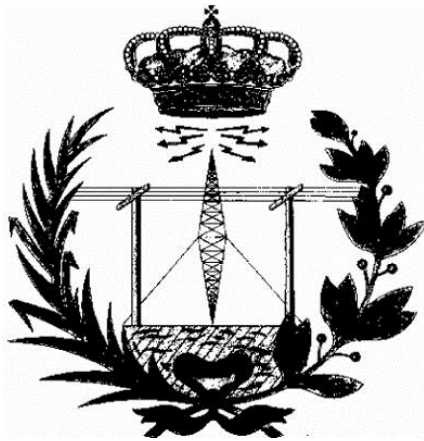


UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



Análisis y diseño de circuitos de microondas activos para la banda WiFi (2.45GHz) en FR4 con fines docentes

Autor

Lionel José Hernández García

Director

Dr. José Luís Gómez Tornero

Titulación

Ingeniería de Telecomunicación

Cartagena, Septiembre 2014

Índice

Capítulo 1. Introducción.....	4
1. Las microondas.....	4
2. Wi-Fi	6
2.1. Definición	6
2.2. Frecuencia de operación.....	7
2.3. Intensidad de la señal.....	7
2.4. Data rate y rendimiento	8
2.5. Canales	9
2.6. Beneficios de Wi-Fi.....	10
2.7. Aplicaciones.....	11
3. Objetivos y estructura del proyecto fin de carrera	11
3.1. Amplificador	11
3.2. Oscilador.....	12
Capítulo 2. Diseño de un amplificador de microondas didáctico	13
1. Introducción.....	13
2. Diseño del amplificador ideal	17
2.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada.....	17
2.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida	21
2.3. Diseño del amplificador	24
3. Diseño del amplificador real sin red de polarización ni líneas de conexión.....	26
3.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada.....	26
3.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida.....	28
3.3. Diseño del amplificador.....	30
4. Diseño del amplificador real con líneas de conexión y sin red de polarización	31
4.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada.....	31
4.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida.....	34
4.3. Diseño del amplificador.....	37
5. Diseño del amplificador real I.....	39
5.1. Diseño de la etapa de entrada	39
5.2. Diseño de la etapa de salida	44
5.3. Diseño del amplificador.....	48
6. Diseño del amplificador real II.....	51
7. Diseño del amplificador real III.....	55

Capítulo 3. Diseño de un oscilador de microondas didáctico	58
1. Introducción	58
2. Red Activa	59
3. Red Resonante o Reactiva.....	61
3.1. Diseño de la red resonante ideal con líneas de Tx.....	63
3.2. Diseño de la red resonante real con líneas de Tx	72
3.3. Diseño de la red resonante con coaxial	78
4. Oscilador.....	84
4.1. Oscilador con resonador de línea de Tx Ideal.....	85
4.2. Oscilador con resonador de línea de Tx Real	86
4.3. Oscilador con resonador Coaxial	89
4.4. Oscilador con resonador Coaxial No Lineal	92
4.5. Señal de Salida del Oscilador Coaxial No Lineal	95
Capítulo 4. Conclusiones y líneas futuras	97
1. Conclusiones	97
2. Líneas futuras.....	98
Anexo I.....	99
Anexo II.....	126
Bibliografía.....	143

Capítulo 1. Introducción

1. Las microondas

La realización de este proyecto tratara sobre el diseño y simulación de un amplificador y oscilador a la frecuencia de microondas, más específicamente en torno a los 2.45 GHz. Por ello, se presentarán a continuación unas breves pinceladas sobre la banda de frecuencias de las microondas. Aunque no existe una definición totalmente aceptada, las microondas se podrían definir como:

Ondas electromagnéticas definidas en un rango de frecuencias determinado, generalmente entre 300 MHz y 300 GHz, que supone un período de oscilación de 3 ns (3×10^{-9} s) a 3 ps (3×10^{-12} s) y una longitud de ondas en el rango de 1 m a 1 mm.

A continuación se presentará una figura con el espectro electromagnético.

