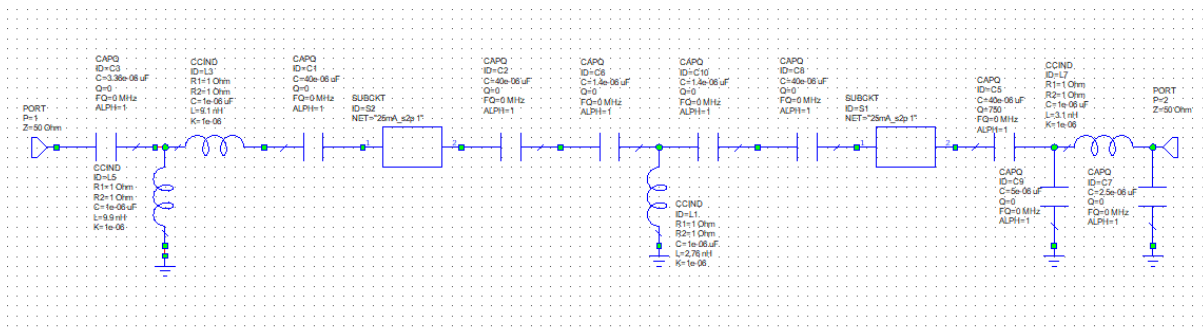
Rysunek 17: Trajektoria impedancji w pośrednim obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.

Podobnie jak w przypadku układów dopasowania wejściowego i wyjściowego, dla pośredniego obwodu dopasowującego wyznaczono charakterystyki zmian impedancji w funkcji częstotliwości. Na ich podstawie stwierdzono, że impedancje wejściowa oraz wyjściowa tego obwodu, dla częstotliwości 1420 MHz, wynoszą odpowiednio $Z \approx 3.62 - j9.54 \Omega$ oraz $Z \approx 70.27 - j33.59 \Omega$. Wartości te zostały dobrane na podstawie analizy wykresów Smitha i stanowią kompromis między wymaganiami dopasowania oraz stabilności.

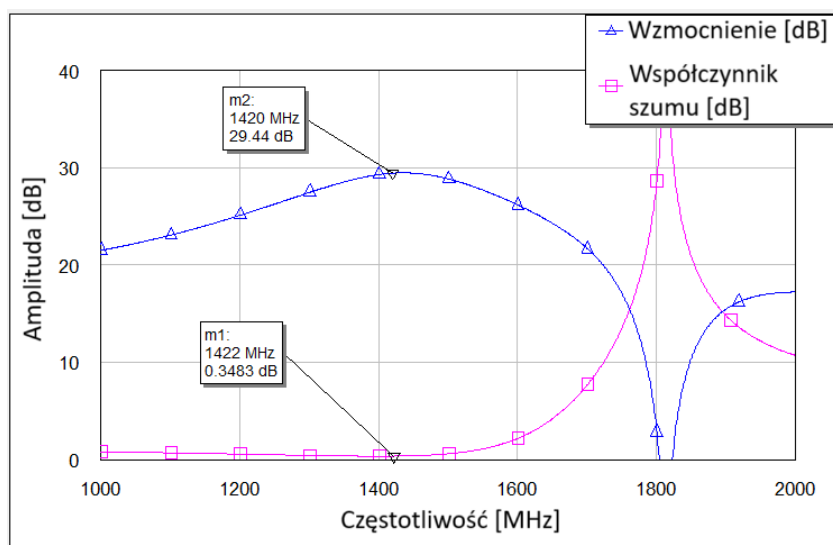
3.3 Symulacja teoretycznego modelu dwustopniowego wzmacniacza LNA

Na podstawie przedstawionych w podrozdziale 3.2, układów dopasowujących opracowano model dwustopniowego wzmacniacza LNA. Na tym etapie pominięto wpływ strat w ścieżkach transmisyjnych oraz układzie polaryzacji tranzystorów, aby skupić się na analizie parametrów idealnego toru sygnałowego. W trakcie symulacji przeprowadzono optymalizację wartości elementów pasywnych, celem maksymalizacji wzmocnienia i minimalizacji współczynnika szumu.

Schemat całego układu przedstawiono na rysunku. 18, natomiast uzyskane charakterystyki — wzmocnienie i współczynnik szumu — zamieszczono na rysunku 19. Wyniki są zgodne z wcześniejszymi symulacjami opartymi o analizę okręgów szumowych i stałego wzmocnienia, co potwierdza poprawność w doborze układów dopasowujących.



Rysunek 18: Schemat 2-stopniowego wzmacniacza.



Rysunek 19: Wzmocnienie oraz współczynnik szumu idealnego wzmacniacza LNA.

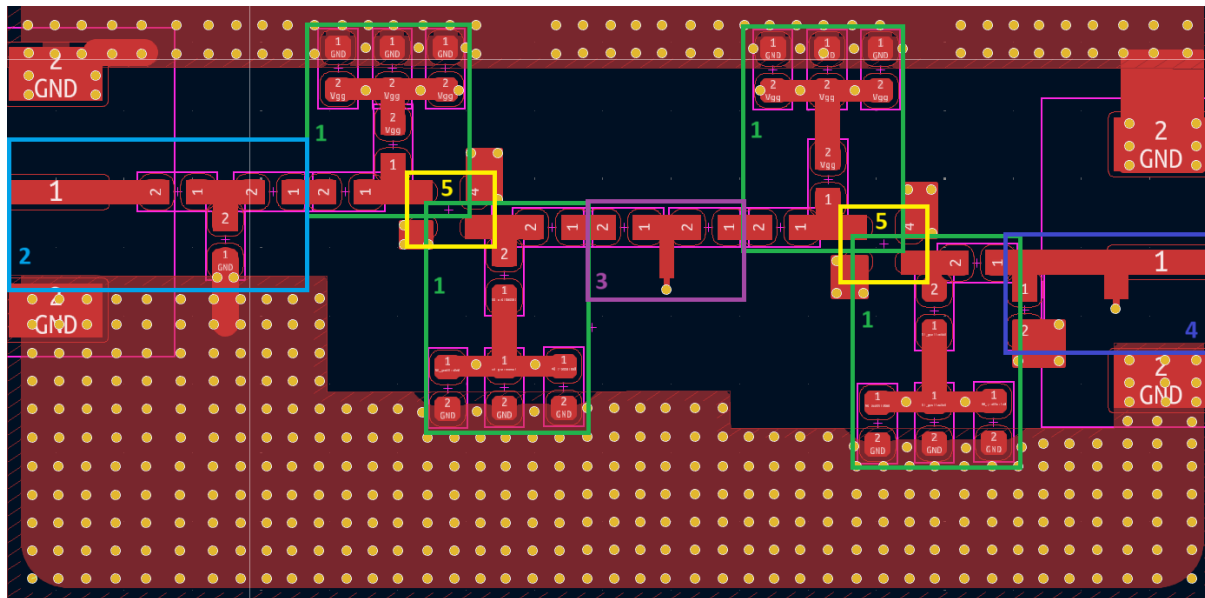
4 Implementacja dwustopniowego LNA

Układ opisany w poprzednim rozdziale stanowił model idealny, zbudowany z teoretycznych elementów pasywnych o parametrach dobranych na podstawie danych katalogowych producentów. Elementy te były wirtualnie połączone, bez uwzględnienia fizycznej realizacji ścieżek czy połączeń polaryzacyjnych, co pozwoliło skupić się na optymalizacji podstawowych parametrów, takich jak wzmocnienie i współczynnik szumu.

W tym rozdziale przedstawiono wyniki symulacji rzeczywistej syntezy wzmacniacza oraz fizyczną realizację kolejnych bloków funkcjonalnych na płycie PCB.

Do modelu dodano ścieżki mikropaskowe, przelotki oraz rzeczywiste układy polaryzacji tranzystorów. Z uwagi na ograniczenia technologiczne oraz dostępność podzespołów, konieczne okazało się wprowadzenie istotnych modyfikacji w układzie dopasowania — szczególnie pomiędzy stopniami oraz na wyjściu wzmacniacza. Niektóre z wcześniej dobranych indukcyjności okazały się niedostępne w sprzedaży lub trudne do uzyskania w wymaganym zakresie parametrów. Zostały one zastąpione zwartymi do masy liniami transmisyjnymi, których długości i szerokości zoptymalizowano w środowisku AWR. Takie podejście pozwoliło zachować funkcjonalność układu przy jednoczesnym zwiększeniu zgodności z rzeczywistymi warunkami produkcji.

Kluczowy okazał się dobór laminatu, na którym powstał wzmacniacz. Zdecydowano się na FR4, który wykorzystano również podczas projektowania płytki do pomiarów parametrów rozproszenia pojedynczego tranzystora. Najważniejsze własności laminatu zaimplementowane do symulacji w środowisku AWR to jego grubość wynosząca 1 mm, stała dielektryczna (ϵ_r) równa 4.3 oraz grubość warstwy miedzi 0.035 mm.



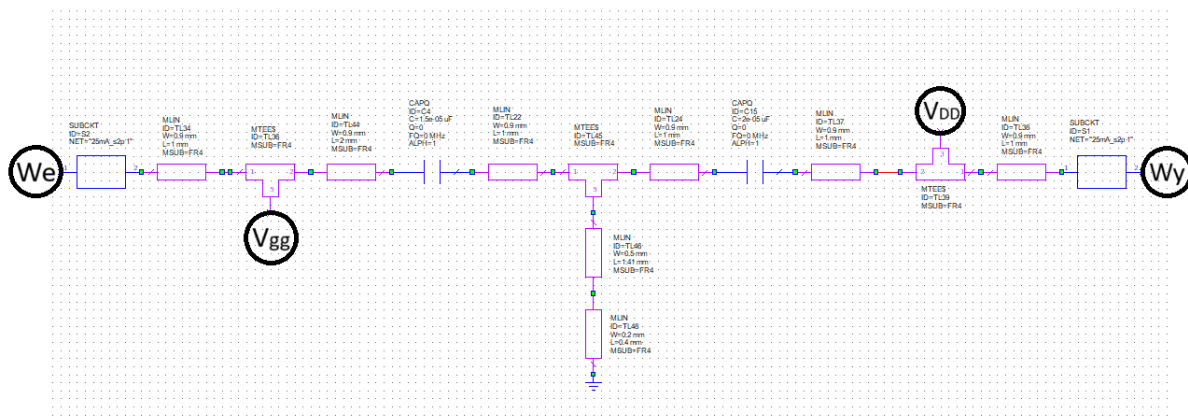
Rysunek 20: Maska płytki drukowanej dwustopniowego wzmacniacza niskoszumnego z zaznaczonymi blokami funkcjonalnymi.

