

Electrónica Analógica III



Trabajo Practico N°2

Electrónica Analógica III - 2025

Alumnos:

Ramirez, Valentin José

López Sivilat, José Ignacio

López, Franco Gabriel

Beierbach, Alejo Adrián

Profesores:

Ing. Bruni Rodrigo

Ing. Dadam Federico

Índice

1. Análisis teórico	1
1.1. Microtiras	1
1.2. Parámetros de las microtiras	2
1.3. Modelo de síntesis	2
1.4. Modelo de análisis	3
1.5. Modelo de parámetros S	4
1.6. Parámetros S	4
1.7. Amplificador de microondas de baja señal	7
1.8. Diseño con microtiras	8
1.8.1. Línea en cortocircuito	9
1.8.2. Línea en circuito abierto	9
2. Desarrollo	10
2.1. Selección de la polarización	10
2.2. Cálculo de las microtiras	12
2.3. Análisis de estabilidad	12
2.4. Polarización	14
3. Simulaciones	15
3.1. Simulación de los adaptadores $\lambda/4$	15
3.2. Simulación con los capacitores sintetizados	16
3.3. Simulación completa	17
3.3.1. Cálculo de los taper	17
3.3.2. Simulación	18
3.4. Optimización	19
3.5. Cosimulación	19
4. Implementación física	21
4.1. Armado del circuito	22
4.1.1. Circuito de polarización	23
4.1.2. Correcciones durante la puesta en marcha	23
5. Mediciones	24
5.1. Mediciones con el Analizador de Espectro	25
5.1.1. Circuito oscilante	25
5.1.2. Circuito estabilizado sin oscilación con inyección de señal – baja ganancia	25
5.1.3. Circuito con inyección de señal – mayor ganancia (capacitores recortados)	26
5.1.4. Medición de pérdidas en los cables	26
5.2. Mediciones con el NanoVNA	27
5.2.1. Medición de S_{11} y S_{21}	27
5.2.2. Medición de S_{22} y S_{12}	27
5.2.3. Medición de atenuación del cable	28
6. Conclusión	29

7. Bibliografia	30
7.1. Material Complementario	30

Introducción

En este trabajo se aborda el diseño, simulación e implementación de un amplificador de bajo ruido (LNA) utilizando tecnología de microondas, específicamente optimizado para operar a una frecuencia de 2,4 GHz. Este tipo de amplificador es fundamental en sistemas de comunicación inalámbrica, ya que permite amplificar señales débiles sin degradar significativamente la relación señal-ruido del sistema.

El objetivo principal es desarrollar un amplificador clase A, de baja señal, que proporcione máxima ganancia y mínima figura de ruido, utilizando técnicas de adaptación conjugada simultánea. Para ello, se emplean redes de adaptación implementadas con microtiras sobre un sustrato FR4, asegurando una impedancia de entrada y salida normalizada a 50Ω .

El diseño se basa en el uso del transistor BFP450 de la empresa Infineon. A partir de su hoja de datos y del archivo en formato `.s2p`, se obtienen los parámetros S para distintos puntos de polarización y distintas frecuencias. Estos parámetros permiten evaluar el comportamiento del dispositivo en términos de ganancia, estabilidad y pérdidas por reflexión.

El procedimiento que se llevará a cabo incluye: la elección de un punto de polarización adecuado (definido por I_C y V_{CE}), el análisis de estabilidad, el cálculo de los coeficientes de reflexión e impedancias, y la síntesis de las redes de adaptación. En caso de no lograr una implementación práctica de dichas redes, se ajusta el punto de polarización y se repite el proceso.

La simulación y optimización del circuito se realiza utilizando el software ADS de Keysight Technologies, lo cual permite validar el desempeño del diseño antes de su implementación física. Finalmente, se lleva a cabo la construcción del amplificador en laboratorio y se miden los parámetros obtenidos para comparar con los resultados simulados.

1. Análisis teórico

1.1. Microtiras

Las microtiras son un tipo particular de línea de transmisión que consiste en una delgada franja conductora dispuesta sobre un sustrato dieléctrico, con un plano de tierra en la cara opuesta. Su estructura plana y compacta las convierte en una tecnología ampliamente utilizada en aplicaciones de alta frecuencia, tales como sistemas de comunicaciones inalámbricas, radares y circuitos de microondas.

1.2. Parámetros de las microtiras

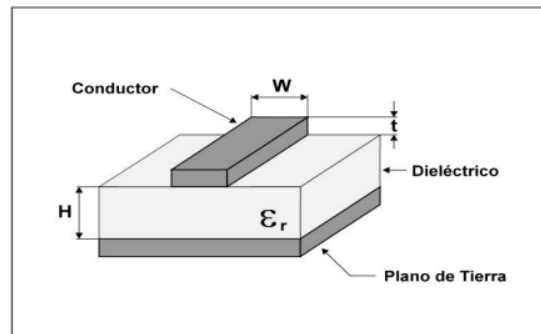


Figura 1: Parámetros físicos de una microtira

En la Figura 1 se muestran los principales parámetros físicos de una microtira: el espesor de la línea conductora (t), su ancho (W), la altura del dieléctrico (H), y la permitividad relativa del material dieléctrico (ϵ_r).

Para el análisis y diseño de estas líneas, se utiliza la permitividad relativa efectiva (ϵ_{ef}), que tiene en cuenta que parte del campo electromagnético se propaga en el dieléctrico y parte en el aire. Esta permitividad efectiva es ligeramente menor que la permitividad relativa del dieléctrico.

Cuando el ancho de la microtira W es considerablemente menor que el del plano de tierra en la misma dirección, la línea puede considerarse como una guía de onda que propaga un modo casi TEM (Transversal Electromagnético). Gracias a esta característica, es posible modelar su comportamiento utilizando el modelo distribuido de parámetros en serie (resistencia e inductancia) y en paralelo (capacitancia y conductancia), al igual que en el estudio general de líneas de transmisión.

En resumen, una microtira está formada por una tira conductora sobre una cara de un sustrato dieléctrico, mientras que la otra cara está completamente metalizada, actuando como plano de tierra. Para diseñarla adecuadamente, es fundamental establecer relaciones entre sus parámetros físicos y electromagnéticos, como la impedancia característica (Z_0) y la velocidad de propagación.

Los parámetros físicos controlables incluyen el ancho W y el espesor t de la línea conductora, la altura H respecto al plano de tierra y la constante dieléctrica ϵ_r del material aislante. Las ecuaciones empleadas para el diseño se agrupan en dos categorías: el modelo de síntesis, que permite determinar las dimensiones físicas necesarias para obtener una impedancia característica deseada; y el modelo de análisis, que permite calcular la impedancia característica a partir de las dimensiones de una microtira ya definida.

1.3. Modelo de síntesis

Se comienza definiendo la impedancia Z_0 que se requiere, para posteriormente calcular los parámetros A y B a través de las siguientes ecuaciones:

		Hammerstad	Wheeler
7	Donde	$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)}$	$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.226 + \frac{0.121}{\epsilon_r} \right)}$
8	Donde	$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$	$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$

Figura 2: Ecuaciones 7 y 8

Posteriormente, se procede a determinar el coeficiente W/H a través de las ecuaciones 5 o 6, dependiendo de si el resultado obtenido es menor o mayor que dos.

5	Para $\frac{W}{H} \leq 2$ \Rightarrow $\frac{W}{H} \geq 2H$	$\frac{W}{H} = \frac{8 \cdot e^A}{e^{3A} - 2}$	$\frac{W}{H} = \frac{8 \cdot e^A}{e^{3A} - 2}$
6	Para $\frac{W}{H} \geq 2$ \Rightarrow $\frac{W}{H} \geq 2H$	$\frac{W}{H} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{B-1-\ln(2B-1)}{2\epsilon_r} + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 \frac{0.01}{\epsilon_r} \right] \right]$	$\frac{W}{H} = \frac{\epsilon_r-1}{\pi \cdot \epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.293 \frac{0.017}{\epsilon_r} \right] + \frac{2}{\pi} [B-1-\ln(2B-1)]$

Figura 3: Ecuaciones 5 y 6

Si el valor obtenido de estas ecuaciones se multiplica por la altura de la placa H , se obtendrá el ancho W que deberá tener la microtira.

Finalmente, se calcula el ancho efectivo de la línea W_e , que contempla las pérdidas presentes en el material. Para ello, se utiliza la ecuación 9 o 10 según los resultados obtenidos anteriormente.

9	Para $\frac{W}{H} \leq \frac{1}{2\pi}$ \Rightarrow $\frac{H}{2} \geq \frac{2\pi W}{\ln \pi}$	$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right]$	$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi \cdot W}{t} \right) \right]$
10	Para $\frac{W}{H} \geq \frac{1}{2\pi}$ \Rightarrow $\frac{H}{2} \leq \frac{2\pi W}{\ln \pi}$	$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2H}{t} \right) \right]$	$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2H}{t} \right) \right]$

Figura 4: Ecuaciones 9 y 10

1.4. Modelo de análisis

En este caso, según el valor que adopte la relación W/H , se utiliza la ecuación 2 o 4 para calcular el valor de ϵ_r .

2	Para $\frac{W}{H} \leq 1$ \Rightarrow $W \leq H$	$\epsilon_r' = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{H} \right)^2 \right]$	$\epsilon_r' = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{H} \right)^2 \right]$
4	Para $\frac{W}{H} \geq 1$ \Rightarrow $W \geq H$	$\epsilon_r' = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}}$	$\epsilon_r' = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}}$

Figura 5: Ecuaciones 2 y 4

Luego se obtendrá la impedancia característica Z_0 de la microtira utilizando la ecuación 1 o 3, según corresponda:

1	Para $\frac{W}{H} \leq 1$ \Rightarrow $W \leq H$	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right)$	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right)$
3	Para $\frac{W}{H} \geq 1$ \Rightarrow $W \geq H$	$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{W}{H} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444 \right)}$	$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{W}{H} + 2.46 - 0.49 \frac{H}{W} + \left(1 - \frac{H}{W} \right)^2}$

Figura 6: Ecuaciones 1 y 3

1.5. Modelo de parámetros S

1.6. Parámetros S

Los parámetros S, o parámetros de dispersión (*scattering parameters*), constituyen una herramienta fundamental para describir el comportamiento eléctrico de dispositivos que operan en frecuencias de microondas y radiofrecuencia (RF). Estos parámetros caracterizan cómo una señal incidente se transmite y se refleja a través de un dispositivo, proporcionando una representación precisa de su desempeño.