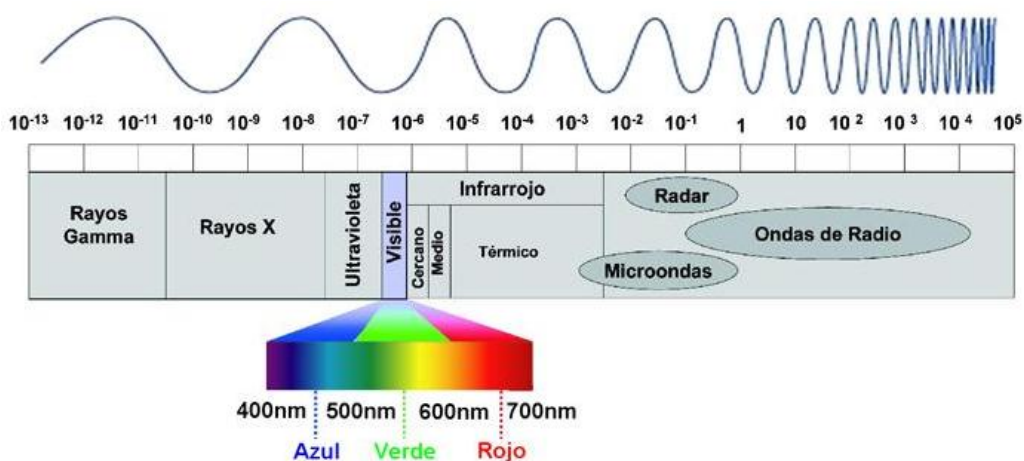


Figura 1. Espectro electromagnético

El rango de las microondas está incluido en las bandas de radiofrecuencia, concretamente en las de UHF (ultra-high frequency - frecuencia ultra alta) 0,3-3 GHz, SHF (super-high frequency - frecuencia súper alta) 3-30 GHz y EHF (extremely-high frequency - frecuencia extremadamente alta) 30-300 GHz. Otras bandas de radiofrecuencia incluyen ondas de menor frecuencia y mayor longitud de onda que las microondas. Las microondas de mayor frecuencia y menor longitud de onda —en el orden de milímetros— se denominan ondas milimétricas.

La banda de frecuencia de microondas tiene unas propiedades que la hacen muy interesante para algunas aplicaciones, algunas de estas propiedades son las siguientes:

- Antenas con ganancias elevadas y tamaño más reducidas: La ganancia de una antena depende de sus dimensiones eléctricas, es decir, de sus dimensiones físicas en relación a la longitud de onda. De modo que se pueden realizar antenas de mayor ganancia en microondas con menor tamaño.
- Mayor ancho de banda relativo: A frecuencias de microondas el ancho de banda relativo es mayor que en bandas de frecuencias menores.
- Dimensiones de los circuitos reducidos: Debido al reducido valor de la longitud de onda.

- Teoría de análisis y diseño de circuitos diferente a la de los circuitos de baja: Debido a que las longitudes de onda son comparables a las dimensiones del circuito.
- Aplicación de las ecuaciones de Maxwell: Debido a la variación rápida de las fases de las señales de microondas con la distancia.
- Transparencia de la ionosfera a frecuencias de microondas.
- Transparencia parcial de la atmosfera baja y propagación en línea recta.
- Interacción con la materia: Permite la transferencia de energía de la onda a las partículas de un material.
- Frecuencias de oscilación estables.
- Sección recta radar grande (RCS): De este modo aumentará el objetivo para detectar un blanco.

Las aplicaciones basadas en la tecnología de las microondas son variadas y constituyen un campo de investigación interesante por sus posibilidades prácticas de las cuales algunas son:

- En las Comunicaciones
 - Comunicaciones vía satélite.
 - Enlaces terrestres (punto a punto).
 - Sistemas de comunicación personales (PCS).
 - Telefonía celular.
 - Radio localizadores.
- Industriales:
 - Medición del espesor de láminas metálicas y dieléctricas.
 - Medición del diámetro de alambres en operaciones de estirado.
 - Medición del contenido de humedad en papel y textiles.
 - Sellado de plásticos.
 - Instrumentos de medición: Analizador de redes, medidor de figura de ruido, analizador de espectros, medidores de potencia, etc.
- En la Agricultura:
 - Destrucción de hongos y gusanos en madera.
 - Eliminación de insectos, cocción y desecación de productos agrícolas y alimenticios.
- Otro:
 - Radares.
 - Diatermia (medicina, calentamiento profundo del cuerpo mediante radiaciones).
 - Monitores de velocidad de vehículos.