4.1 Układ polaryzacji

Rysunek 21. przedstawia rzeczywistą implementację bloku zasilania w środowisku AWR, uwzględniającą wpływ ścieżek oraz pasożytniczych parametrów poszczególnych elementów pasywnych. Cewka oraz kondensatory zostały połączone za pomocą odcinków linii mikropaskowych typu MLIN, które odwzorowują rzeczywiste połączenia pomiędzy poszczególnymi elementami oraz odpowiadają fizycznym ścieżkom i punktom lutowicznym na płycie PCB. Połączenie pomiędzy trzema liniami transmisyjnymi zrealizowano przy użyciu struktury MTEE, która umożliwia modelowanie rozgałęzień oraz przejść pomiędzy ścieżkami o różnych szerokościach, uwzględniając ich wpływ na impedancję oraz propagację sygnału w symulacji. Na rysunku 20. sekcje zasilania zaznaczone są kolorem zielonym i oznaczone cyfrą 1. Dla lepszej integralności zasilanie doprowadzone jest 4 warstwą płytki i połączone za pomocą dwóch przelotek widaczych między kondensatorami

4.3 Sekcja obwodu dopasowania pośredniego

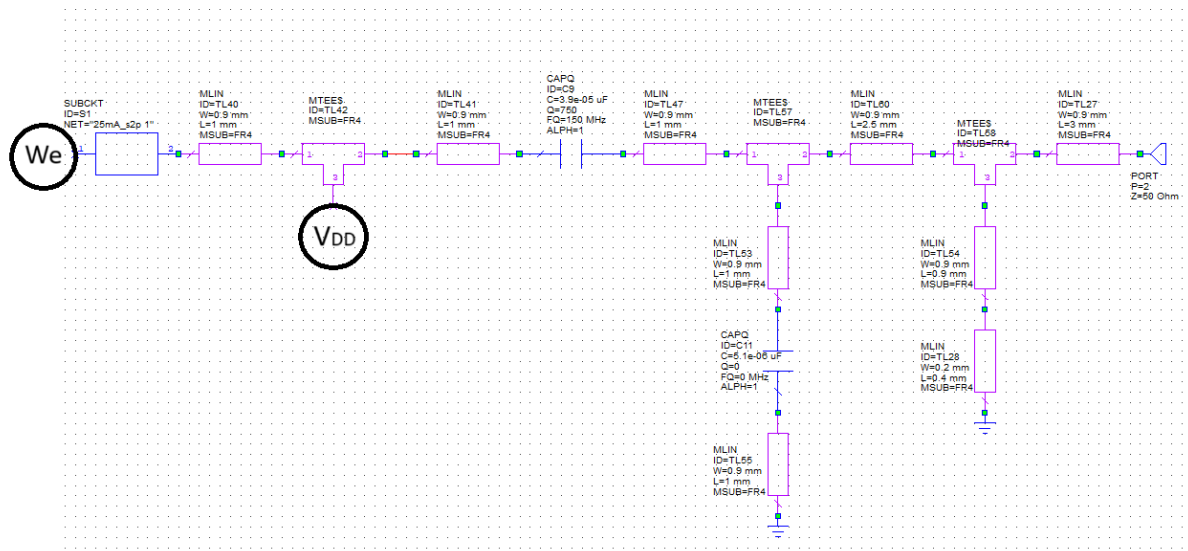
Parametry indukcyjności uzyskane na podstawie przeprowadzonych symulacji, a pozwalające na prawidłową pracę wzmacniacza, okazały się niemożliwe do zrealizowania przy użyciu dostępnych na rynku elementów oferowanych przez sklepy elektroniczne. W związku z tym zdecydowano się na zastąpienie ich zwartą do masy linią paskową, której wymiary dobrano eksperymentalnie. Uwzględniając proces technologiczny realizacji przelotek, linia ta została dodatkowo zwężona na końcu, co umożliwiło efektywniejsze połączenie do masy. Aby uwzględnić wpływ długości przelotki na parametry układu, przeprowadzono symulacje w zakresie długości linii TLIN $\pm 0,4$ mm. Końcowy kształt ścieżek, padów montażowych oraz wspomnianej zwartej linii zaznaczono na rysunku 20 kolorem fioletowym i oznaczono cyfrą.



Rysunek 23: Część schematu odpowiadająca obwodowi dopasowania pośredniego.

4.4 Sekcja obwodu dopasowania wyjściowego

Podobnie jak w przypadku sekcji dopasowania pośredniego, również dla dopasowania wyjściowego wymagane elementy okazały się niedostępne w ofercie standardowych sklepów elektronicznych. W celu uzyskania właściwego współczynnika odbicia Γ_{out} oraz odpowiedniego dopasowania wyjściowego (parametru S_{22}), zastosowano linie paskowe TL60 oraz TL54 o odpowiednio dobranych wymiarach. Ostatnią z opisanych sekcji zaznaczono na rysunku 20. kolorem granatowym i oznaczono cyfrą 4.

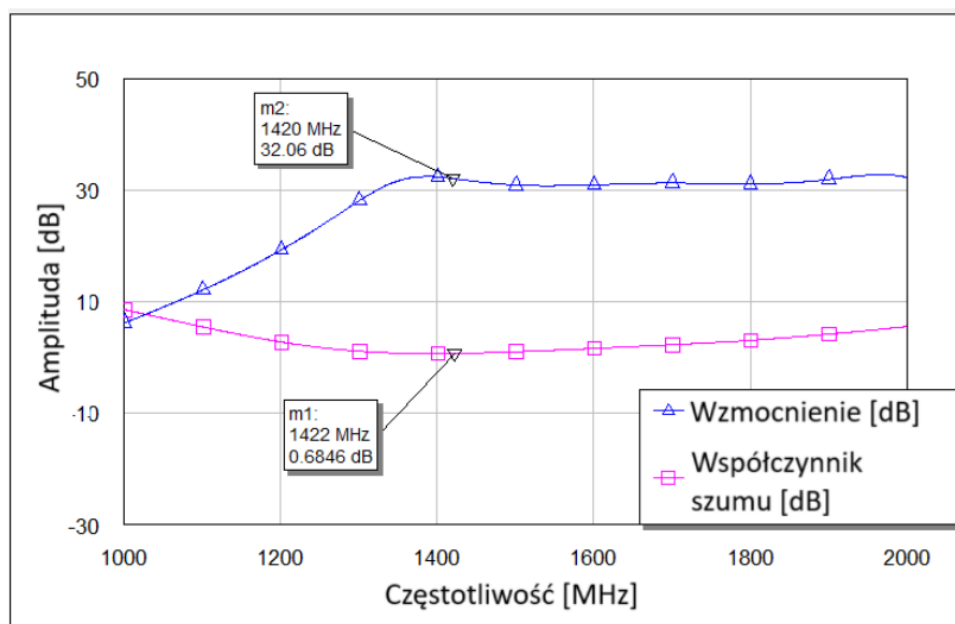


Rysunek 24: Część schematu odpowiadająca obwodowi dopasowania wyjściowego.

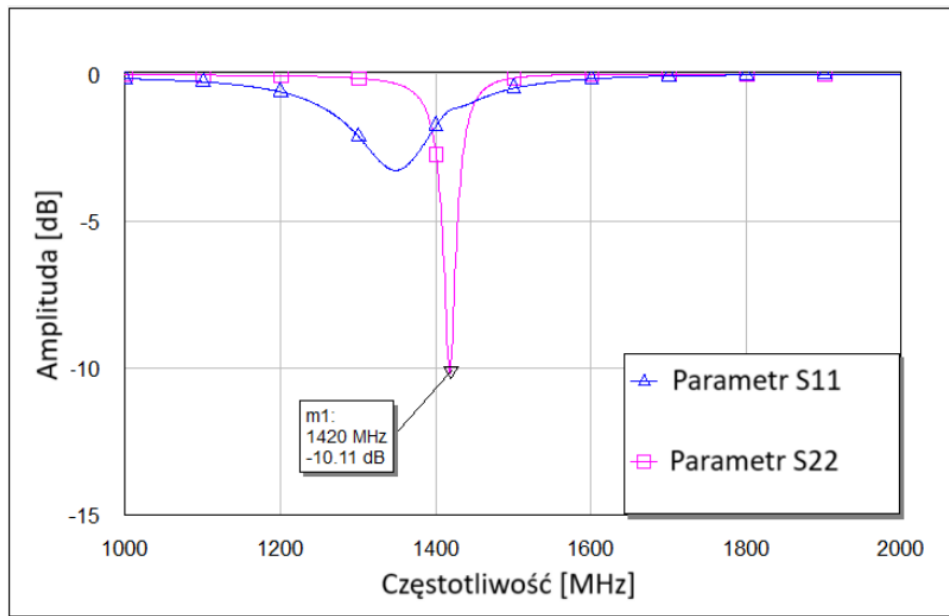
4.5 Symulacja dwustopniowego wzmacniacza LNA

Dodatkowe linie transmisyjne potrzebne do połączenia oraz przylutowania elementów, a także modyfikacje obwodów dopasowania, wpłynęły na zmianę charakterystyk wzmocnienia i współczynnika szumu. Jak widać na rysunku 25. wyniku tych zmian uzyskano wzmocnienie wyższe o około 3 dB w porównaniu z wynikami symulacji idealnego wzmacniacza, niestety kosztem współczynnika szumu, którego minimalna możliwa do uzyskania wartość to około 0.7 dB.

Wyjściowy układ dopasowania w postaci linii transmisyjnych przełożył się na wąskopasmowy charakter parametru S_{22} , zaznaczony na rysunku 26.



Rysunek 25: Wzmocnienie oraz współczynnik szumu wzmacniacza LNA uzyskane w wyniku symulacji modelu uwzględniającego elementy rzeczywiste.



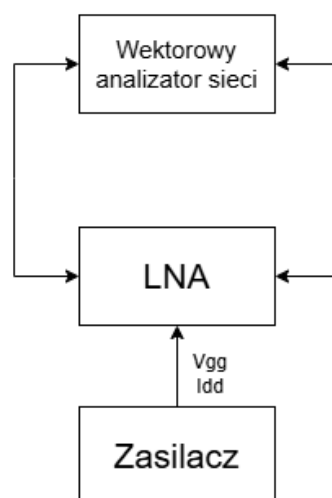
Rysunek 26: Wyjściowe oraz wejściowe dopasowanie rzeczywistego wzmacniacza LNA.

5 Walidacja prototypu wzmacniacza

W niniejszym rozdziale przedstawiono przebieg oraz wyniki pomiarów przeprowadzonych na zmontowanym układzie wzmacniacza.

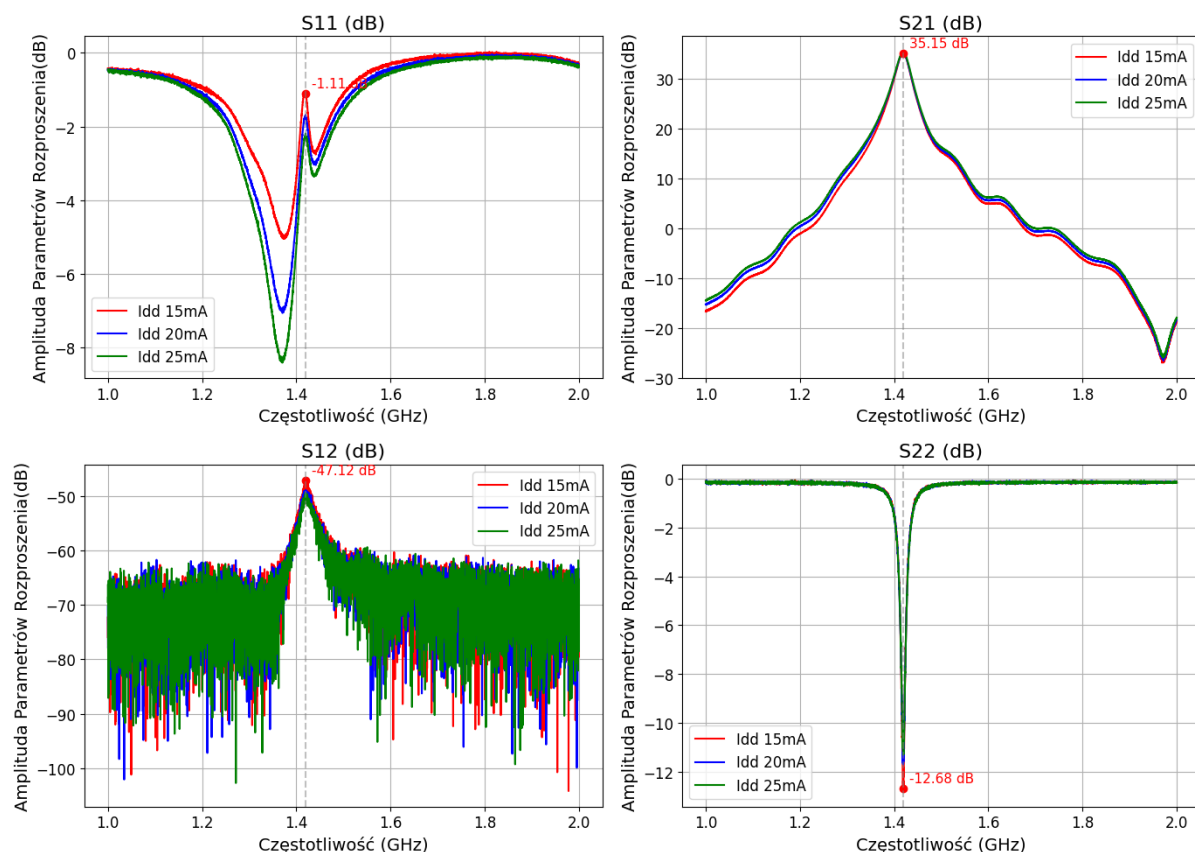
Procedura uruchomienia polegała na wstępnej polaryzacji bramek tranzystorów napięciem $-0,5\text{ V}$, a następnie stopniowym zwiększaniu napięcia drenu z 1 do 3 V . Po weryfikacji poprawnego poboru prądu (około 10 mA przez każdy ze stopni) dostosowywano napięcie bramki tak, aby uzyskać prąd drenu równy 25 mA dla każdego tranzystora. W trakcie wstępnego badania układu pod kątem ewentualnych wzbudzeń, nie zaobserwowano żadnych niepożądanych efektów, co umożliwiło kontynuację procedury testowej.