A diferencia de otros métodos de análisis que requieren condiciones de circuito abierto o cortocircuito (difíciles de implementar a altas frecuencias), los parámetros S permiten trabajar directamente con ondas de potencia, lo que facilita su medición e interpretación. Por ello, son ampliamente utilizados en el diseño, simulación y caracterización de dispositivos pasivos y activos en sistemas de comunicaciones de alta frecuencia.

Partiendo del modelo se desarrollan las ecuaciones de tensión y corriente total en la línea.

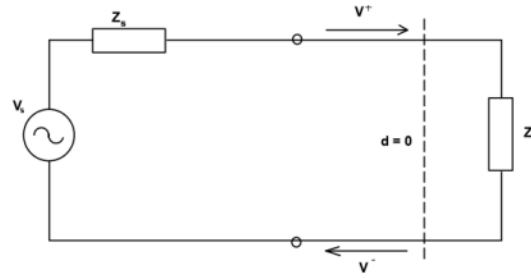


Figura 7: Modelo entrada/salida

$$V(d) = V_m^+ \cdot e^{j\beta d} + V_m^- \cdot e^{-j\beta d} \quad (1)$$

$$I(d) = I_m^+ \cdot e^{j\beta d} + I_m^- \cdot e^{-j\beta d} = \frac{V_m^+}{Z_o} \cdot e^{j\beta d} - \frac{V_m^-}{Z_o} \cdot e^{-j\beta d} \quad (2)$$

Posteriormente, se obtiene una combinación lineal entre las tensiones y corrientes, dando como resultado los coeficientes.

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V + Z_o \cdot I}{2\sqrt{Z_o}} \quad (3)$$

$$b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V - Z_o \cdot I}{2\sqrt{Z_o}} \quad (4)$$

donde "a" corresponde a las ondas incidentes y "b" a las ondas reflejadas. La conformación de las ondas podemos explicarla a partir del siguiente esquema:

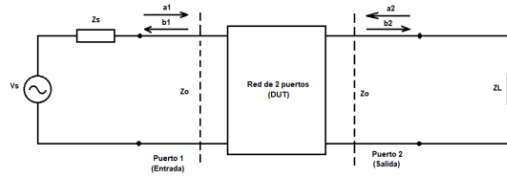


Figura 8: Red de dos puertos

se obtienen las ecuaciones

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_o \cdot I_1}{2\sqrt{Z_o}} \quad (5)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_o \cdot I_2}{2\sqrt{Z_o}} \quad (6)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_o \cdot I_1}{2\sqrt{Z_o}} \quad (7)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_o \cdot I_2}{2\sqrt{Z_o}} \quad (8)$$

Estos parámetros representan:

- a_1 : onda incidente en el puerto 1
- a_2 : onda incidente en el puerto 2
- b_1 : onda reflejada en el puerto 1
- b_2 : onda reflejada en el puerto 2

Por lo tanto, las ecuaciones generales del modelo utilizando los parámetros S serán:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (9)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (10)$$

La fuente genera una señal incidente (a_1), de la cual una porción se propaga al puerto de salida 2 como señal transmitida (b_2) que alcanza la carga. Aunque la carga esté adaptada, dicha adaptación podría no ser ideal, lo que ocasiona una reflexión que retorna al dispositivo, constituyendo la señal incidente en el puerto 2 (a_2). Una parte de esta señal se transmite nuevamente al puerto de entrada como componente de b_1 , mientras que otra porción se refleja hacia la carga, añadiéndose a b_2 proveniente del puerto 1. De a_1 , una sección se transmite a b_2 , y otra se devuelve a la fuente como parte de b_1 .

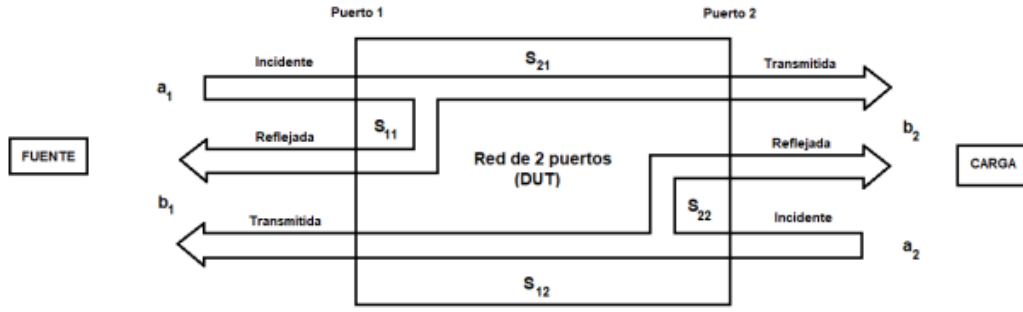


Figura 9: Modelo de red con dos puertos - Parámetros S

En altas frecuencias, los cortocircuitos actúan como bobinas, generando una inductancia considerable debido a los campos magnéticos producidos por las corrientes alternas. En contraste, los circuitos abiertos originan una reactancia capacitiva, funcionando como las placas de un capacitor que acumulan energía en el campo eléctrico entre ellas.

Para suprimir las señales indeseadas y reducir al mínimo las reflexiones, resulta crucial adaptar el sistema de forma precisa. Esto implica ajustar la impedancia de los componentes y las líneas de transmisión para que coincidan, asegurando que las reflexiones sean insignificantes y se maximice la transferencia de energía.

Para adaptar la carga, se busca que $Z_L = Z_o$, por lo tanto

$$a_2 = 0 \quad (11)$$

- Coeficiente de reflexión en el puerto 1 con el puerto 2 adaptado.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (12)$$

- Coeficiente de transmisión directa con el puerto 2 adaptado, es la ganancia.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (13)$$

- Coeficiente de transmisión inversa con el puerto 1 adaptado.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (14)$$

- Coeficiente de reflexión en la salida con el puerto 1 adaptado.

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (15)$$

1.7. Amplificador de microondas de baja señal

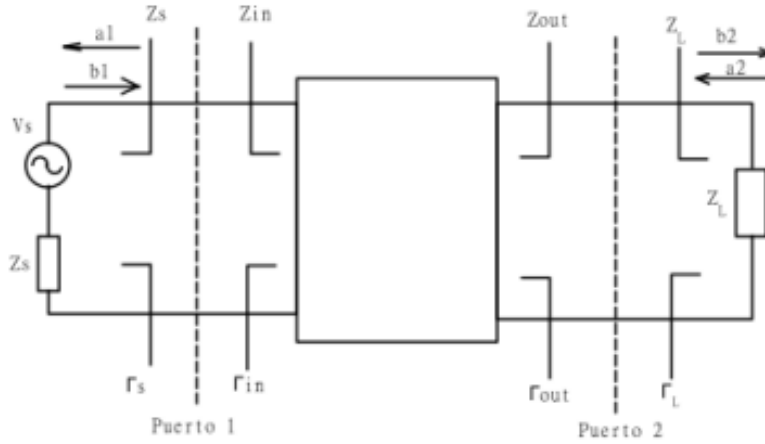


Figura 10: Esquema de amplificador

A partir del diagrama podemos determinar las fórmulas del coeficiente de reflexión en las diferentes partes del circuito:

- Observando hacia adentro.

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} \quad (16)$$

$$\Gamma_{OUT} = \frac{b_2}{a_2} \quad (17)$$

- Observando hacia afuera.

$$\Gamma_S = \frac{a_1}{b_1} = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \quad (18)$$

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (19)$$

Mientras tanto, el coeficiente de reflexión de la carga, definido en el puerto 2 y observado desde la salida del transistor hacia la carga, está dado por:

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \implies a_2 = \Gamma_L \cdot b_2$$

Por lo que las ecuaciones del modelo de parámetros S resultan:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (20)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (21)$$

Despejando b_2 de la ecuación 21

$$\begin{aligned} b_2 - S_{22} \cdot a_2 &= S_{21} \cdot a_1 \\ b_2(1 - S_{22} \cdot \Gamma_L) &= S_{21} \cdot a_1 \\ b_2 &= \frac{S_{21} \cdot a_1}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} \end{aligned}$$

y reemplazando el resultado en la ecuación 20

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot \Gamma_L \cdot \frac{S_{21} \cdot a_1}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

Sacando factor común a_1 , es posible llegar a la ecuación del coeficiente de entrada Γ_{in}

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \cdot \Gamma_L \cdot \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}$$

De forma análoga, es posible obtener Γ_{out}

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + S_{12} \cdot \Gamma_S \cdot \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S} = \frac{Z_{out} - Z_o}{Z_{out} + Z_o}$$

Hay dos puntos importantes que se observan de estas ecuaciones

- **Interacción entre puertos:** la entrada y la salida se afectan mutuamente
- **Adaptación de impedancias:** para lograr máxima transferencia de energía es necesario que las impedancias sean complejas conjugadas, lo cual equivale a decir coeficientes de reflexión complejos conjugados

$$Z_{in} = Z_S^* \implies \Gamma_{in} = \Gamma_S^*$$

$$Z_{out} = Z_L^* \implies \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$$

1.8. Diseño con microtiras

Al confeccionar la microtira con las dimensiones calculadas sobre la placa de circuito impreso, junto al plano de tierra, se asegura que esté presente la impedancia característica para la cual fue diseñada. Por lo tanto, al determinar la longitud adecuada de la tira metálica, es posible lograr una impedancia específica.