2. Wi-Fi

2.1. Definición

En su forma más básica, es un mecanismo de conexión inalámbrica de dispositivos electrónicos mediante señales radio. Wi-Fi fue el nombre dado por la Wi-Fi Alliance para el conjunto de estándares IEEE 802.11. El estándar 802.11 define el estándar inicial para redes de área local inalámbricas (WLAN), pero se consideró demasiado lento para algunas aplicaciones y posteriormente fue reemplazado por las extensiones 802.11a y 802.11b, y más tarde por la 802.11g.



Figura 2. Simbolo Wi-Fi

En la siguiente figura se puede observar el amplio número de posibilidades que ofrece el mecanismo Wi-Fi, dotando a la conexión de flexibilidad, movilidad, reducción de costes, accesibilidad.

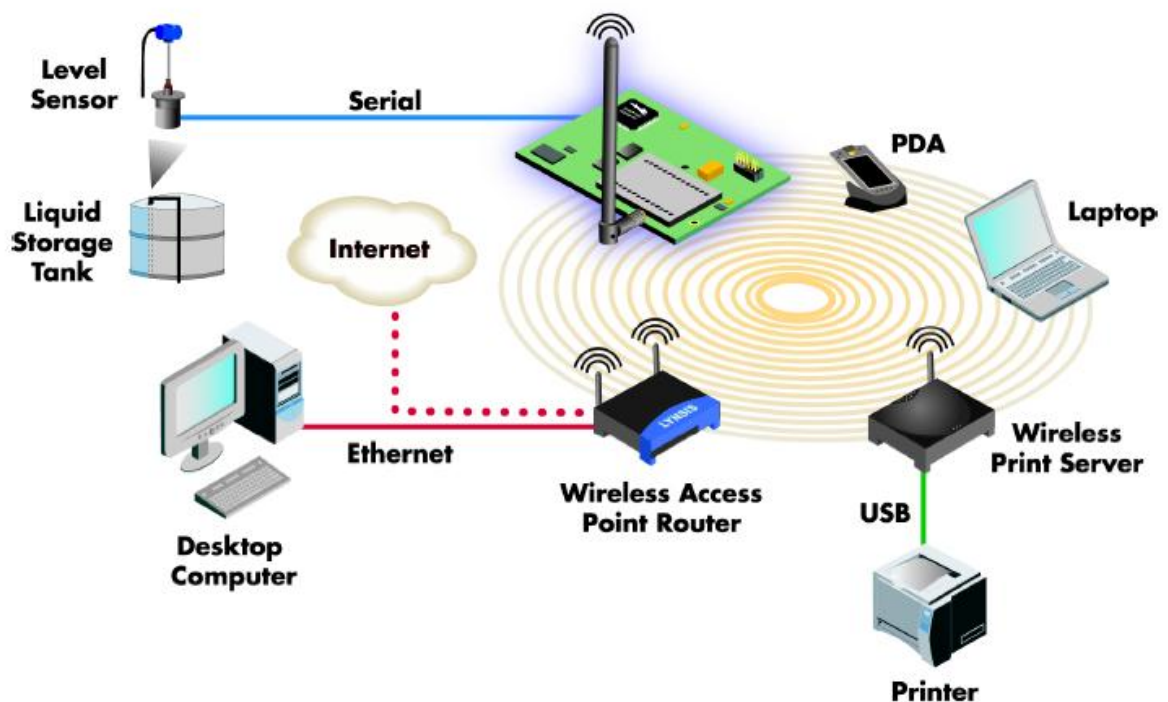


Figura 3. Funcionalidad de la tecnología Wi-Fi

2.2. Frecuencia de operación

Hay dos frecuencias de señalización utilizados actualmente por las redes Wi-Fi:

- 2.4 GHz - Comprende 14 canales, cada uno con un ancho de banda de aproximadamente de 20 a 22 MHz que operan en la banda ISM. Las redes 802.11b/g operan en la banda de 2.4 GHz. Es una banda de frecuencias llena porque muchos dispositivos distintos operan en ella. Por ejemplo, Bluetooth, así como muchos productos de consumo, tales como teléfonos, puertas de garaje, monitores de bebés, etc.
- 5 GHz - Comprende 13 canales, cada uno con un ancho de banda de aproximadamente de 20 MHz que operan en la banda U-NII. Las redes 802.11a operan en la banda de 5 GHz. En la actualidad, esta banda está menos concurrida que la de 2,4 GHz, pero es probable que esto cambie a medida que el mercado de telefonía móvil siga creciendo.