5.1 Pomiar parametrów rozproszenia LNA



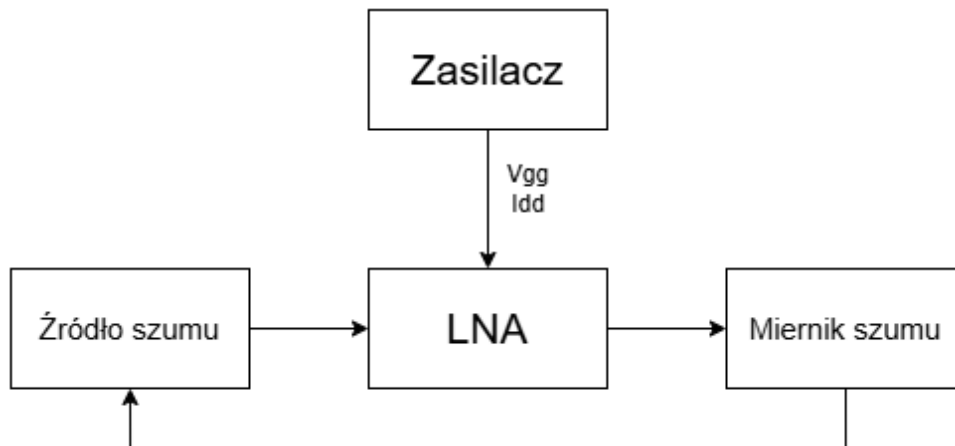
Rysunek 27: Schemat blokowy układu do pomiaru parametrów rozproszenia wzmacniacza.

Pomiar parametrów rozproszenia przeprowadzono zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 27. Przed rozpoczęciem pomiarów analizator sieci został skalibrowany zestawem kalibracyjnym typu SOLT (ang. *Short – Open – Load – Throught*) dla zakresu częstotliwości 1 – 2 GHz, poziomu mocy sygnału -30 dBm. Pomiar wykonano dla trzech wartości prądu drenu, ustalanych poprzez zmianę napięcia bramki. Wyniki przedstawione na rysunku 28 ilustrują zależność parametrów rozproszenia od wartości prądu drenu I_{DD} . Największą wrażliwość na zmianę prądu wykazują parametry S_{11} , które dla częstotliwości 1420 MHz zmieniają się od -2.2 dB (dla $I_{DD} = 25$ mA) do -1.11 dB (dla $I_{DD} = 15$ mA). Z kolei wartości S_{22} mieszczą się w zakresie od -11.4 dB przy 25 mA do -12.68 dB przy 15 mA.



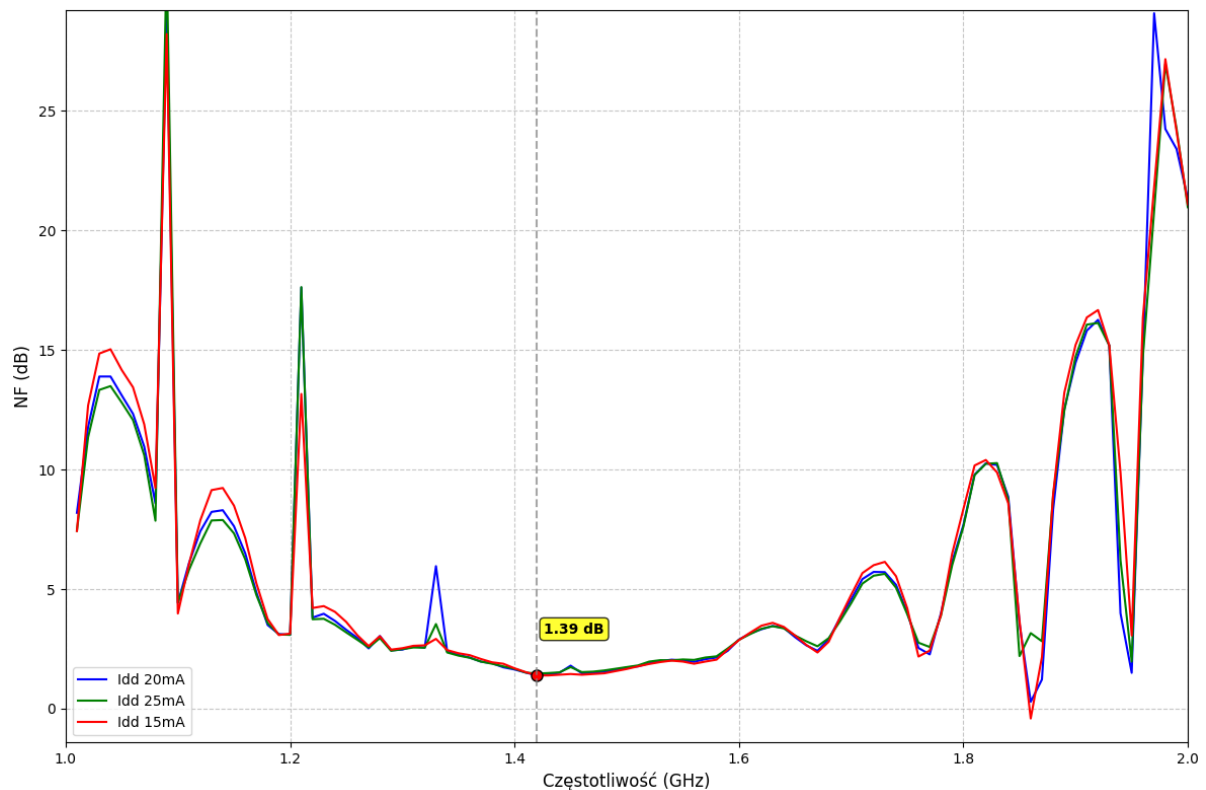
Rysunek 28: Zestawienie wyników pomiaru parametrów rozproszenia dla wartości prądu drenu I_{DD} wynoszących 15 mA, 20 mA, 25 mA.

5.2 Pomiar współczynnika szumu wzmacniacza



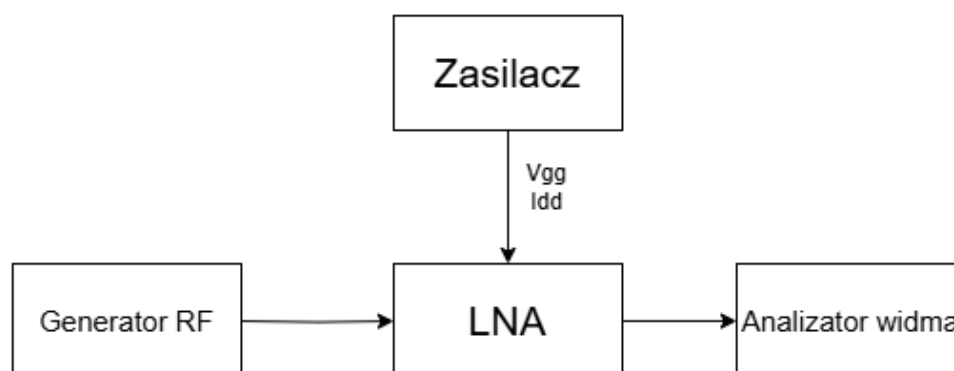
Rysunek 29: Schemat blokowy układu do pomiaru współczynnika szumu wzmacniacza.

W kolejnej fazie testów przeprowadzono pomiar współczynnika szumu. Układ pomiarowy przedstawiono na rysunku 29. Po kalibracji analizatora, dokonano pomiarów dla trzech wartości prądu drenu, analogicznie jak w przypadku pomiaru parametrów rozproszenia. Zakres zmian, dla poszczególnych wartości prądów drenu I_{DD} , mieścił się w zakresie od 1.39 dB dla 15 mA, do 1.44 dB dla 25 mA. Wyniki pomiaru zostały przedstawione na rysunku 30.



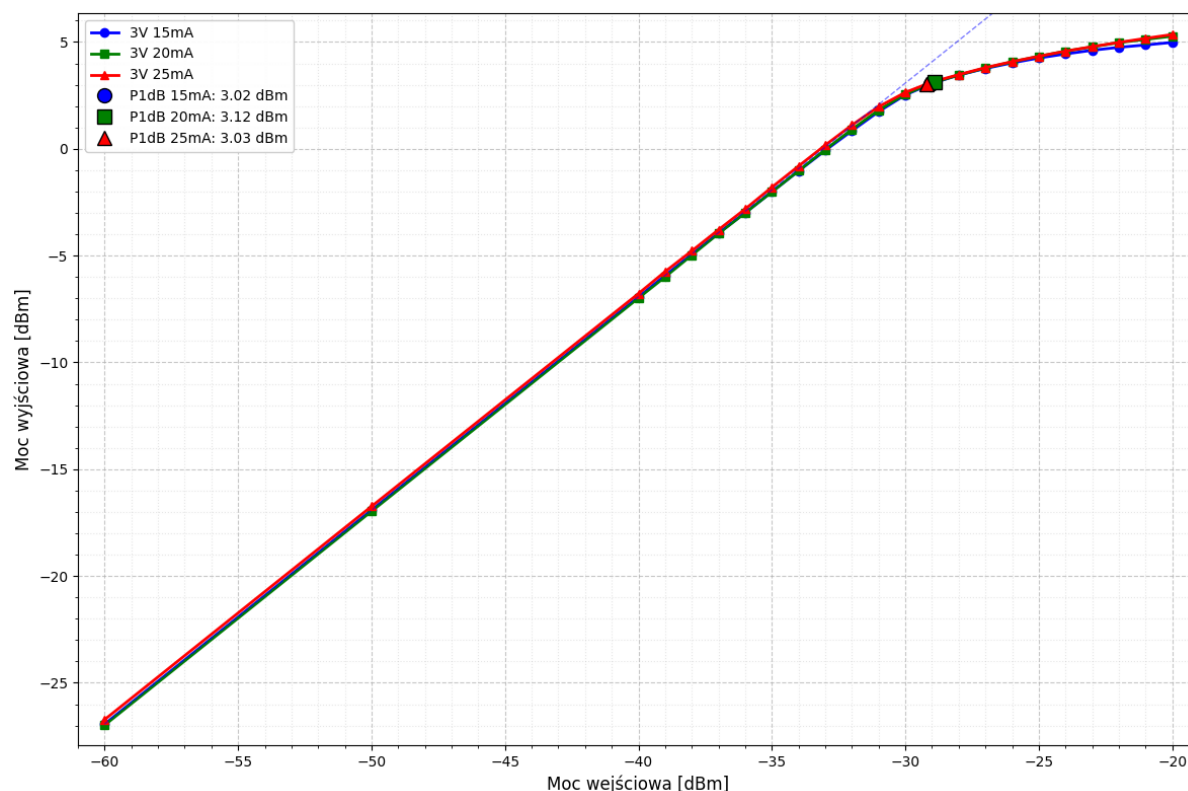
Rysunek 30: Zestawienie wyników pomiaru współczynnika szumu dla trzech wartości prądu drenu.