Considerando que el sistema ya descrito entrega energía a una carga a través de una línea de transmisión:

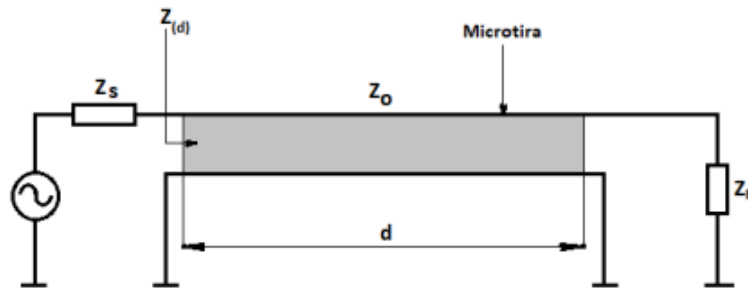


Figura 11: Esquema de línea de transmisión

Suponiendo que las pérdidas son despreciables, la impedancia que representa una línea de transmisión es:

$$Z(d) = Z_o \cdot \frac{Z_R + jZ_o \cdot \tan(\beta d)}{Z_o + jZ_R \cdot \tan(\beta d)}$$

- Z_o : impedancia característica.
- β : constante de propagación
- Z_R : impedancia con la que se carga la línea
- d : distancia a la cual se calcula como impedancia, tomando como referencia algún punto de la línea

También puede expresarse la impedancia de la línea en función del Coeficiente de Reflexión $\rho_{(d)}$:

$$Z_{(d)} = Z_o \frac{1 + \rho_{(d)}}{1 - \rho_{(d)}}$$

1.8.1. Línea en cortocircuito

Analizando las ecuaciones anteriores con $Z_R = 0$, lo cual se traduce en que uno de los extremos de la Microtira termine en cortocircuito, es decir, un puente entre la tira conductora y el plano de tierra, se obtiene la distribución de Corriente y Tensión a lo largo de la línea, y a partir de eso se deducen los valores que toma la impedancia de la línea en función del punto en que se la mida. Así, se tiene que:

$$\text{Para } Z_R = 0 \text{ (Cortocircuito): } Z_{(d)} = jZ_o \tan(\beta d)$$

Analizando el Módulo y Fase de esta expresión, y considerando la posición de la carga como Origen para la magnitud “ d ”, se deduce lo siguiente:

El Módulo cambia entre Cero e Infinito cada $d = \lambda/4$ y la Fase alterna entre $\pi/2$ y $-\pi/2$ también cada $d = \lambda/4$. Así, se llega al fenómeno ya conocido que la impedancia que presentará la tira varía entre Cortocircuito, Inductor, Circuito Abierto, Capacitor y así sucesivamente cada $d = \lambda/4$, a medida que nos alejamos de la carga, es decir, aumentamos “ d ”.

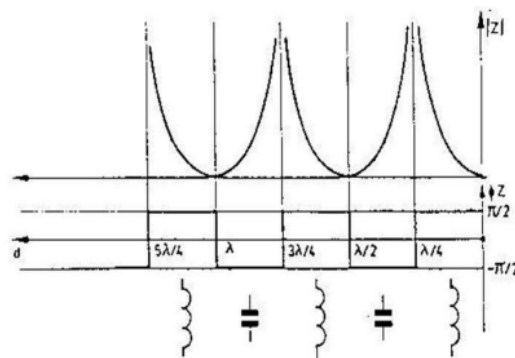


Figura 12: Línea en Cortocircuito

1.8.2. Línea en circuito abierto

Con el mismo razonamiento anterior, se analiza el caso de una Microtira con uno de sus extremos en Circuito Abierto.

$$\text{Para } Z_R = \infty \text{ (Circuito Abierto): } Z_{(d)} = -jZ_o \cot(\beta d)$$

Estudiando nuevamente el Módulo y Fase de esta ecuación, se llega a resultados similares:

En el punto exacto de la carga, la impedancia es un circuito abierto. A partir de allí un Capacitor, en el $\lambda/4$ siguiente un Cortocircuito, luego un Inductor, un Circuito Abierto y así sucesivamente cada $\lambda/4$.

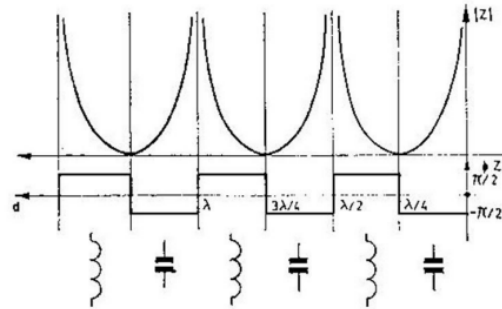


Figura 13: Línea en circuito abierto

2. Desarrollo

Para el desarrollo del trabajo práctico se confeccionaron diferentes códigos en Matlab que quedarán subidos en el repositorio de Github que se encuentra en la sección Referencias” del informe. En esta sección se comentarán los diferentes pasos que se realizaron hasta poder implementar el circuito de manera física.

2.1. Selección de la polarización

Para seleccionar la polarización más conveniente, confeccionamos un código en Python que carga todos los archivos .s2p correspondientes al transistor BFP450 con sus diferentes polarizaciones. En el código se calculan los parámetros S para cada polarización y también se realiza un análisis de estabilidad y se filtran todas las configuraciones para que solo queden las que tienen un coeficiente de Rollet mayor a 1, quedando así solo los puntos de polarización incondicionalmente estables. Una vez que obtuvimos todas las polarizaciones posibles, elegimos el punto de trabajo correspondiente a:

- $I_C = 50 \text{ mA}$
- $V_{CE} = 2.5 \text{ V}$

En la hoja de datos del transistor podemos obtener las curvas características correspondientes que fundamentan la elección de la polarización:

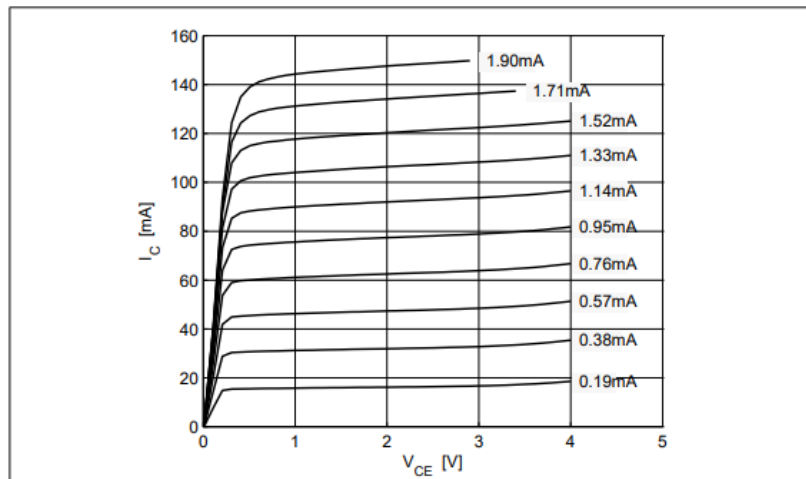


Figure 3 Collector current vs. collector emitter voltage $I_C = f(V_{CE})$, $I_B = \text{parameter}$

Figura 14: I_C vs V_{CE}

Podemos ver que para que el transistor trabaje en saturación V_{CE} debe ser mayor a 1[V]. Para una frecuencia de 2.4 GHz, con estos valores de polarización se espera contar con una ganancia de 13 dB.

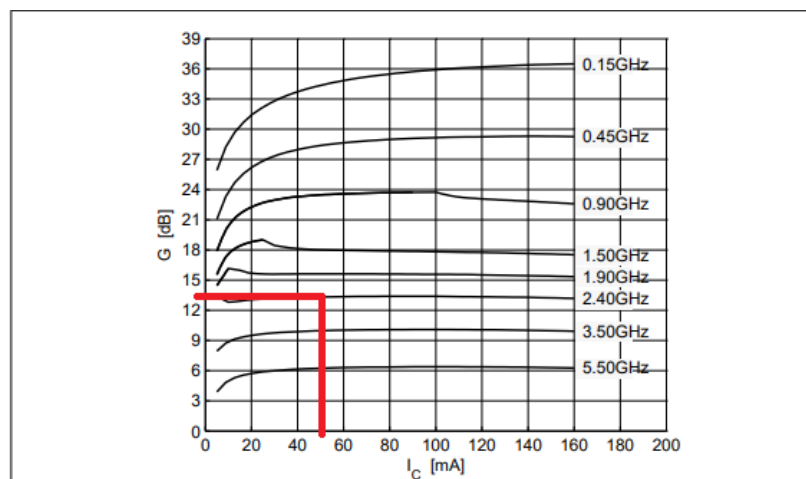


Figure 12 Maximum power gain $G_{max} = f(I_C)$, $V_{CE} = 3 \text{ V}$, $f = \text{parameter in GHz}$

Figura 15: Máxima ganancia para $V_{CE} = 3\text{V}$ a 2.40GHz

También se observa la figura de ruido para 2.4 GHz con un I_C de 50 mA y una impedancia de fuente de 50 Ω .

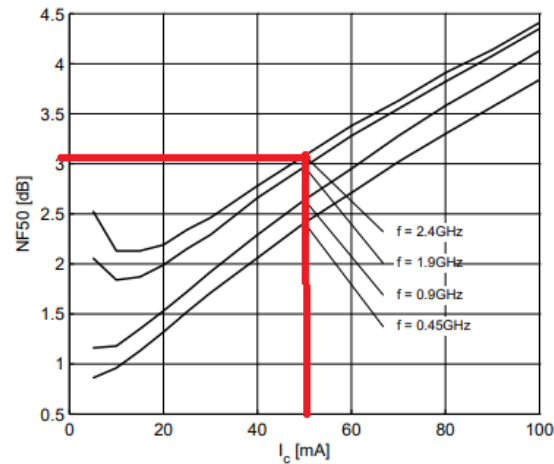


Figure 19 Noise figure $NF_{50} = f(I_C)$, $Z_S = 50 \Omega$, $V_{CE} = 3 \text{ V}$, $f = \text{parameter in GHz}$

Figura 16: Figura de ruido

2.2. Cálculo de las microtiras

Para hacer el cálculo de las microtiras se armó un pequeño código en Matlab con las ecuaciones de diseño vistas anteriormente. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Elemento	Ancho W [mm]	Longitud [mm]	Z_0 corregida [Ω]
Adaptador de entrada	5.2414	16.7014	34.53
Adaptador de salida	5.3476	16.6866	34.05
Capacitor de entrada	2.9580	13.7609	50.17
Capacitor de salida	1.5783	5.4410	70.07
Bobina de choque	0.8510	17.8456	89.56
Capacitor de desacople	6.3482	16.5601	30.08

Cuadro 1: Resumen de microtiras diseñadas

2.3. Análisis de estabilidad

Para analizar este apartado se utilizó la herramienta de Smith. La misma realiza la carta de Smith, así como también el gráfico del círculo de estabilidad de entrada y de salida.