Pero existe un inconveniente en el hecho de usar frecuencias elevadas, y es que las señales transmitidas a altas frecuencias experimentan una mayor atenuación cuando pasa a través de obstáculos que las señales de menor frecuencia. Esto es porque parte de la energía es transferida al material del obstáculo, reduciendo la amplitud de la señal. Este fenómeno se puede observar de manera bastante visual en la siguiente figura.

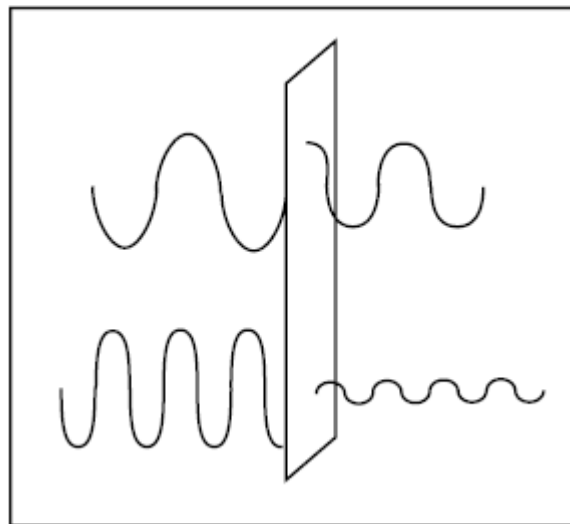


Figura 4. Fenómeno de atenuación

2.3. Intensidad de la señal

Dejando de lado el tema de la interferencia de RF por un momento, se puede decir que el nivel de la señal recibida es una función de la potencia de salida del transmisor, la frecuencia utilizada, la distancia recorrida por la señal, y las pérdidas sufridas durante el trayecto que se produce antes de que la señal se reciba.

Lo fundamental es la relación señal a ruido en recepción. El ruido es una función de la intensidad de la fuente de interferencia, la proximidad, y ancho de banda. Además, todos los receptores contienen una fuente de ruido inherente causada por los procesos físicos fundamentales como el movimiento térmico aleatorio de los portadores de carga. En la práctica, se requiere en Rx una determinada relación señal a ruido (SNR) para una mayor velocidad de transmisión. Por tanto, la SNR es más importante que la intensidad de la señal Rx.

Consejos para mejorar la SNR:

- Buen posicionamiento del router o puntos de acceso. Si es posible, tan lejos como sea posible de las fuentes conocidas de interferencia.
- Utilización de una antena de alta ganancia, sobre todo en los puntos de acceso, pero también en las estaciones inalámbricas con SNR marginales. Además si es posible, estas antenas deberán proporcionar ganancia con muy poco ruido adicional. También ayudarán a este propósito, antenas direccionales para ayudar a filtrar las fuentes de interferencias de ruido.

En la siguiente gráfica se pueden observar algunos parámetros característicos según el protocolo utilizado.

Wi-Fi Parameter	IEEE 802.11 Protocols			
	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Operating Frequency	5.3 GHz and 5.8 GHz	2.4 GHz		2.4 GHz or 5 GHz
Average Signal Range	~30 to 35 m			~60 to 70 m
Available Bandwidth per Channel	~20 to 22 MHz			20 or 40 MHz
Data Rate (Max.)	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	248 Mbps
Typical Throughput for Max Data Rate	18 to 22 Mbps	6 Mbps	18 to 22 Mbps	74 Mbps
Modulation Technique	OFDM	CCK or DSSS	OFDM	OFDM using MIMO and CB

Tabla 1. Parámetros de los protocolos

2.4. Data rate y rendimiento

Los términos de velocidad de datos y el rendimiento se utilizan a veces indistintamente. En este caso, se utilizará el tipo de datos a largo plazo para analizar la tasa de datos máxima teórica, mientras que el rendimiento se utilizará para describir el número real de bits de datos transmitidos por segundo a través del medio inalámbrico. El rendimiento se ve disminuida por la sobrecarga de protocolo, la competencia del cliente, colisiones y retransmisiones. Como se puede ver en la tabla comparativa anterior, el rendimiento típico es aproximadamente la mitad de la velocidad de datos máxima.