5.3 Pomiar 1-decybelowego punktu kompresji wzmacniacza



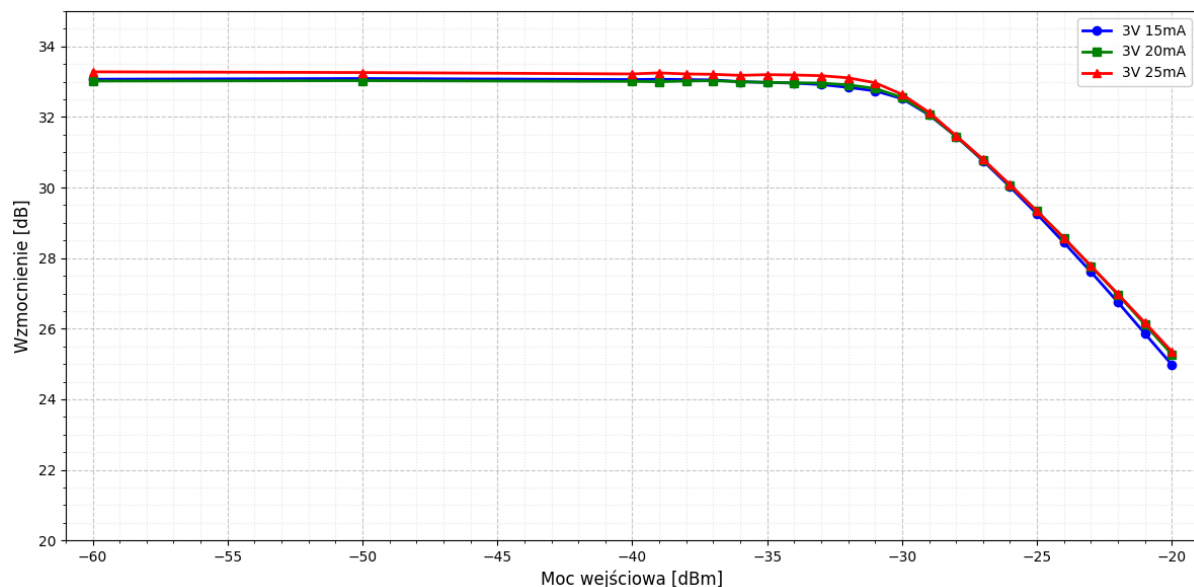
Rysunek 31: Schemat blokowy układu do pomiaru 1-decybelowego punktu kompresji wzmacniacza.

Jednym z kluczowych parametrów opisujących liniowy zakres pracy wzmacniacza jest 1-decybelowy punkt kompresji (P_{1dB}), definiowany jako punkt, w którym moc wyjściowa odbiega o 1 dB od idealnej, liniowej charakterystyki wzmocnienia. Pomiar przeprowadzono ręcznie, przy użyciu układu przedstawionego na rysunku 31. Moc sygnału wejściowego zwiększano początkowo co 10 dB w zakresie od -60 dBm do -40 dBm, a następnie co 1 dB do poziomu -20 dBm. Dla każdego punktu notowano odpowiadającą mu moc wyjściową. Procedurę powtórzono dla trzech wartości prądu drenu. Otrzymane charakterystyki przedstawiono na rysunku 32.



Rysunek 32: Zestawienie wyników pomiaru 1-decybelowego punktu kompresji dla trzech wartości prądu drenu.

Na podstawie powyższego pomiaru sporządzono charakterystykę wzmocnienia LNA w funkcji mocy wejściowej. Zaobserwowano niewielki wzrost wzmocnienia dla wyższego prądu drenu I_{DD} , które w każdym z mierzonych przypadków spada dla mocy wejściowej przekraczającej próg około -30 dBm.



Rysunek 33: Zestawienie wyników pomiaru wzmocnienia w funkcji mocy wejściowej dla trzech wartości prądu drenu.

5.4 Pomiar współczynnika zawartości harmonicznych

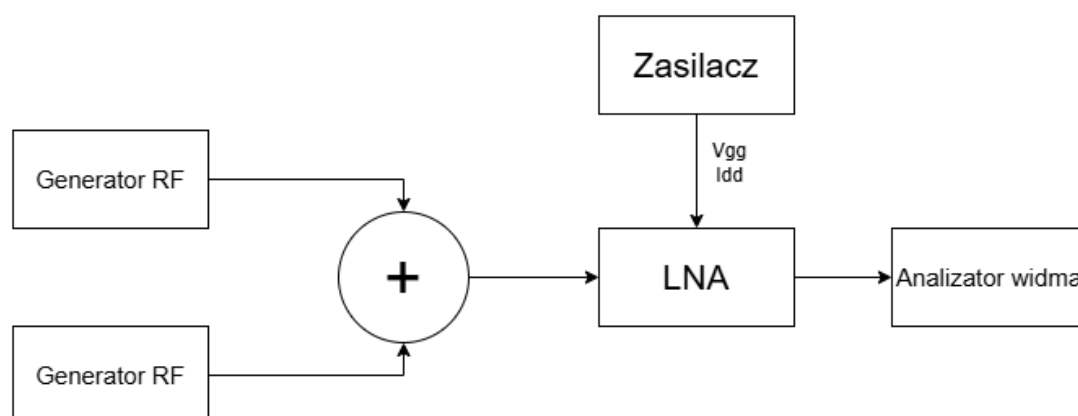
Pomiar zniekształceń nieliniowych wzmacniacza przeprowadzono przy użyciu funkcji pomiaru THD (ang. Total Harmonic Distortion) wbudowanej w analizator widma. Przedstawiony na rysunku 31. układ pomiarowy obejmował generator sygnału, podłączony do wejścia wzmacniacza, oraz analizator widma na jego wyjściu.

Pomiar polegał na analizie widma wyjściowego i automatycznym wyznaczeniu wartości THD na podstawie stosunku mocy sygnałów harmonicznych do sygnału podstawowego. Uwzględniono kolejne trzy harmoniczne: drugą (2.84 GHz), trzecią (4.26 GHz) oraz czwartą (5.68 GHz) składową, powstałe jako wynik nieliniowości układu. Zmieniano poziom mocy sygnału wejściowego w zakresie od -60 do -20, dBm i dla każdej wartości rejestrowano poziomy składowych harmonicznych oraz wyliczony THD. Zestawienie wyników pomiarów przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2 Zestawienie wartości współczynnika THD oraz poziomów harmonicznych dla czterech poziomów mocy wejściowej.

P_{WE} [dBm]	THD [%]	THD [dB]	Pods [dBm]	2. harm [dBc]	3. harm [dBc]
-60	0.11	-59.48	-26.68	-59.56	-77.84
-40	0.44	-47.21	-7.00	-48.69	-52.76
-30	1.79	-34.95	2.61	-39.51	-37.52
-20	10.41	-19.65	5.02	-23.41	-22.16

5.5 Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3)



Rysunek 34: Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3) wzmacniacza.

Poziom zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (ang. *Third – Order Intermodulation Distortion*) to kolejny parametr pozwalający na ocenę liniowości badanego wzmacniacza.

Do wejścia wzmacniacza podłączono dwa sygnały o częstotliwościach, różniących się o 1, MHz, zsumowane przy użyciu dzielnika Wilkinsona, zapewniającego bardzo dobrą izolację między generatorami. Taki układ powoduje powstawanie niepożądanych produktów intermodulacyjnych, pojawiających się w paśmie wyjściowym, głównie na częstotliwościach $2f_1 - f_2$ oraz $2f_2 - f_1$.

Poziomy składowych intermodulacyjnych wyznaczono przy pomocy automatycznej funkcji, w którą wyposażony jest analizator widma. Zestawienie wyników pomiarów przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3 Wyniki pomiarów zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3).

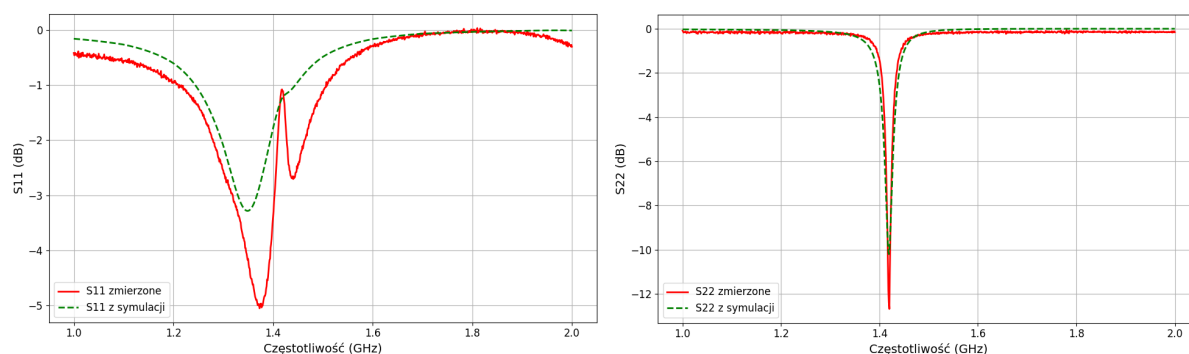
Pwe [dBm]	IIP3 [dBm]
-40	19.09
-30	13.58
-20	8.00

5.6 Wnioski dotyczące pomiarów LNA

Wyniki pomiarów przedstawione w tabeli 4 pozwalają na całościową ocenę działanie zaprojektowanego wzmacniacza LNA. Założenia dotyczące wzmocnienia oraz dopasowania wyjściowego (S_{22}) zostały spełnione z nadwyżką, co świadczy o dobrze dobranym punkcie pracy i skutecznym przeniesieniu układów dopasowujących z symulacji do rzeczywistego układu. Potwierdzają to również charakterystyki porównawcze parametrów rozproszenia zmierzonych oraz wynikających z symulacji (Rys. 35).

Tabela 4. Wyniki pomiarów dla częstotliwości 1420 MHz.