Select gain

☒ Available Power Gain
 ☐ Operating Power Gain

☐ Unilateral

Source

Load

Frequency

S11

Re

-0.6579

Im

0.4032

☐ Polar
 ☒ Cartesian
 ☐ dB

S21

Re

1.5330

Im

1.6497

☐ Polar
 ☒ Cartesian
 ☐ dB

Import

S-Parameter

Gain to show

K

1.131

Power gain [dB]

11.918

Gmax [dB]

11.919

S12

Re

0.0726

Im

0.0484

☐ Polar
 ☒ Cartesian
 ☐ dB

S22

Re

-0.4924

Im

0.2254

☐ Polar
 ☒ Cartesian
 ☐ dB

Draw

Figura 17: Ganancia K

Para comprobar la estabilidad se realizan los círculos de estabilidad de entrada y de salida. El círculo de estabilidad de entrada no contiene al centro de la carta de Smith, y como la carta está fuera del círculo se dice que es incondicionalmente estable.

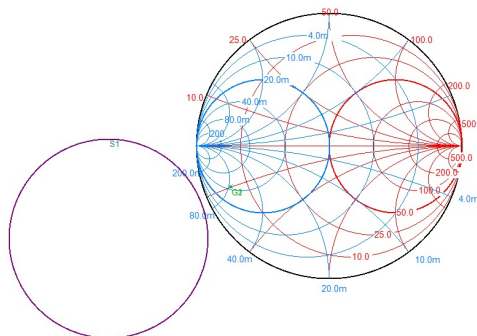


Figura 18:

El círculo de estabilidad de salida contiene a toda la carta de Smith, por lo que también contiene al centro de la carta, siendo así incondicionalmente estable.

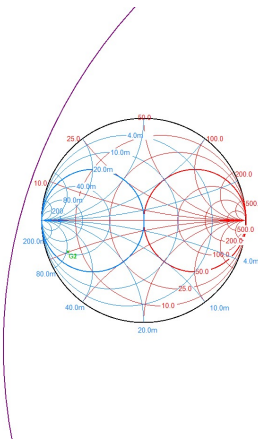


Figura 19: Ganancia K

2.4. Polarización

Para polarizar el transistor en la región establecida, se diseña un circuito con inyección de base. Con el objetivo de alcanzar el punto de reposo definido en etapas previas, se busca disponer de dos grados de libertad. Para ello, se propone utilizar una resistencia en el colector que permita ajustar el valor de V_{CE} , y una resistencia variable en la base que posibilite modificar la corriente de base (I_B) y, en consecuencia, la corriente de colector (I_C). El circuito implementado para la polarización fue el siguiente:

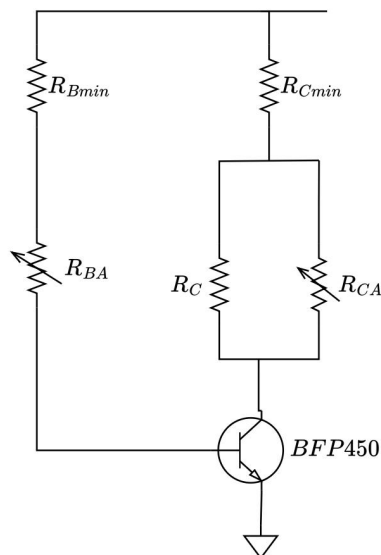


Figura 20: Circuito de alimentacion

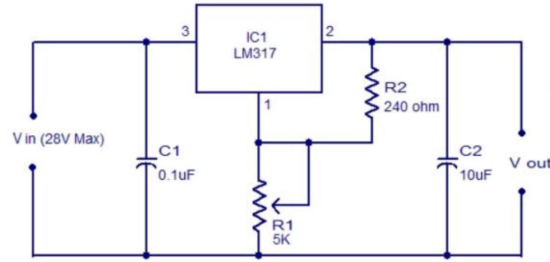


Figura 21: circuito de polarizacion

Para calcular los valores de las resistencias de colector, se realizaron los siguientes cálculos:

Se utilizará una alimentación de 4 V, y para lograr la polarización deseada —50 mA de corriente de colector y 2,5 V de tensión colector-emisor— se determina la resistencia necesaria:

$$R_{Ctotal} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_c} = \frac{4V - 2,5V}{50mA} = 30\Omega \quad (22)$$

Sabiendo que se necesita una R_{Ctotal} de 30Ω para establecer los 50 mA, se procede a calcular los valores individuales de las resistencias:

$$R_{Cmin} = 25\Omega \quad (23)$$

$$R_C // R_{ca} = 5 \quad (24)$$

$$R_{Ctotal} = R_C // R_{ca} + R_{Cmin} = 30\Omega \quad (25)$$

Para calcular los valores de las resistencias de base se hicieron los siguientes cálculos:

$$I_b = I_c / \beta = \frac{50mA}{90} = 0.55mA \quad (26)$$

$$R_{btotal} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = \frac{4V - 0,8V}{0.55mA} = 5.76k\Omega \quad (27)$$

Una vez conocida la R_b total mediante una configuración de potenciómetro y resistencias fijas, se consiguió el valor de resistencia calculado, finalizando con la polarización de base.

3. Simulaciones

Para corroborar que lo calculado está correcto, se utilizó el simulador ADS (Advanced Design Software) de Keysight. Este simulador tiene la particularidad de que permite colocar microtiras.

3.1. Simulación de los adaptadores $\lambda/4$

Para empezar, realizamos una primera simulación para corroborar que los cálculos de los adaptadores $\lambda/4$ y los capacitores de entrada y salida son correctos. El circuito simulado es el siguiente:

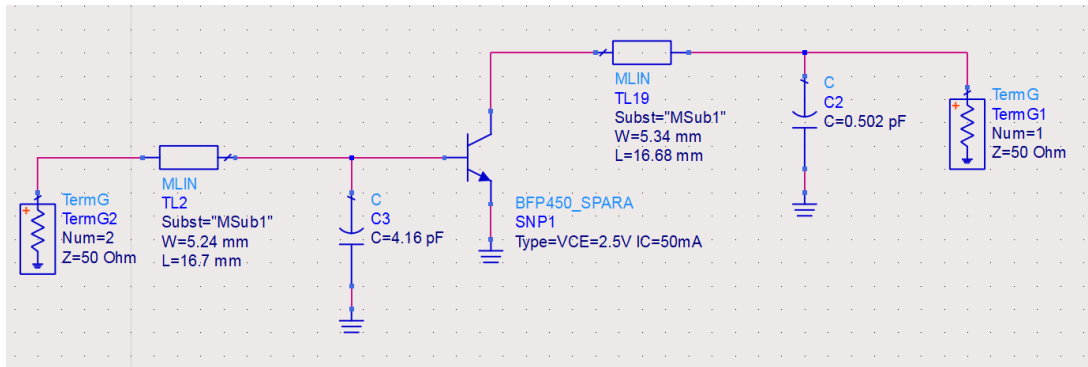


Figura 22: Circuito simulado

Los resultados fueron los siguientes:

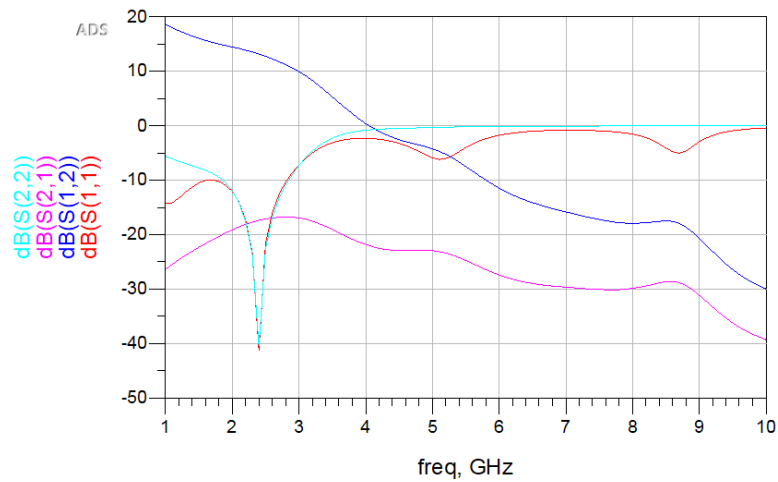


Figura 23: Resultados de simulación

Vemos un fuerte notch de S_{11} y S_{22} en la frecuencia de $2,4GHz$, lo cual indica que lo calculado es correcto; también vemos en S_{12} una ganancia de $13.16dB$.