El protocolo 802.11 requiere una confirmación positiva y oportuna de cada trama transmitida. A diferencia de una red Ethernet cableada, donde el riesgo de interferencias es relativamente pequeño, 802.11 anticipa una alta probabilidad de interferencia, y por tanto, más sobrecarga para hacer frente a este desafío.

También, a diferencia del Ethernet cableado, el protocolo 802.11 permite la selección de velocidad de transmisión de manera que las SNR menos favorables se puedan superar mediante el uso de tasas de datos más lenta (tan lenta como 1 Mbit / seg).

La tabla presentada a continuación enumera los tipos de datos soportados por las normas IEEE 802.11. Por tanto, dependiendo de la aplicación, se utilizará un tipo u otro de norma, teniendo en cuenta que más rápido no es siempre mejor. Todo ello teniendo en cuenta que los dispositivos Wi-Fi se ajustarán de forma dinámica a la velocidad de los datos.

802.11 Extension	Supported Data Rates
802.11	1,2 Mbps
802.11a	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps 6, 12 and 24 Mbps are mandatory
802.11b	1, 2, 5.5, 11 Mbps
802.11g	1, 2, 5.5, 11, 6, 9, 12, 18, 22, 24, 33, 36, 48, 54 Mbps 1, 2, 5.5, 11, 6, 12 and 24 Mbps are mandatory 22 and 33 Mbps are typically not supported
802.11n	1, 2, 5.5, 6, 9, 11, 12, 18, 24, 36, 48, 54, 121.5, 130, 144.44, 270, 300 Mbps

Tabla 2. Data Rates

2.5. Canales

La comunicación directa entre las estaciones inalámbricas ocurre en un canal (una banda de frecuencia especificada para la transmisión de las señales electromagnéticas).

Este proyecto se apoya en el rango de 2,45 GHz de la banda ISM. Como se muestra en la figura mostrada a continuación, hay tres canales no solapados disponibles en América del Norte: 1, 6 y 11 que no se solapan permitiendo el uso simultáneo de los canales en la misma zona física sin causar interferencia.

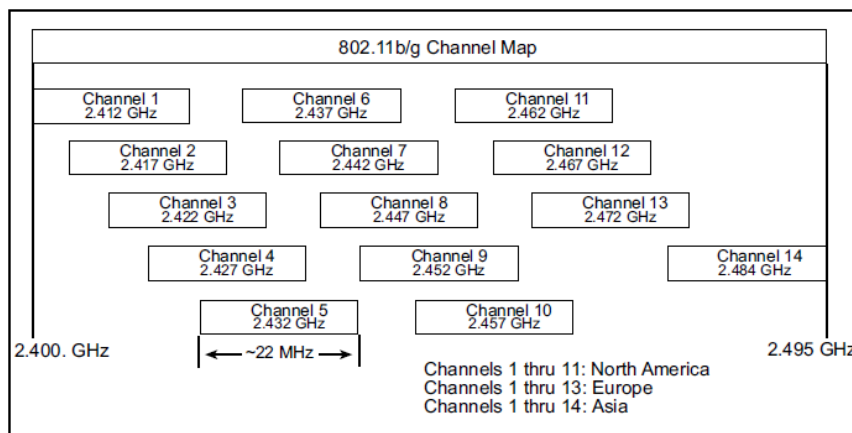


Figura 5. Canales

El canal se establece durante la configuración del punto de acceso o router inalámbrico. En la estación inalámbrica, se selecciona el canal durante una exploración de redes disponibles.

Básicamente, una exploración es una búsqueda de redes disponibles dentro del alcance del dispositivo de exploración. Para que se considere compatible con Wi-Fi, el dispositivo debe ser capaz de buscar las redes disponibles. El dispositivo se puede dirigir para buscar en un canal en particular o todos los canales.