Parametr (dla $f = 1420$ MHz)	Wartość	Założenie
Wzmocnienie	35.15 dB	> 30 dB
Współczynnik szumu	1.39 dB	< 1 dB
Dopasowanie wyjściowe (S_{22})	12.68 dB	> 10 dB
Punkt kompresji (P_{1dB})	3.02 dBm	> 0 dBm
THD (dla $P_{WE} = -40$ dBm)	-47.21 dB	–
IP3 (dla $P_{WE} = -40$ dBm)	19.09 dBm	–

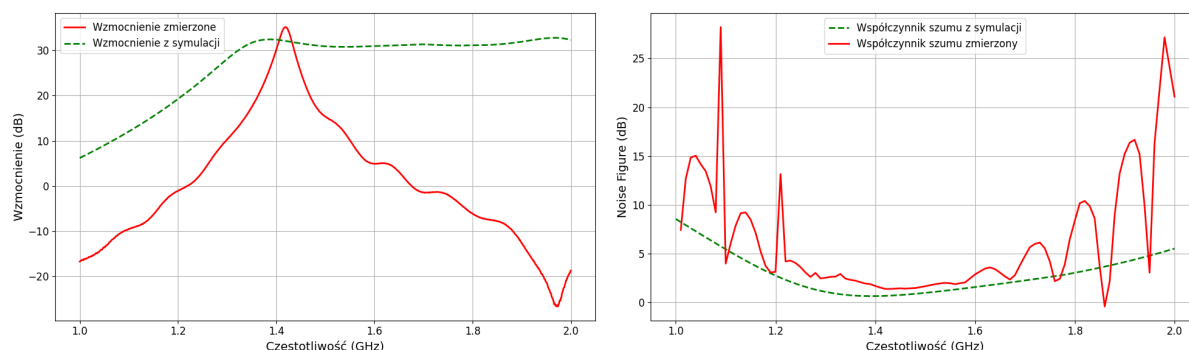


Rysunek 35: Wykres porównawczy parametry rozproszenia S_{11} oraz S_{22} .

Z kolei pomiary 1-decybelowego punktu kompresji (P_{1dB}) oraz współczynnika zawartości harmonicznych (THD) wskazują na wysoką liniowość wzmacniacza.

Mniej udane okazały się pomiary współczynnika szumu, który osiągnął wartość minimalną na poziomie 1.39 dB, a więc około 0.4 dB powyżej zakładanego celu. Nie dyskwalifikuje go to z zastosowania w radioastronomii, wskazuje na dodatkowe źródło szumu nie uwzględnione w modelu.

Porównanie charakterystyk zmierzonych i symulowanych, zarówno dla współczynnika szumu, jak i wzmocnienia, przedstawione na rysunku 36, pokazuje istotne rozbieżności w kształcie charakterystyki pasmowej, szczególnie w przypadku wzmocnienia.



Rysunek 36: Wykres porównawczy współczynnika szumu i wzmocnienia.

Różnice wynikają najprawdopodobniej z kilku nakładających się czynników: rozrzutu elementów biernych (indukcyjności i pojemności), niedoskonałości w odwzorowaniu

6 Układ automatycznego ustalania punktu pracy dwustopniowego wzmacniacza LNA

Realizacja tych wymagań przy zasilaniu pojedynczym napięciem DC wymaga zastosowania dodatkowych układów pomocniczych, takich jak przetwornice generujące napięcie ujemne (np. inwertery DC - DC), stabilizatorów o regulowanym napięciu wyjściowym, a także odpowiednich układów zabezpieczających.

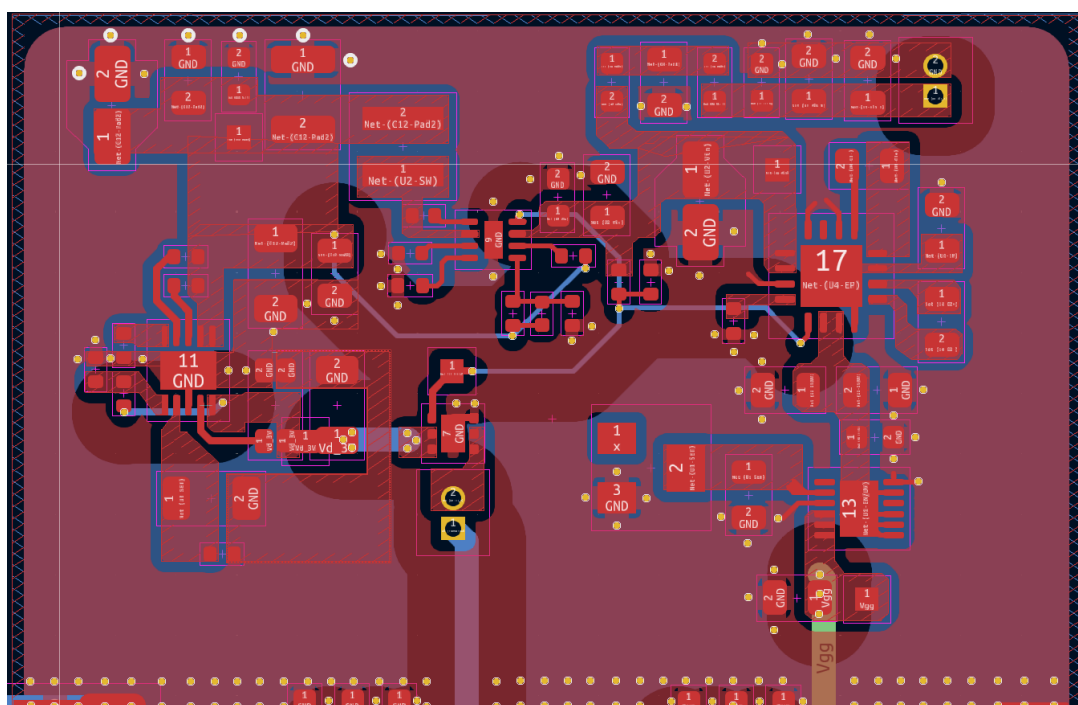
Napięcie zasilające trafia w pierwszej kolejności na baterię równolegle połączonych kondensatorów, których zadaniem jest wstępne tłumienie tętnień oraz filtracja zakłóceń. Następnie sygnał przekazywany jest na wejście przetwornicy impulsowej LT8608, charak-

teryzującej się szerokim zakresem napięcia wejściowego (od 3 V do 42 V), pracującej w konfiguracji zapewniającej stabilne napięcie 5 V na swoim wyjściu.

Wymagane, do zasilania drenów tranzystorów, napięcie 3 V uzyskano za pomocą liniowego stabilizatora LT3042, zaprojektowanego z myślą o zastosowaniach wymagających wyjątkowo niskiego poziomu szumów. Podanie napięcia na dren zostało dodatkowo opóźnione przy użyciu układu przełączającego ADP197-02, który oprócz funkcji sterowania zasilaniem zapewnia również zabezpieczenie termiczne.

Do wygenerowania ujemnego napięcia niezbędnego do polaryzacji bramek zastosowano układ pompy ładunkowej ADP5600, współpracujący z regulatorem liniowym LT3094. Takie połączenie umożliwia precyzyjną regulację napięcia ujemnego w wymaganym zakresie oraz gwarantuje niskoszumową pracę całego toru zasilania.

6.2 Projekt PCB zasilacza



Rysunek 38: Maska zaprojektowanej płytki drukowanej układu automatycznego ustalania punktu pracy wzmacniacza LNA.

Rozmieszczenie elementów, sposób prowadzenia ścieżek sygnałowych, a także rozwiązania dotyczące pól lutowniczych i rozmieszczenia przelotek zostały oparte bezpośrednio na zaleceniach zawartych w notach katalogowych producentów poszczególnych układów scalonych. Uwzględnienie tych wytycznych pozwoliło zapewnić stabilność pracy oraz optymalne warunki elektryczne dla każdego z komponentów.

Wewnętrzne warstwy wykorzystano do rozprowadzenia masy co pozwoliło lepiej odizolować sygnały między zewnętrznymi warstwami. W celu minimalizacji wpływu prądów błądzących, które mogłyby pogorszyć właściwości szumowe układu, masy sekcji zasilania i wzmacniacza połączono jedynie za pomocą wąskich ścieżek umieszczonych na obrzeżach płytki. Dla poprawy integralności połączeń masy pomiędzy warstwami, zastosowano przelotki GND rozmieszczone w odstępach co 1 mm na całej długości toru pomiędzy sekcją zasilania a wzmacniaczem.

6.3 Walidacja układu automatycznego ustalania punktu pracy dwustopniowego wzmacniacza LNA

Testy uruchomieniowe zostały przeprowadzone na płytce testowej, pozbawionej sekcji wzmacniacza, aby uniknąć ewentualnych uszkodzeń toru radiowego podczas pierwszego załączenia. Po weryfikacji poprawności poziomów napięć wyjściowych każdego z regulatorów (5 V, 3 V oraz -0,5 V), przystąpiono do pomiaru opóźnienia załączenia napięcia drenów względem napięcia polaryzacji bramek. Do tego celu wykorzystano oscyloskop w trybie pojedynczego wyzwolenia zboczem narastającym. Do pierwszego kanału podłączono wyjście zasilacza Rohde Schwarz HMP4030, drugi służył do oceny napięcia 5 V za regulatorem LT8608, trzeci kanał został podłączony do punktu testowego napięcia polaryzacji bramek, natomiast czwarty miał zmierzyć zmianę napięcia pojawiającego się na drenach tranzystorów. Uzyskane przebiegi przedstawiono na rysunku 39, aktualnie dobrane elementy zapewniają około 2,5 ms opóźnienie, potwierdzające poprawną pracę układu ADP197-02.



Rysunek 39: Przebiegi czasowe poszczególnych napięć zasilacza.

7 Wybór przełącznika źródeł w radioastronomii

W systemach radioastronomicznych ważną rolę odgrywa możliwość dokładnego porównywania poziomu sygnału pochodzącego z anteny z poziomem odniesienia pochodzącym ze źródła o znanej temperaturze, najczęściej w postaci rezystora. Celem tego porównania jest oszacowanie szumów własnych odbiornika oraz kalibracja całego toru pomiarowego. Wymaga to zastosowania układów przełączających charakteryzujących się minimalnym tłumieniem, niskim poziomem szumów własnych, a także wysokim współ-

czynnikiem izolacji pomiędzy przełączanymi źródłami. W niniejszym rozdziale przedstawione zostały możliwe rozwiązania przełączników, porównane ich parametry oraz sposoby implementacji.

7.1 Przełączniki mechaniczne

Przełączniki mechaniczne wykorzystują złożone rozwiązania konstrukcyjne pod względem mechaniki, zapewniające minimalne straty wtrąceniowe. Przykładem mogą być produkty firmy Agilent z serii N181X, których budowę — opartą na prostokątnej, współosiowej strukturze przesuwającej się między dwoma zamontowanymi na stałe polami uziemienia — opisano w nocie katalogowej [9]. Taka konstrukcja zapewnia bardzo dobre parametry w szerokim zakresie częstotliwości (do 27 GHz): wysoką izolację między kanałami (> 120 dB dla 4 GHz), wynikającą z galwanicznego odłączenia sygnału, oraz bardzo małe tłumienie (< 0.27 dB) dzięki mechanicznemu stykowi. Wadą tego rozwiązania jest relatywnie długi czas przełączenia — 15 ms — oraz ograniczona żywotność, którą producent deklaruje na 5 milionów cykli przełączeniowych. Dodatkowo, przełączniki mechaniczne, w przeciwieństwie do rozwiązań opartych na półprzewodnikach, cechują się większymi gabarytami, wynikającymi z obecności ruchomych elementów mechanicznych.

7.2 Przełączniki oparte o diody PIN

Popularną alternatywą, szczególnie w zastosowaniach amatorskich, są układy przełączników wykorzystujące diody PIN, zapewniając krótsze czasy przełączania, niezawodność i mniejsze rozmiary. Dodatkowym atutem jest ich odporność na wstrząsy i drgania, spowodowane brakiem ruchomych elementów.

Podstawą działania przełącznika z diodą PIN jest zależność impedancji złącza od poziomu spolaryzowania. Specjalnie domieszkowana struktura diody PIN pozwala na podwójne działanie - niskiej impedancji w trybie przewodzenia oraz wysokiej impedancji po spolaryzowaniu w kierunku zaporowym.