3.2. Simulación con los capacitores sintetizados

Se reemplazaron los capacitores ideales utilizados en la simulación anterior por dos microtiras para verificar el cálculo de las mismas. El circuito simulado fue el siguiente:

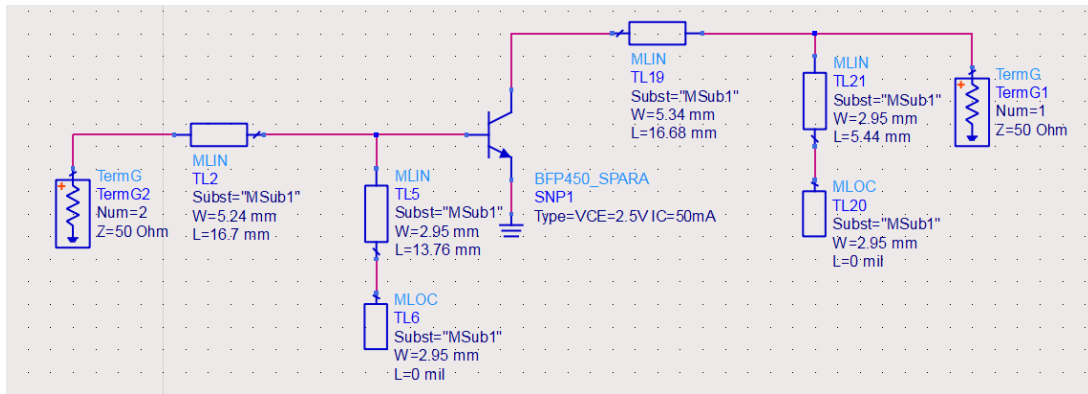


Figura 24: Circuito simulado

Los resultados fueron los siguientes:

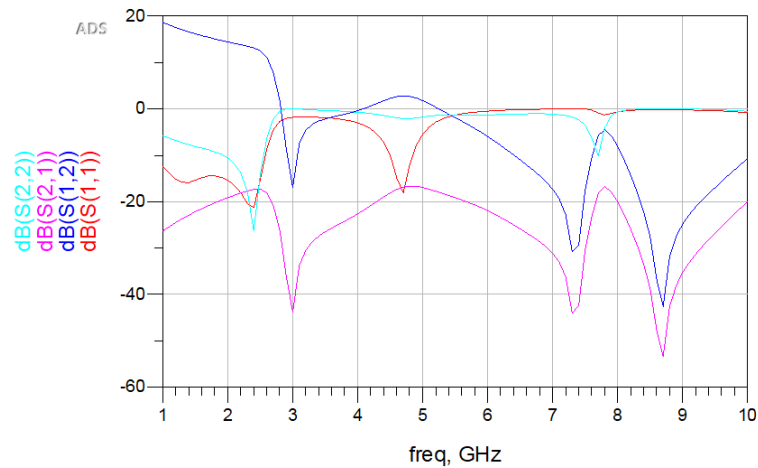


Figura 25: Resultados de simulación

vemos un deterioro en el notch formado por S_{11} y S_{22} , pero siguiendo dentro de valores aceptables. El valor de S_{12} no sufrió cambios significativos.

3.3. Simulación completa

Ahora se añadieron los capacitores de desacoplo, los inductores de choque y los taper de las microtiras; esta es la simulación completa, con todos los elementos sintetizados igual que se hará en la placa física.

3.3.1. Calculo de los taper

Para no alterar las propiedades electromagnéticas de la microtira al añadirle otra en serie, es necesario que la superficie de contacto entre microtiras sea lo menor posible. Para lograr esto, las uniones entre las mismas se hacen en forma de trapecio. Para no alterar el comportamiento del circuito, se le debe restar a la microtira que se le está aplicando el taper una proporción de su longitud equivalente al área del mismo.

3.3.2. Simulación

El circuito simulado fue el siguiente:

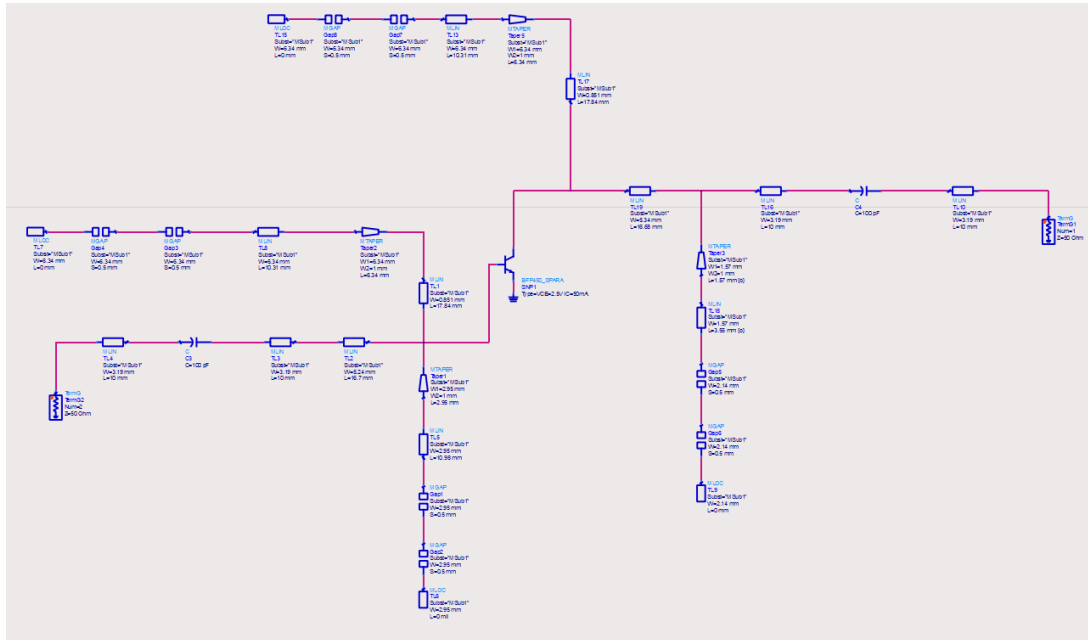


Figura 26: Circuito simulado

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

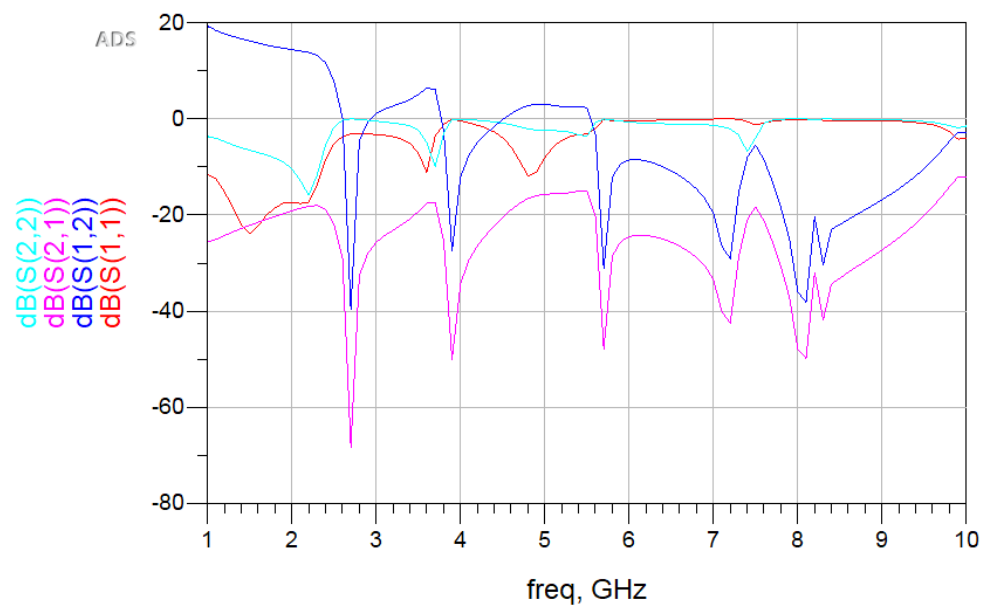


Figura 27: Resultados de simulación

Vemos que los resultados obtenidos se alejan demasiado de lo esperado; esto se debe a la introducción de los taper. Para solucionar esto, hay que optimizar el circuito.

3.4. Optimización

Esta opción permite ajustar ciertos parámetros del circuito para lograr cumplir con las especificaciones; el simulador lo hace automáticamente. Lo único que debemos hacer nosotros es indicar las metas que se quieren lograr y las variables que el simulador puede modificar.

La configuración de la optimización fue la siguiente:



Figura 28: Configuración de optimización

Se le permitió al simulador variar la longitud de los tapers conectados a los capacitores de adaptación, junto con la longitud de los mismos capacitores; los resultados obtenidos fueron los siguientes:

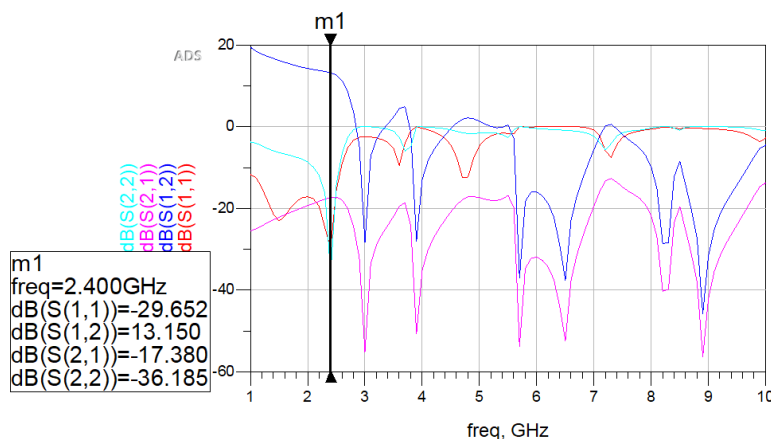


Figura 29: Resultados de la optimización

Vemos que la optimización logró recuperar las especificaciones requeridas, pero con una disminución del notch formado por S_{11} y S_{22} .

3.5. Cosimulacion

Para finalizar, se realizó una cosimulación, la cual consiste en simular el circuito, pero con un comportamiento más real de las microtiras. Se caracteriza el sustrato con

el que se trabaja y se hace primero una simulación del modelo EM de las microtiras; luego, con este modelo se puede volver a simular el circuito completo.

El sustrato se caracterizó como una placa de FR4 de doble faz, con los valores de thickness medidos con el tornillo micrométrico; colocamos la permitividad relativa del FR4, esto se ve de la siguiente forma:

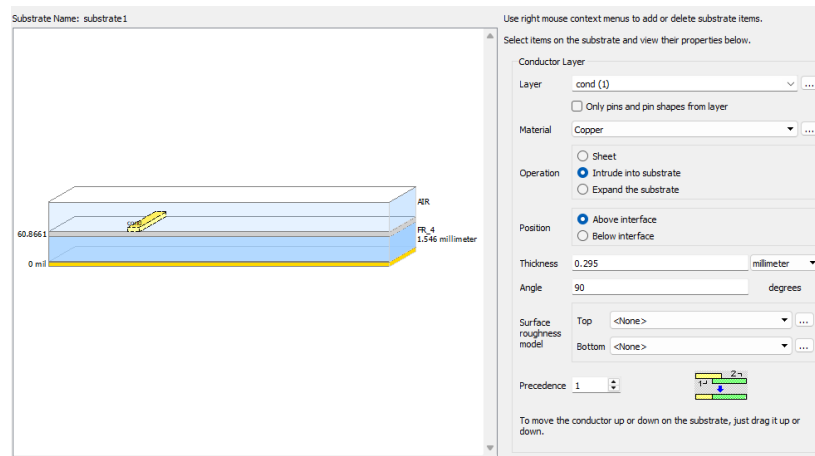


Figura 30: Caracterización del sustrato

Luego se procedió a armar el layout de las microtiras, a continuación se muestra cómo quedó el layout de la etapa de salida (En este punto cometimos un error menor, se podría haber hecho el layout completo poniendo los puertos correspondientes, nosotros creímos que se tenía que hacer de a partes por eso está separado, de igual forma la simulación funcionó bien).