Los puntos de acceso transmiten tramas de gestión MAC, llamados balizas con el propósito de dar a conocer su red a cualquier dispositivo Wi-Fi interesado en su rango. Las tramas balizas son lo que el dispositivo inalámbrico está buscando cuando escanea de forma pasiva.

2.6. Beneficios de Wi-Fi

Para empezar, si se estudia el diagrama de la Figura 1, se puede ver la enorme flexibilidad que una conexión inalámbrica conlleva. La incorporación de la tecnología inalámbrica proporciona más opciones para el seguimiento, control y la difusión de información. En términos prácticos, las ubicaciones remotas se vuelven más accesibles mientras que los costes bajan.

La siguiente lista resume algunos de los beneficios de una red Wi-Fi.

- Ethernet inalámbrico. Wi-Fi se puede considerar de cierta manera una evolución de Ethernet. De modo que una de las ventajas fundamentales es que Wi-Fi y Ethernet, tanto las redes IEEE 802, comparten algunos elementos fundamentales.
- Mayor acceso. La ausencia de cables amplía el acceso a lugares donde los cables no pueden ir o donde es demasiado costoso realizar un tendido de cable.
- Reducción de costes. Como se mencionó anteriormente, la ausencia de cables conlleva una reducción elevada de costes. Esto se logra mediante una combinación de factores, el coste relativamente bajo de los routers inalámbricos, sin necesidad de abrir zanjas, perforación u otros métodos que pueden ser necesarias para realizar las conexiones físicas.
- Movilidad. Libertad de cambiar de ubicación sin perder la conexión.
- Flexibilidad. El acceso extendido, la reducción de costes, y la movilidad crean oportunidades para nuevas aplicaciones, así como la posibilidad de nuevas soluciones creativas para futuras aplicaciones.

2.7. Aplicaciones

Hay muchas aplicaciones para dispositivos embebidos con interfaz Wi-Fi:

- Las aplicaciones de proceso y control industrial, donde las conexiones por cable son demasiado costosos o inconvenientes.
- Aplicaciones de emergencia que requieren una configuración inmediata y transitoria.
- Las aplicaciones móviles.
- Las cámaras de vigilancia.
- Comunicación con otros dispositivos Wi-Fi, como un ordenador portátil o un PDA.

3. Objetivos y estructura del proyecto fin de carrera

El objetivo principal de este proyecto final de carrera consiste en el diseño de un amplificador y oscilador con fines didácticos a la frecuencia Wi-Fi de 2,45GHz. Para que estos análisis tengan fines didácticos se ha realizado el proceso de diseño tanto del amplificador como del oscilador paso a paso, comenzando por diseños ideales, donde se pueda observar con más facilidad el funcionamiento de dichos circuitos, tanto globalmente como por los subcircuitos que lo componen, como se ha explicado en clase y en la teoría mostrada. Seguidamente se han introducido elementos reales y discontinuidades para así, observar el efecto que provocan las pérdidas y los elementos de conexión, y así poder comparar las diferencias significativas con el diseño ideal. De este modo se puede observar lo complejo que puede llegar a ser adaptar un circuito u obtener una buena resonancia.

El diseño se realizará en tecnología impresa usando líneas microstrip como medio de transmisión así como elementos discretos, como puede ser un condensador, elemento imprescindible en el caso del diseño del oscilador.

3.1. Amplificador

La estructura seguida y los objetivos marcados en cada fase del diseño del amplificador han sido:

- Se darán unas breves pinceladas de la teoría necesaria para entender el diseño.
- Se empleará un transistor comercial (ATF-58143) pero con los parámetros S modificados, de modo que este ofrezca una respuesta más "ideal" y por tanto, más didáctica. Se polarizará el transistor siguiendo las indicaciones del data sheet de dicho componente.
- Se diseñarán las redes de entrada y salida del amplificador con líneas de transmisión ideales para analizar su respuesta ideal, tanto gráficamente como analíticamente observando la condición de MTP.