Do zalet przełączników opartych o diody PIN należy zaliczyć krótki czas przełączania ($< 1\mu\text{s}$), niskie straty ($< 1\text{dB}$), często powodowane nie przez wykorzystane diody, ale dodatkowe elementy konieczne do ich polaryzacji oraz izolację na typowym poziomie powyżej 50dB.

Największą wadą jest konieczność zaprojektowania układów polaryzujących diody PIN, opartych najczęściej na cewkach blokujących wysoką częstotliwość od strony zasilania oraz kondensatorów blokujących składową stałą w torze radiowych, podobnie jak miało to miejsce w projekcie wzmacniacza i polaryzacji tranzystorów.[8]

8 Podsumowanie

Prężnie rozwijająca się technika SDR pozwala na prowadzenie własnych badań radioastronomicznych w oparciu o amatorski sprzęt i podstawowe zestawy antenowe. Pomimo to, niskoszumny wzmacniacz o bardzo dobrych parametrach elektrycznych pozostaje kluczowym elementem determinującym jakość prowadzonych obserwacji.

Celem niniejszego projektu było opracowanie konkurencyjnego rozwiązania względem popularnych, lecz opartych na przestarzałych komponentach, wzmacniaczy używanych przez radioamatorów. W tym celu wybrano nowoczesny tranzystor SKY65050 firmy Skyworks, który posłużył jako główny element aktywny.

Przyjęte założenia, dotyczące kluczowych parametrów wzmacniacza dla pracy na częstotliwości 1420 MHz, obejmowały: współczynnik szumu poniżej 1 dB, wzmocnienie powyżej 30 dB, liniowość, określoną poprzez wartość parametru jedno-decybelowego punktu kompresji, na poziomie przekraczającym 0 dBm oraz poziom dopasowania wyjściowego lepszy od -10 dB.

Osiągnięcie założonych parametrów znacząco ułatwiło środowisko AWR, w którym przeprowadzono wszystkie niezbędne symulacje z wykorzystaniem modeli udostępnionych przez producenta tranzystorów oraz parametrów laminatu dostarczonych przez firmę odpowiedzialną za wykonanie płytek PCB. Montaż wzmacniacza oraz późniejszą optymalizację wybranych elementów wykonano samodzielnie, aż do uzyskania satysfakcjonujących wyników. Szereg przeprowadzonych pomiarów potwierdził poprawne działanie układu, którego parametry wskazują na jego pełną przydatność w założonym zastosowaniu.

Dla częstotliwości 1420 MHz układ charakteryzuje się około 35 dB wzmocnieniem, którego wąskopasmowy charakter można potraktować jako dodatkowy atut w pomiarach radioastronomicznych. Maksymalne wzmocnienie przypada na zaprojektowaną częstotliwość pracy, natomiast poza pasmem obserwuje się wyraźny spadek wzmocnienia oraz tłumienie dla sygnałów niepożądanych. Również poziom dopasowania wyjściowego równy -12.7 dB oraz jedno-decybelowy punkt kompresji na poziomie 3 dBm wskazują na poprawną pracę wzmacniacza w zakładanym paśmie częstotliwości.

Jedynym nieosiągniętym założeniem okazała się wartość współczynnika szumu równa 1.4 dB, większa o 0,4 dB niż zakładany próg 1 dB. Dalsza optymalizacja układu dopasowującego wejście lub określenie i eliminacja ewentualnego źródła szumu, niebędącego częścią toru radiowego (np. szumy pochodzące od zasilaczy), mogłyby pozwolić na spełnienie tego kryterium.

Kwestią do rozważenia w dalszej eksploatacji pozostaje niski poziom dopasowania wejściowego równy -1.2 dB dla $I_{DD} = 15$ mA. Zmiana układu dopasowującego wejście pozwoli wpłynąć zarówno na niezadowalający poziom współczynnika szumu, jak również na poprawę poziomu dopasowania wejściowego. Wykorzystanie topologia typu "T" umożliwia szeroki dobór elementów dopasowujących bez konieczności wprowadzania zmian w projekcie płytki drukowanej, pozwoli to zaoszczędzić czas i środki podczas dalszych prób optymalizacji.

Spis rysunków

1	Schemat blokowy toru odbiorczego radioteleskopu wykorzystującego radio- odbiornik SDR.	4
2	Schemat blokowy topologii wzmacniacza LNA.	7
3	Model czwórnika służący do wyznaczenia parametrów rozproszenia. . . .	7
4	Przykładowe okręgi stałego wzmocnienia.	9
5	Kaskadowe połączenie dwu-wrotników	10
6	Przykładowe okręgi stałego współczynnika szumu.	11
7	Przykładowe okręgi obszarów stabilności - układ potencjalnie niestabilny.	12
8	Schemat ideowy płytki do pomiarów parametrów S tranzystora.	15
9	Płytkę PCB do pomiarów parametrów rozproszenia tranzystora.	15
10	Zestawienie wyników pomiarów parametrów S z modelem tranzystora SKY65050.	16
11	Schemat układu służącego do symulacji wpływu wartości Γ_S i Γ_L na pa- rametry wzmacniacza.	17
12	Schemat ideowy obwód dopasowania wejściowego.	17
13	Trajektoria impedancji w wejściowym obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.	18
14	Schemat ideowy obwód dopasowania wyjściowego.	18
15	Trajektoria impedancji w wyjściowym obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.	19
16	Schemat ideowy pośredniego obwodu dopasowania.	19
17	Trajektoria impedancji w pośrednim obwodzie dopasowania na wykresie Smitha.	20
18	Schemat 2-stopniowego wzmacniacza.	21
19	Wzmocnienie oraz współczynnik szumu idealnego wzmacniacza LNA. . .	21
20	Maska płytki drukowanej dwustopniowego wzmacniacza niskoszumnego z zaznaczonymi blokami funkcjonalnymi.	22
21	Część schematu odpowiadająca pojedynczemu blokowi zasilania tranzystora.	23
22	Część schematu odpowiadająca obwodowi dopasowania wejściowego. . . .	23
23	Część schematu odpowiadająca obwodowi dopasowania pośredniego. . . .	24
24	Część schematu odpowiadająca obwodowi dopasowania wyjściowego. . . .	25
25	Wzmocnienie oraz współczynnik szumu wzmacniacza LNA uzyskane w wyniku symulacji modelu uwzględniającego elementy rzeczywiste.	25
26	Wyjściowe oraz wejściowe dopasowanie rzeczywistego wzmacniacza LNA.	26
27	Schemat blokowy układu do pomiaru parametrów rozproszenia wzmacniacza.	26
28	Zestawienie wyników pomiaru parametrów rozproszenia dla wartości prądu drenu I_{DD} wynoszących 15 mA, 20 mA, 25 mA.	27
29	Schemat blokowy układu do pomiaru współczynnika szumu wzmacniacza.	28
30	Zestawienie wyników pomiaru współczynnika szumu dla trzech wartości prądu drenu.	28
31	Schemat blokowy układu do pomiaru 1-decybelowego punktu kompresji wzmacniacza.	29
32	Zestawienie wyników pomiaru 1-decybelowego punktu kompresji dla trzech wartości prądu drenu.	29
33	Zestawienie wyników pomiaru wzmocnienia w funkcji mocy wejściowej dla trzech wartości prądu drenu.	30

34	Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3) wzmacniacza.	31
35	Wykres porównawczy parametry rozproszenia S11 oraz S22.	32
36	Wykres porównawczy współczynnika szumu i wzmocnienia.	32
37	Schemat ideowy układu automatycznego ustalania punktu pracy wzmacniacza niskoszumnego.	33
38	Maska zaprojektowanej płytki drukowanej układu automatycznego ustalania punktu pracy wzmacniacza LNA.	34
39	Przebiegi czasowe poszczególnych napięć zasilacza.	35

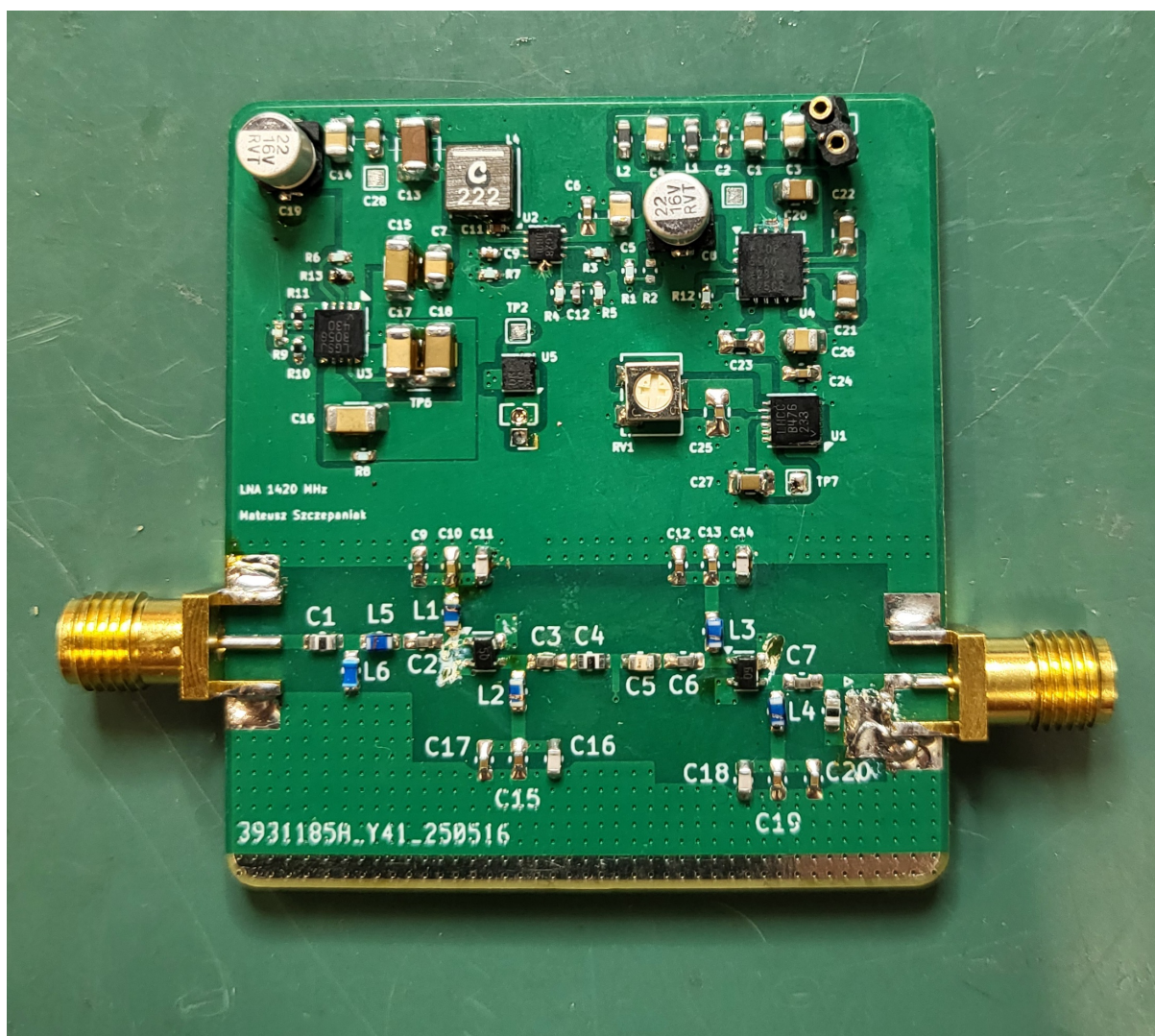
Spis tabel

1	Założenia projektowe	13
2	Zestawienie wartości współczynnika THD oraz poziomów harmonicznych dla czterech poziomów mocy wejściowej.	30
3	Wyniki pomiarów zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu (IP3).	31
4	Wyniki pomiarów dla częstotliwości 1420 MHz.	32