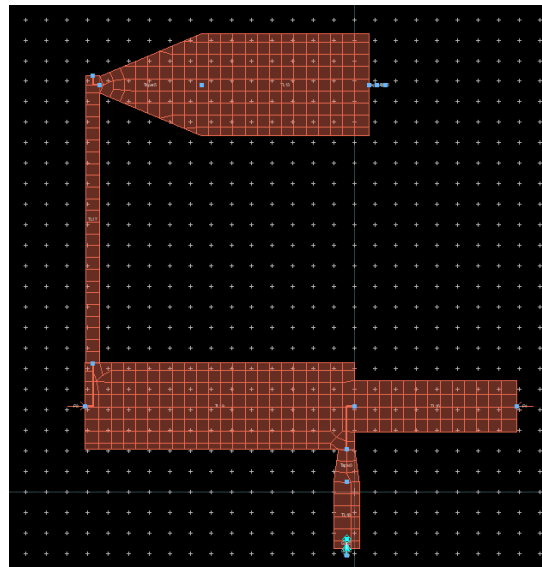


Figura 31: Layout de la etapa de salida

Luego se realizó una simulación/modelo de EM de todos los layouts, esto sirve para representar el comportamiento real del diseño físico, tomando en cuenta todos los efectos electromagnéticos que no se ven en el modelo ideal.

Luego se crean los símbolos de los layouts para incorporarlos en el esquemático. El esquemático quedó de la siguiente forma:

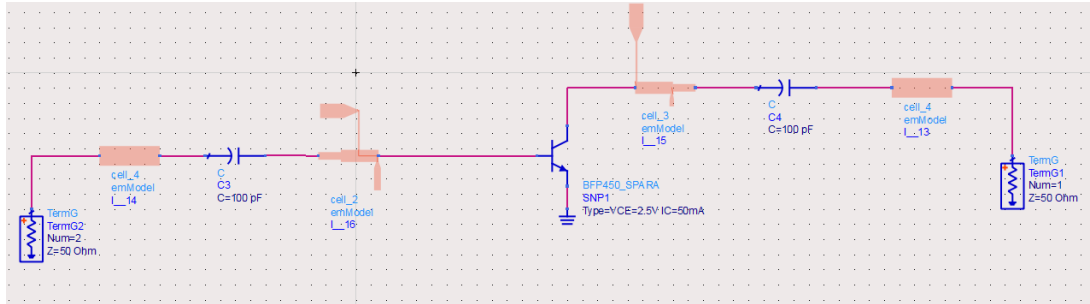


Figura 32: Circuito simulado

El resultado obtenido fue el siguiente:

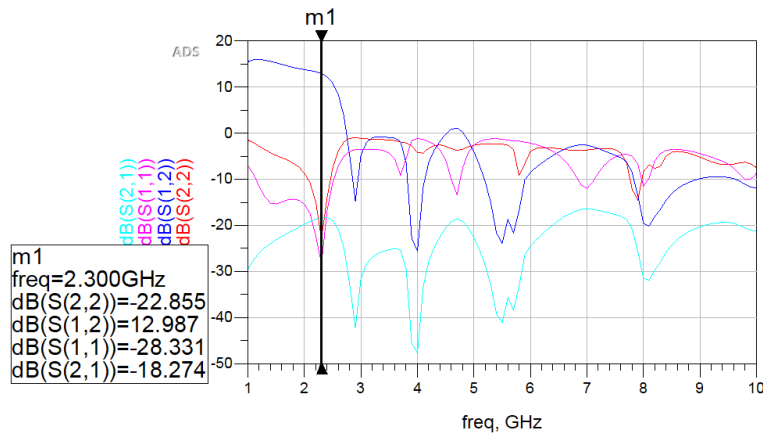


Figura 33: Resultados de la cosimulacion

Vemos que la frecuencia del notch se corrió a $2.3GHz$ pero los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{12} siguen dentro de valores aceptables, por lo que podemos concluir que el circuito funciona correctamente en la simulación. Con esto pasamos ya al armado físico.

4. Implementación física

Una vez validado el desempeño del amplificador mediante simulaciones en el entorno ADS, se procedió a su implementación física. La construcción del circuito se realizó empleando tecnología de microtiras sobre un sustrato FR4, respetando las dimensiones obtenidas durante la etapa de diseño para garantizar una correcta adaptación de impedancias y un funcionamiento eficiente a $2,4 GHz$.

Durante esta etapa, se ensamblaron los componentes pasivos y activos, incluyendo el transistor BFP450, siguiendo el *layout* definido previamente. Luego de la fabricación, se realizaron mediciones experimentales para evaluar los parámetros del circuito implementado, comparando los resultados obtenidos con los valores esperados en simulación. Estas mediciones permitieron verificar el comportamiento real del amplificador

en términos de ganancia, coincidencia de impedancias y estabilidad, y así validar la efectividad del diseño propuesto.

4.1. Armado del circuito

Utilizando la herramienta de diseño correspondiente y las dimensiones obtenidas a partir de las simulaciones, se desarrolló el siguiente *layout*:

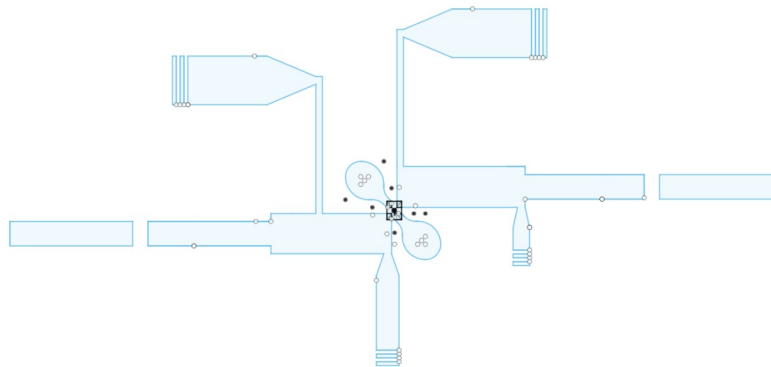


Figura 34: Layout a imprimir

El diseño fue impreso y transferido sobre una placa de sustrato FR4 mediante el método de planchado térmico. Posteriormente, la placa fue sumergida en una solución de cloruro férrico para corroer el cobre no deseado, revelando así el patrón de las microtiras.

Para la integración del transistor BFP450, se consideró su *footprint* específico, el cual incluye una isla metálica en cada uno de los terminales del emisor. Estas islas están diseñadas para facilitar la conexión a masa mediante puentes de soldadura.

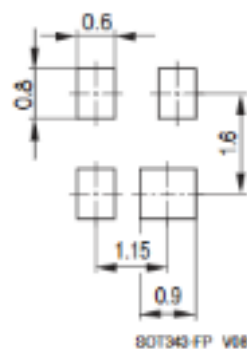


Figura 35: Footprint del transistor BFP450

Durante el diseño del *layout*, se incorporaron intencionalmente pequeños *gaps* en las terminaciones de las microtiras que sintetizan capacitores. Estos *gaps* permiten realizar ajustes o modificaciones posteriores al circuito de manera sencilla, logrando así modificar el valor de los capacitores sintetizados sin necesidad de rehacer toda la placa.

Una vez definido el patrón, se procedió al ensamblado completo del circuito, soldando el transistor, los capacitores y los conectores BNC.

4.1.1. Circuito de polarización

Además del diseño de RF, se construyó un circuito de polarización independiente para alimentar correctamente al transistor BFP450. La configuración utilizada se basa en un regulador de tensión LM317, que permite generar una tensión de salida ajustable a partir de una fuente de corriente continua, brindando estabilidad y protección frente a variaciones en la alimentación principal.

La polarización del transistor se implementó mediante inyección de corriente en la base, lo cual permite un control fino del punto de operación. Para lograrlo, se utilizaron dos potenciómetros que permiten ajustar de forma independiente la corriente de colector y la tensión V_{CE} del transistor, logrando así la fácil fijación del punto de polarización deseado.

4.1.2. Correcciones durante la puesta en marcha

Durante la etapa de medición con el analizador de espectro, se detectaron problemas de oscilaciones indeseadas en el circuito. Estas oscilaciones comprometían la estabilidad del amplificador, impidiendo obtener una respuesta confiable.

Luego de realizar varias pruebas, se determinó que la causa probable de estas oscilaciones era una inadecuada desacoplación de la alimentación de continua, así como posibles resonancias no deseadas en la etapa de polarización.

Para solucionar este inconveniente, se procedió a soldar múltiples capacitores de desacople en puntos estratégicos del circuito. Se colocaron capacitores entre:

- Los dos puntos de inyección de tensión continua en la microtiras y masa.
- Entre el positivo y el negativo de la fuente de alimentación.
- Entre base y emisor del transistor, es decir, base y masa.

Estas modificaciones permitieron filtrar eficazmente las componentes de alta frecuencia presentes en la alimentación, estabilizando así el funcionamiento del circuito y eliminando las oscilaciones.

Además, se realizaron ajustes en las microtiras que sintetizan la parte capacitiva de las redes de adaptación. Específicamente, se redujo su longitud física mediante cortes controlados con trincheta, con el fin de achicar la capacitancia efectiva y así a costa de la adaptación se logra mayor ganancia. Este procedimiento será detallado más adelante en el apartado de mediciones.