- Se diseñarán las redes de entrada y salida del amplificador con líneas de transmisión reales utilizando el sustrato FR4. Se comparará el resultado obtenido con el diseño anterior.
- Se diseñarán las redes de entrada y salida del amplificador con líneas de transmisión reales incluyendo líneas de conexión y uniones en T. Se deberá observar los efectos de las discontinuidades así como las pérdidas debido al sustrato. Se optimizará la respuesta del amplificador real.
- La última etapa del diseño consistirá en añadir las redes de polarización, lo que implicará a realizar una nueva optimización de la respuesta del amplificador real.
- Se diseñarán distintas redes de polarización, una compuesta únicamente por líneas de transmisión, otra por líneas de transmisión y stub radiales, y por último, una red de polarización formada por líneas de transmisión y condensadores.
- Por último se observarán los layout de los distintos diseños.

3.2. Oscilador

La estructura seguida y los objetivos marcados en cada fase del diseño del oscilador han sido:

- Se darán unas breves pinceladas de la teoría necesaria para entender el diseño.
- Se partirá de una red activa diseñada para operar a una frecuencia mucho más baja de lo que lo hace un dispositivo Wi-Fi. Debido a este cambio, se han tenido que modificar los parámetros de la red activa como se especificará más adelante.
- Se diseñará la red resonante con líneas ideales y se hará mucho hincapié en los condensadores necesarios para obtener una buena resonancia.
- Se diseñara la red resonante con líneas reales observando las diferencias con el diseño anterior. Se optimizará la respuesta de la red resonante.
- Se diseñará la red resonante con un coaxial, de modo que podamos diferenciar las principales ventajas/desventajas entre el coaxial y la línea de transmisión en una red resonante. Se optimizará la respuesta de la red resonante.
- Mediremos la ganancia del bucle abierto de los distintos diseños realizados para escoger el diseño más adecuado, teniendo en cuenta el compromiso pérdidas/resonancia.
- Se realizará un análisis no lineal del oscilador escogido, de modo que optimizando mínimamente la longitud del coaxial podamos cumplir la condición final de oscilación.
- Se medirá la señal de salida tanto en tiempo como en frecuencia
- Por último se observarán los layout de los distintos diseños.

Capítulo 2. Diseño de un amplificador de microondas didáctico

1. Introducción

Como ya se ha dicho anteriormente, uno de los objetivos marcados en este proyecto es el de diseñar un amplificador que opere a una frecuencia central de $f = 2,45 \text{ GHz}$.

El transistor escogido para este propósito está basado en el transistor ATF-58143 de Avago Technologies, cuyos parámetros S han sido ligeramente modificados para llegar a una solución donde se observe con más detalle las zonas de selectividad a la frecuencia de trabajo. Estas modificaciones se han debido realizar pues a alta frecuencia la adaptación es complicada, y no se observa con detalle dichas zonas de selectividad. Este es uno de los propósitos de este PFC, es decir, obtener una solución quasi-ideal, de modo que la solución tenga un matiz didáctico.

Una de las consideraciones importantes en este diseño, es la adaptación de los puertos de entrada y salida con el transistor para conseguir máxima transferencia de potencia entre la entrada y la salida del sistema y el puerto de entrada y salida del transistor.

Los pines de conexión del circuito integrado son los siguientes:

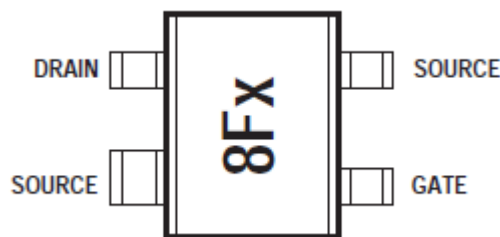


Figura 6. Pines de conexión del transistor

Este transistor consta de dos fuentes, una puerta y un drenador. Si se observa la hoja de especificaciones (data sheet) del transistor, recomiendan que se polarice el transistor de la siguiente manera, para obtener un buen compromiso entre el ruido óptimo y las pérdidas del circuito de adaptación.