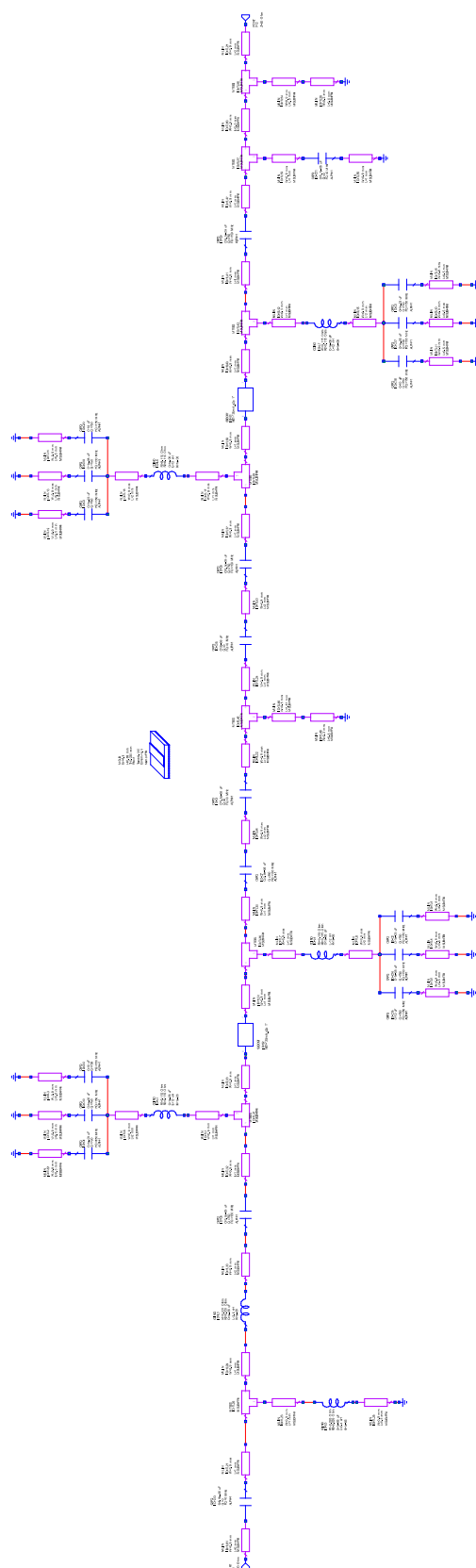
Bibliografia

- [1] Harald T. Friis. “Noise Figures of Radio Receivers”. In: *Proceedings of the IRE* 32.7 (1944), pp. 419–422. DOI: 10.1109/JRPROC.1944.232049.
- [2] Guillermo Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. 2nd ed. Prentice Hall, 1997. ISBN: 9780132543354.
- [3] K.G. Jansky. “Electrical Disturbances Apparently of Extraterrestrial Origin”. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 21.10 (1933), pp. 1387–1398.
- [4] J. B. Johnson. “Thermal Agitation of Electricity in Conductors”. In: *Physical Review* 32 (1928), pp. 97–109. DOI: 10.1103/PhysRev.32.97.
- [5] F. Mejri, T. Aguilí, and G. Moncef. “Design of a LNA for the Characterization by a New Original Approach the 21cm Line of Atomic Hydrogen”. In: *2024 10th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. 2024, pp. 1050–1055. DOI: 10.1109/CoDIT62066.2024.10708358.
- [6] H. Nyquist. “Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors”. In: *Physical Review* 32 (1928), pp. 110–113. DOI: 10.1103/PhysRev.32.110.
- [7] Gaurav B Parikh and Anil Raut. “A Wideband Ultra-Low Noise Room Temperature LNA for Radio astronomy Applications”. In: *2023 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*. 2023, pp. 1–3. DOI: 10.1109/RADIO58424.2023.10146060.
- [8] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 4th ed. John Wiley & Sons, 2011. ISBN: 9780470631553.
- [9] RS Components. *Agilent N1810/1/2 Coaxial Switches*. Dostęp: <https://docs.rs-online.com/569c/0900766b80cc1df4.pdf>. RS Components. Corby, Reino Unido.

Załącznik A - Zdjęcie przedstawiające wykonany wzmacniacz LNA



Załącznik B - Schemat ideowy wzmacniacza LNA



Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050



DATA SHEET

SKY65050-372LF: 0.45-6.0 GHz Low Noise Transistor

Applications

- Wireless infrastructure: WLAN, WiMAX, broadband, cellular base stations
- Test instrumentation
- LNA for GPS receivers
- Satellite receivers

Features

- Externally matched for wideband operation
- Noise Figure = 0.45 dB @ 2.4 GHz of device only
- Noise Figure = 0.65 dB @ 2.4 GHz including matching network loss
- Gain = 15.5 dB @ 2.4 GHz
- OIP3 = +23.5 dBm @ 2.4 GHz, $V_{DD} = 3\text{ V}$, $I_{DD} = 20\text{ mA}$
- P1dB = +10.5 dBm @ 2.4 GHz, $V_{DD} = 3\text{ V}$, $I_{DD} = 20\text{ mA}$
- Adjustable supply current, 5 to 55 mA
- Small, SC-70 (4-pin, 2.20 x 1.35 x 1.10 mm) package (MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020)



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to *Skyworks Definition of Green™*, document number SQ04-0074.

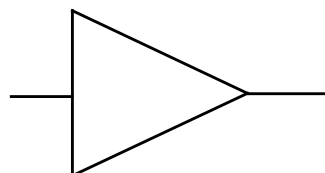


Figure 1. SKY65050-372LF Block Diagram

Description

The SKY65050-372LF is a high performance, n-channel low-noise transistor. The device is fabricated from Skyworks advanced depletion mode pHEMT process and is provided in a 2.20 x 1.35 x 1.10 mm, 4-pin SC-70 package.

The transistor's low Noise Figure (NF), high gain, and excellent 3rd Order Intercept Point (IP3) allow the device to be used in various receiver and transmitter applications.

A functional block diagram is shown in Figure 1. The pin configuration and package are shown in Figure 2. Signal pin assignments and functional pin descriptions are provided in Table 1.

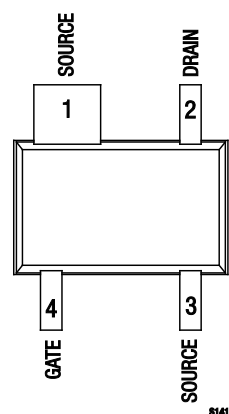


Figure 2. SKY65050-372LF Pinout – 4-Pin SC-70 (Top View)

Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050

DATA SHEET • SKY65050-372LF LOW NOISE TRANSISTOR

Table 1. SKY65050-372LF Signal Descriptions

Pin #	Name	Description	Pin #	Name	Description
1	SOURCE	Source lead. Provides DC self-biasing point and AC ground.	3	SOURCE	Source lead. Provides DC self-biasing point and AC ground.
2	DRAIN	RF output. Requires external matching network for optimum performance. Supply voltage required through external RF choke.	4	GATE	RF input. Requires external matching network for optimum performance.

Table 2. Self-Biasing Resistors

Resistor Value (Ω)	Drain Current (mA)
130	5
47	10
27	15
20	20
15	25
10	30

Functional Description

The SKY65050-372LF is a depletion mode pHEMT designed for low noise, high frequency applications. The SKY65050-372LF has a typical NF of 0.65 dB tested at the 2.4 GHz wireless LAN frequency band. A gain of 15.5 dB typical is achieved using the same circuit. If the frequency of operation is lowered to the 1 GHz range, NF performance of the device can approach 0.5 dB including input matching network losses.

De-embedded scattering and noise parameters are provided in addition to typical circuit topologies for commonly used frequency bands. With an appropriate circuit, the SKY65050-372LF can be used for many applications from 450 MHz up to 6 GHz. The compact SC-70 package makes the SKY65050-372LF an ideal low noise and low cost solution.

Biasing

To properly bias a depletion mode pHEMT, both the gate and drain of the device must be properly biased. At $V_{GS} = 0$ V and $V_{DS} \geq 2$ V, the device is in a saturated state and draws the maximum amount of current, I_{DSS} . The device typically achieves the best noise performance at $V_{DS} = 3$ V and $I_{DSS} = 15$ mA. To control I_{DSS} , V_{GS} must be biased with a negative voltage supply.

To eliminate the need for a negative DC supply, self-biasing should be used when a resistor is placed between one of the source leads and ground. A bypass capacitor should be placed in parallel to this resistor to provide an RF ground and to ensure performance remains unchanged at the operating frequency.

When current flows from drain to source and through the resistor, the source voltage becomes biased above DC ground. The gate pin of the device should be left unbiased at 0 V, which creates the

desired negative V_{GS} value. This simplifies the design by eliminating the need for a second DC supply.

Table 2 provides the resistor values used to properly bias the SKY65050-372LF.

RF Matching Networks

The SKY65050-372LF Evaluation Board assembly diagram is shown in Figure 12 and a circuit schematic is provided in Figure 13. The schematic shows the recommended RF matching network used for the 2.4 GHz wireless LAN frequency band. The network was designed using de-embedded s- and n-parameters. The circuit was primarily tuned for gain, NF, and input and output return loss, while maintaining proper stability.

Optimal noise performance is attained when the impedance presented to the input of the amplifier is equal to its minimum NF impedance point. Components C1, C2, C3, L1, and L2 shown in Figures 12 and 13 provide the necessary impedance match for NF and input return loss. Circuit board and input matching structure losses on the input of the amplifier directly add to the overall NF of the amplifier. It is critical to minimize RF trace lengths and to use high-Q components to achieve optimal NF performance.

Components R2 and C14 provide self biasing for the device and RF grounding for one of the two source leads. Components C5 and L3 are placed on the opposing source lead and are used to tune the transistor's source inductance.

Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050

DATA SHEET • SKY65050-372LF LOW NOISE TRANSISTOR

The effect of source inductance varies with frequency. Too little source inductance increases gain and high frequency stability, but at the cost of decreased in-band stability. Too much source inductance decreases high frequency stability and gain, but increases in-band stability. It is very important to find the optimum tuning of source inductance that balances all of these variables.

The output matching topology is typical for an RF transistor. Component L3 is the RF choke that prevents RF signals from reaching the DC supply. Component C4 is the DC blocking capacitor. Components C10 and C11 improve output return loss and 3rd Order Output Intercept Point (OIP3) performance.

Electrical and Mechanical Specifications

The absolute maximum ratings of the SKY65050-372LF are provided in Table 3. The recommended operating conditions are specified in Table 4 and electrical specifications are provided in Table 5.

Performance characteristics for the SKY65050-372LF are illustrated in Figures 3 through 11.

Table 3. SKY65050-372LF Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Minimum	Typical	Maximum	Units
Input power	P _{IN}			+10	dBm
Output power	P _{OUT}			+20	dBm
Drain source voltage	V _{DS}		6.0		V
Gate to source voltage	V _{GS}		-5.0		V
Gate to drain voltage	V _{GD}		-5.0		V
Drain current	I _{DS}		55		mA
Gate current	I _{GS}		100		μA
Power dissipation	P _{DIS}		240		mW
Channel temperature	T _{CHAN}		150		°C
Storage temperature	T _{STG}	-65		+125	°C
Operating temperature	T _{OP}	-40		+85	°C

Note: Exposure to maximum rating conditions for extended periods may reduce device reliability. There is no damage to device with only one parameter set at the limit and all other parameters set at or below their nominal value. Exceeding any of the limits listed here may result in permanent damage to the device.