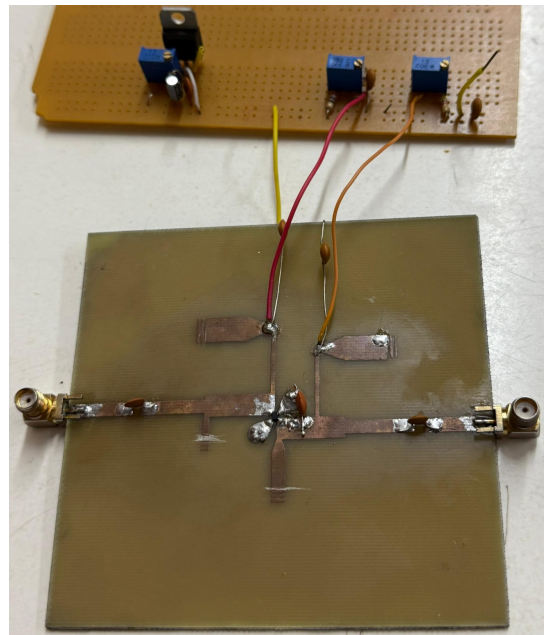


Figura 36: Circuito final con capacitores de desacople añadidos

5. Mediciones

Una vez completado el ensamblaje del circuito y verificado el punto de polarización, se procedió a realizar las mediciones correspondientes. Estas se llevaron a cabo utilizando dos instrumentos principales: el analizador de espectro y el analizador vectorial de redes (VNA).

El analizador de espectro permite observar la distribución espectral de la señal de salida del circuito, siendo útil para verificar la frecuencia de operación, la potencia entregada y la presencia de armónicos o señales no deseadas. Por otro lado, el analizador vectorial de redes (VNA) es una herramienta más precisa que permite obtener los parámetros S del dispositivo, brindando información detallada sobre la ganancia, el retorno de pérdidas y la adaptación de impedancias en el dominio de frecuencia.

Durante el proceso de medición, se tuvo especial cuidado en evitar la inyección de tensión continua (DC) hacia los instrumentos, ya que esto puede dañarlos o alterar su funcionamiento. Aunque el analizador de espectro disponible en el laboratorio cuenta con cierta tolerancia a tensiones de continua, es una buena práctica proteger los equipos de medición. Por este motivo, se incorporaron capacitores de desacople de continua en los puntos de salida del circuito, los cuales bloquean el paso de corriente continua y permiten el paso de la señal de alta frecuencia.

A continuación, se presentan los resultados de las mediciones realizadas, comenzando con el análisis en el espectro de salida y continuando con la caracterización del circuito mediante el VNA.

5.1. Mediciones con el Analizador de Espectro

5.1.1. Circuito oscilante

Durante las primeras pruebas de medición, el circuito presentó oscilaciones indeseadas, evidenciadas por los picos en el analizador de espectro.

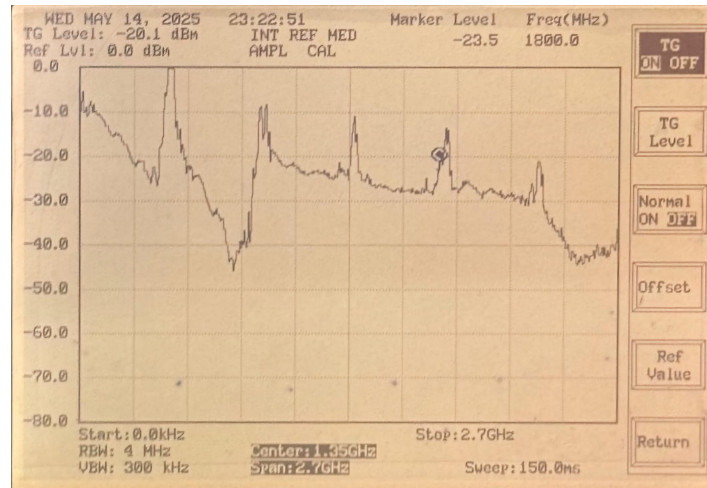


Figura 37: Circuito oscilante

5.1.2. Circuito estabilizado sin oscilación con inyección de señal – baja ganancia

Tras incorporar múltiples capacitores de desacople en puntos estratégicos del circuito, como se explicó previamente, se logró eliminar las oscilaciones. Además, se inyectó una señal de prueba a la entrada del amplificador y se midió la respuesta. En esta instancia, se observó una salida con muy poca ganancia.

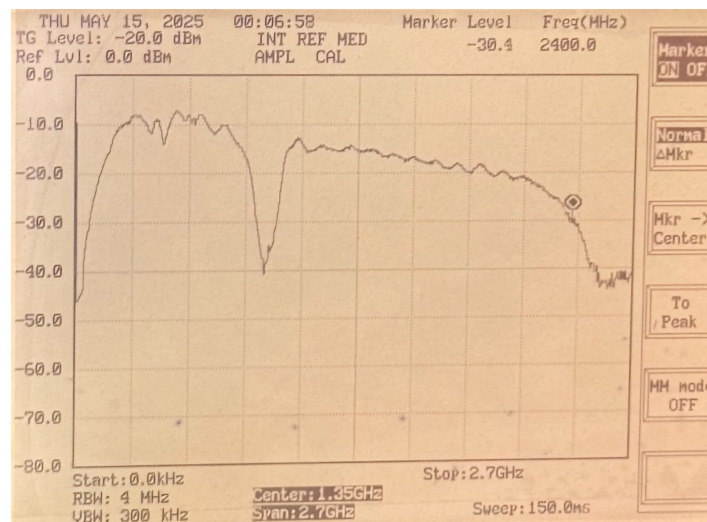


Figura 38: Señal de salida con baja ganancia

5.1.3. Circuito con inyección de señal – mayor ganancia (capacitores recortados)

Se decidió cortar parcialmente los capacitores de desacople sintetizados mediante microtiras para a costa de la adaptación de impedancia, mejorar significativamente la transferencia de potencia y se observó un aumento considerable en la ganancia medida con el analizador de espectro.

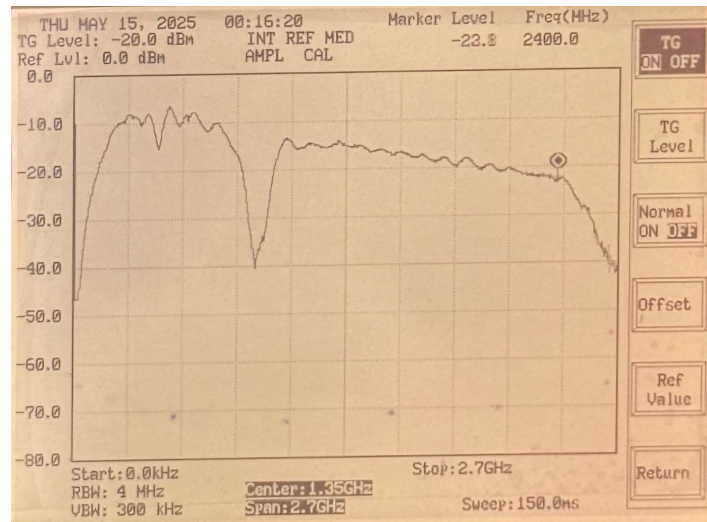


Figura 39: Señal de salida con mayor ganancia

5.1.4. Medición de pérdidas en los cables

Como parte del procedimiento de caracterización, se midieron las pérdidas introducidas por los cables coaxiales utilizados. Esta medición es importante para obtener una estimación precisa de la ganancia real del amplificador.

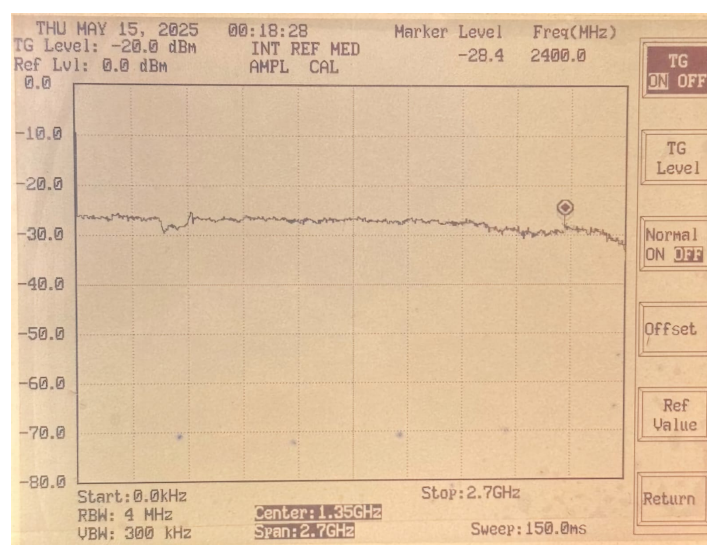


Figura 40: Medición de pérdidas en los cables

5.2. Mediciones con el NanoVNA

Para complementar las mediciones realizadas con el analizador de espectro y obtener información más precisa sobre el comportamiento del circuito en términos de adaptación de impedancias y ganancia, se realizaron mediciones con el NanoVNA.

5.2.1. Medición de S_{11} y S_{21}

En la primera configuración se conectó el puerto 1 del NanoVNA a la entrada del amplificador y el puerto 2 a su salida. De este modo, se midió el parámetro S_{11} , que representa el coeficiente de reflexión en la entrada, y el parámetro S_{21} , que representa la ganancia de transmisión desde la entrada hasta la salida.

Esta medición permitió verificar la adaptación de impedancia en la entrada del amplificador y la ganancia proporcionada por el circuito.