Attention: Observe Precautions for Handling Electrostatic Sensitive Devices

ESD Man-Machine (MM) Model = <50 V (Class A)

ESD Human Body Model (HBM) = 150 V (Class 0)

ESD Charge Device Model (CDM) = 500 V (Class 3)

Electrostatic Discharge (ESD) can damage this device, which must be protected from ESD at all times. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD precautions should be used at all times.

Table 4. SKY65050-372LF Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Minimum	Typical	Maximum	Units
Supply voltage	V _{DD}	2	3	5	V
Supply current	I _{DD}	5	20	55	mA

Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050

DATA SHEET • SKY65050-372LF LOW NOISE TRANSISTOR

Table 5. SKY65050-372LF Electrical Specifications (Note 1)

($T_{OP} = +25^{\circ}\text{C}$, Characteristic Impedance [Z_0] = $50\ \Omega$, $V_{DD} = 3\ \text{V}$, $I_{DD} = 20\ \text{mA}$, Parameters Include a 2.4 GHz Matching Network, Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typical	Max	Units
Saturated drain current	I_{DSS}	$V_{DS} = 2\ \text{V}$, $V_{GS} = 0\ \text{V}$	40	55	70	mA
Pinchoff voltage	V_P	$V_{DS} = 2\ \text{V}$, $I_{DS} = 2.5\%$ of I_{DSS}	-0.95	-0.80	-0.65	V
Transconductance	g_m	$V_{DS} = 2\ \text{V}$, $g_m = \Delta I_{DS} / \Delta V_{GS}$, measured at $I_{DS} = 20\%$ of I_{DSS}	40	80	120	mS
Gate leakage current	I_{GSS}	$V_{GD} = V_{GS} = -3\ \text{V}$		1	200	μA
Noise Figure	NF1 (Note 2) NF2 (Note 3)	@ 2.4 GHz		0.40 0.65	0.85	dB
Gain	S21	@ 2.4 GHz	13.5	15.5	17.5	dB
Input return loss	S11	@ 2.4 GHz		18.5		dB
Output return loss	S22	@ 2.4 GHz		14		dB
Reverse isolation	S12	@ 2.4 GHz		22.5		dB
3 rd Order Output Intercept Point	OIP3	$P_{OUT} = -10\ \text{dBm/tone}$, $\Delta F = 1\ \text{MHz}$, @ 2.4 GHz		+23.5		dBm
3 rd Order Input Intercept Point	IIP3	$P_{OUT} = -10\ \text{dBm/tone}$, $\Delta F = 1\ \text{MHz}$, @ 2.4 GHz		+8		dBm
1 dB Output Compression Point	OP1dB	@ 2.4 GHz		+10.5		dBm
1 dB Input Compression Point	IP1dB	@ 2.4 GHz		-4		dBm
Stability	K	Unconditionally stable, DC – 18 GHz		>1		–

Note 1: Performance is guaranteed only under the conditions listed in this Table and is not guaranteed over the full operating or storage temperature ranges. Operation at elevated temperatures may reduce reliability of the device.

Note 2: NF of device only. Input RF connector, board, and input matching network loss de-embedded from measurement.

Note 3: NF of device and matching network. Input RF connector and board loss de-embedded from measurement.

Typical Performance Characteristics

($T_{OP} = +25^{\circ}\text{C}$, Characteristic Impedance [Z_0] = $50\ \Omega$, $V_{DD} = 3\ \text{V}$, $I_{DD} = 20\ \text{mA}$, Includes a 2.4 GHz Matching Network, Unless Otherwise Noted)

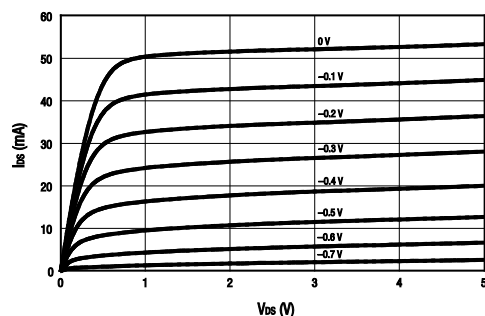


Figure 3. Typical IV Curves

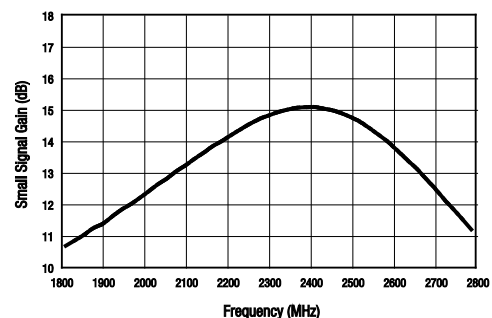


Figure 4. Small Signal Gain vs Frequency, $P_{IN} = -20\ \text{dBm}$

Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050

DATA SHEET • SKY65050-372LF LOW NOISE TRANSISTOR

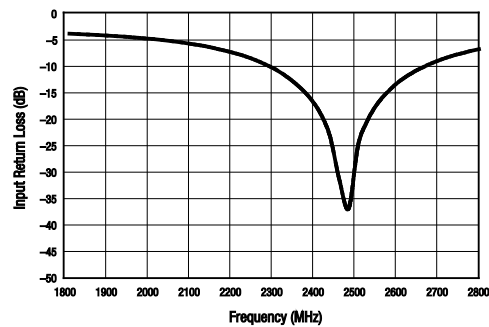


Figure 5. Input Return Loss vs Frequency, $P_{IN} = -20$ dBm

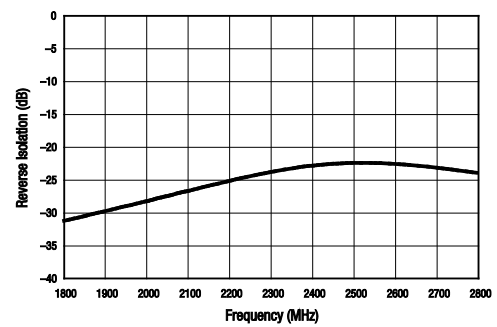


Figure 6. Reverse Isolation vs Frequency, $P_{IN} = -20$ dBm

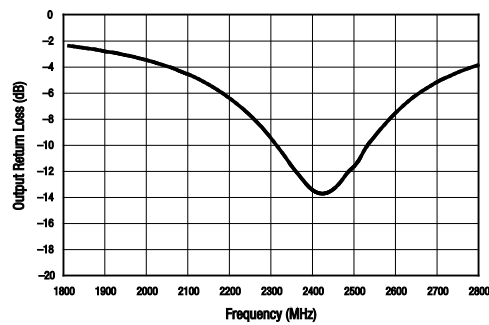


Figure 7. Output Return Loss vs Frequency, $P_{IN} = -20$ dBm

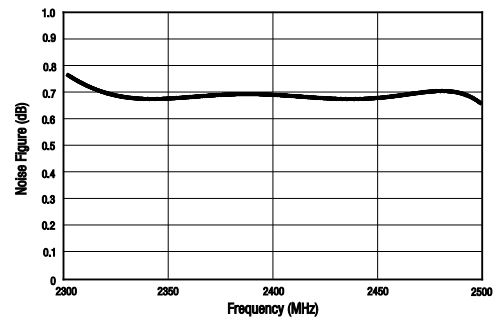


Figure 8. NF vs Frequency, Input RF Connector and Board Loss De-Embedded From Measurement

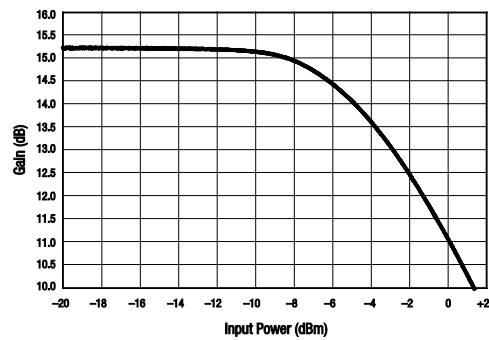


Figure 9. Gain vs Input Power, $F = 2.4$ GHz

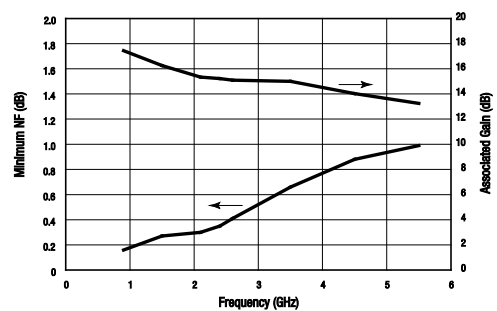


Figure 10. Minimum NF and Associated Gain vs Frequency, $I_{DD} = 15$ mA

Załącznik C - Nota katalogowa tranzystora SKY65050

DATA SHEET • SKY65050-372LF LOW NOISE TRANSISTOR

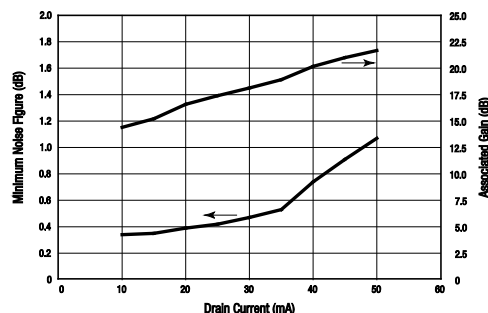


Figure 11. Minimum NF and Associated Gain vs Drain Current, F = 2.4 GHz

Evaluation Board Description

The SKY65050-372LF Evaluation Board is used to test the performance of the SKY65050-372LF low noise transistor. An assembly drawing for the Evaluation Board is shown in Figure 12. The Evaluation Board schematic diagram is shown in Figure 13. Table 6 provides the Bill of Materials (BOM) list for Evaluation Board components.

The board is populated for 2.4 GHz operation and contains a separate probe footprint for general device testing or source and load pull characterization. The board is provisioned with two RF connectors and a 3-pin DC launch. The RF connector and board loss up to component C1 is approximately 0.15 dB at 2.4 GHz.

Board material is 10 mil thick VT47 FR4 with 1 oz. copper cladding. RF input and output traces are 50 Ω .

Evaluation Board Test Procedure

- Step 1: Connect RF test equipment to amplifier input/output SMA connectors.
- Step 2: Connect DC ground.
- Step 3: Connect VDD to a +3 V supply with a current limit of 60 mA. Verify that the board draws approximately 20 mA.
- Step 4: Apply RF signal or noise source and verify performance detailed in Table 5.

Package Dimensions

The PCB layout footprint for the SKY65050-372LF is shown in Figure 14. Typical case markings are shown in Figure 15. Package dimensions for the 4-pin SC-70 are shown in Figure 16, and tape and reel dimensions are provided in Figure 17.

Package and Handling Information

Since the device package is sensitive to moisture absorption, it is baked and vacuum packed before shipping. Instructions on the shipping container label regarding exposure to moisture after the container seal is broken must be followed. Otherwise, problems related to moisture absorption may occur when the part is subjected to high temperature during solder assembly.

THE SKY65050-372LF is rated to Moisture Sensitivity Level 1 (MSL1) at 260 °C. It can be used for lead or lead-free soldering.

Care must be taken when attaching this product, whether it is done manually or in a production solder reflow environment. Production quantities of this product are shipped in a standard tape and reel format. For packaging details, refer to the Skyworks Application Note, *Discrete Devices and IC Switch/Attenuators Tape and Reel Package Orientation*, document number 200083.