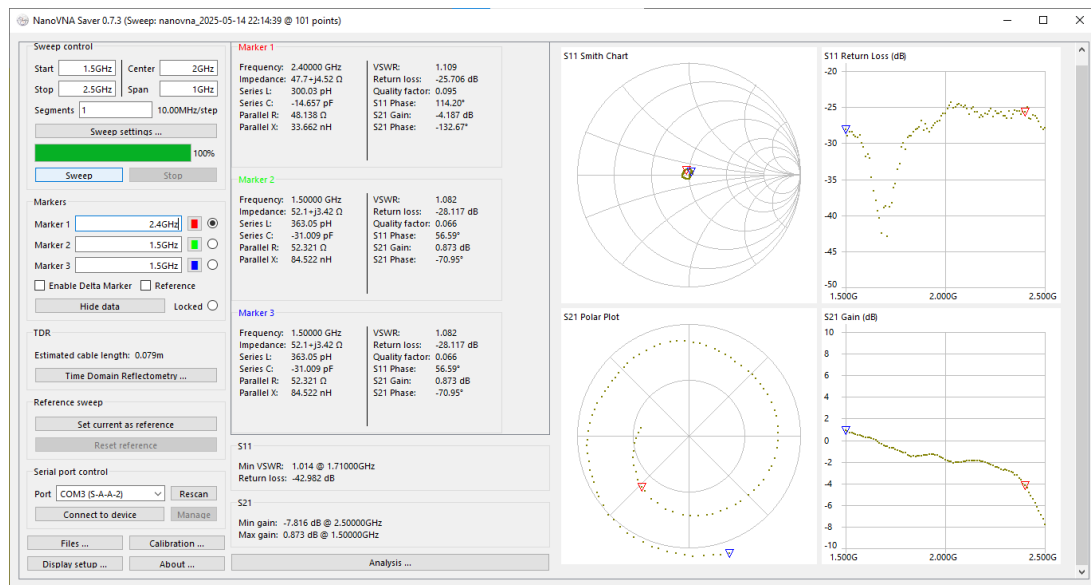
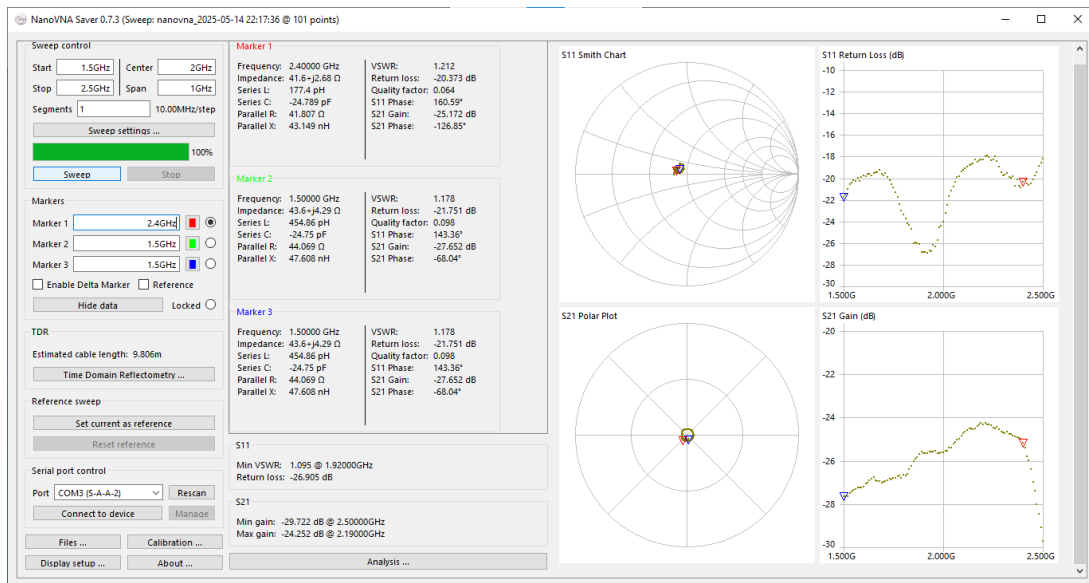


Figura 41: Medición de S_{11} y S_{21}

5.2.2. Medición de S_{22} y S_{12}

A continuación, se invirtieron las conexiones: el puerto 1 del NanoVNA se conectó a la salida del amplificador y el puerto 2 a la entrada. Esto permitió obtener el parámetro S_{22} , correspondiente al coeficiente de reflexión en la salida; además, se observó el parámetro S_{12} , que representa la ganancia de transmisión desde la salida hasta la entrada.


Figura 42: Medición de S_{22} y S_{12}

5.2.3. Medición de atenuación del cable

Finalmente, se realizó una medición de la pérdida del cable coaxial utilizado en las pruebas, conectando directamente el puerto 1 y el puerto 2 del NanoVNA a través del mismo. Esta medición es esencial para descontar las pérdidas introducidas por los cables al calcular la ganancia real del circuito.

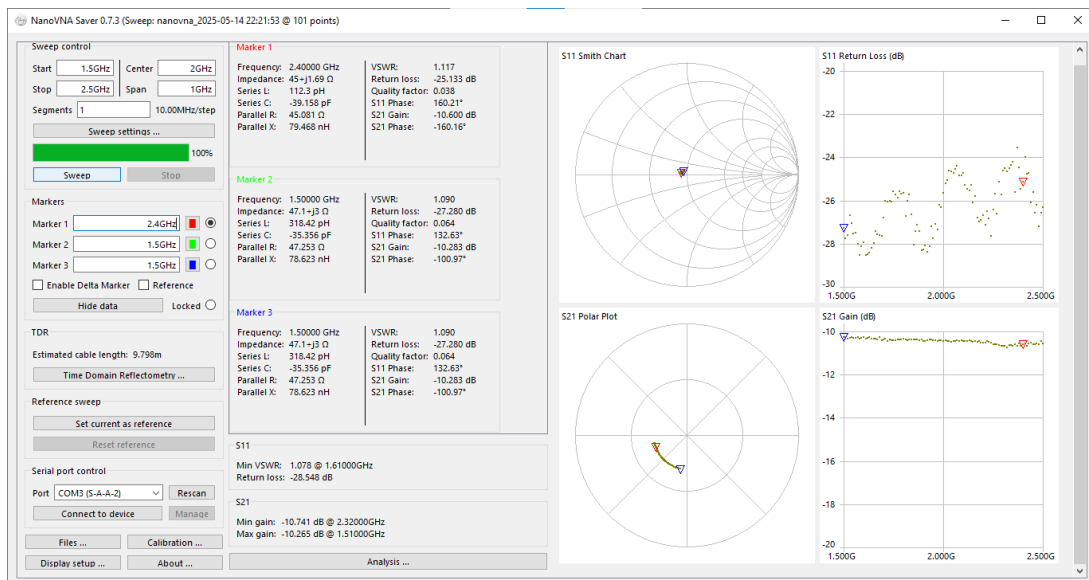


Figura 43: Medición de atenuación del cable coaxial

6. Conclusión

El desarrollo de este trabajo permitió abordar de forma integral el diseño, simulación, implementación y caracterización experimental de un amplificador de bajo ruido (LNA) operando a 2,4 GHz. A través de las distintas etapas del proyecto se obtuvieron resultados que permiten evaluar la coherencia entre el diseño teórico, su simulación y el desempeño real del circuito.

Durante la etapa de simulación en ADS, se diseñó un amplificador clase A optimizado mediante adaptación conjugada simultánea. En esta instancia, se obtuvo un parámetro de ganancia S_{21} de 13,15 dB, con buena adaptación en la entrada y salida.

En la cosimulación, que incluye el modelo físico del layout, las microtiras y el sustrato, se observó un pequeño corrimiento en los mínimos de los parámetros S_{11} y S_{22} , ubicándose en torno a los 2,3 GHz. La ganancia simulada en este caso fue levemente inferior, con un $S_{21} = 12,987$ dB, lo que sigue siendo consistente con el diseño inicial.

Las mediciones experimentales revelaron una mayor discrepancia respecto de las simulaciones. Con el analizador de espectro, utilizando una señal de entrada de -20 dBm, se midió una salida de $-23,8$ dB, lo que corresponde a una ganancia efectiva S_{21} de $-3,8$ dB. Considerando una pérdida en los cables de aproximadamente $-8,4$ dB, se puede inferir que la ganancia real del circuito es de aproximadamente 4,6 dB, lo cual se aleja del valor simulado, aunque es coherente con las pérdidas asociadas al sustrato FR4, las conexiones manuales y posibles desadaptaciones.

En las mediciones realizadas con el nanoVNA se obtuvo un S_{21} directo de $-4,187$ dB. Sin embargo, al considerar las pérdidas medidas en los cables, se determinó que la ganancia real del circuito es de 5,8 dB. Además, la impedancia de entrada medida fue de $47,7 + j 4,52 \Omega$ y la impedancia de salida de $41,4 + j 2,68 \Omega$, indicando una adaptación razonable al sistema, aunque no perfecta.

En conjunto, los resultados muestran que si bien existe una diferencia considerable entre las simulaciones y las mediciones experimentales, estas se deben principalmente a limitaciones prácticas como el uso de sustrato FR4 (con altas pérdidas), conexiones no ideales, y la dificultad de fabricar exactamente las dimensiones de las microtiras requeridas. No obstante, el circuito logró operar sin oscilaciones y con una ganancia medible, confirmando la validez general del diseño. Además, el proceso evidenció la importancia de los capacitores de desacople, tanto para el correcto funcionamiento como para la protección de los instrumentos de medición.

Etapa	Parámetro S_{21} (dB)	Observaciones
Simulación	13.15	Adaptación óptima, sin pérdidas físicas.
Cosimulación	12.987	Corrimiento en los mínimos de S_{11} y S_{22} .
Medición con el analizador de espectro	4.6	Se estimaron pérdidas en los cables de -8.4 dB.
Medición con el nanoVNA	5.8	Se estimaron pérdidas en los cables de -10 dB.
Impedancia de entrada: $47.7 + j4.52 \Omega$, Impedancia de salida: $41.4 + j2.68 \Omega$. Medidas obtenidas con el nanoVNA.		

Cuadro 2: Comparación de resultados de simulación y mediciones

7. Bibliografía

- Datasheet del transistor BFP450 de Infineon <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf/rf-transistor/high-linearity-rf-transistors/bfp450/>
- Apuntes proporcionados por la cátedra de Electrónica Analógica III

7.1. Material Complementario

- Repositorio de github donde se encuentran los códigos y simulaciones realizadas https://github.com/valejramirez/TP2_EAIII