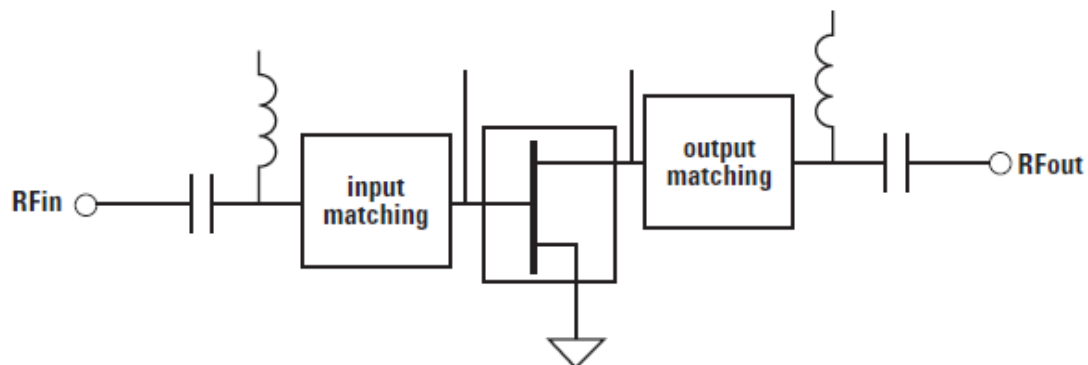


Figura 7. Polarización propuesta por el data sheet del transistor

Es decir, recomiendan conectar la puerta al sistema de adaptación de entrada, el drenador al sistema de adaptación de salida y las dos fuentes a masa.

Extraemos los parámetros S del transistor a la frecuencia de trabajo y definimos el punto de polarización de dicho transistor.

$$S(f_0) = \begin{bmatrix} S_{11}(f_0) & S_{12}(f_0) \\ S_{21}(f_0) & S_{22}(f_0) \end{bmatrix}$$

Puesto que el amplificador será utilizado para aplicaciones WIFI, este deberá funcionar a la frecuencia de $f_0 = 2.45GHz$, el cual a dicha frecuencia tiene los siguientes parámetros S:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11} = 0.32496 \angle -136.73^\circ \\ S_{12} = 1.3221 * 10^{-18} \angle 116.98^\circ \\ S_{21} = 30.352 \angle 47.283^\circ \\ S_{22} = 0.40923 \angle 148.39^\circ \end{array} \right.$$

Como se observa, el parámetro S_{12} tiene un módulo que se aproxima a cero, esto se ha decidido así, para que se observe con más precisión la selectividad que se produce a la frecuencia de trabajo, la cual es más nítida si este parámetro es próximo a cero, pues de esta forma no hay acoplo entre el puerto de salida y el puerto de entrada.

Además de esta modificación, también se han modificado los demás parámetros S del transistor, como es el caso de los parámetros S_{22} y S_{11} , los cuales han sido reducidos para que la adaptación sea más fácil de lograr, de modo que sea visual. Pero dichos parámetros tampoco se han de variar mucho, pues si tienen un valor de módulo muy bajo, el transistor estará ya casi adaptado, de modo que las redes de adaptación empeorarían la respuesta final. El parámetro S_{21} , también ha sido modificado, pero a diferencia de los demás parámetros, a este se le ha aumentado el módulo, de modo que se observe una mayor ganancia a la frecuencia de trabajo a la hora de analizar el amplificador completo.

Un tema importante a la hora de adaptar un circuito es conseguir máxima transferencia de potencia (MTP), para la cual se deben cumplir las siguientes condiciones:

$$Z_{in} = Z_S^* \rightarrow \rho_{in} = \rho_S^* = \left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_L}{1-S_{22}\rho_L} \right) \quad (I)$$

$$Z_{out} = Z_L^* \rightarrow \rho_{out} = \rho_L^* = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1-S_{11}\rho_S} \right) \quad (II)$$

Pero como una ecuación depende de la otra, asumimos que el coeficiente de reflexión a la entrada del amplificador $\rho_{in} = S_{11}$, de modo que se deba cumplir alguna de las siguientes condiciones $S_{12}, \rho_L, \rho_S = 0$.

Puesto que el objetivo buscado en este proyecto es el de diseñar un amplificador a la frecuencia WiFi de $f_0 = 2.45GHz$, pero con fines didácticos, se forzará a que el parámetro S_{12} sea nulo, de modo que se estará cumpliendo una de las condiciones anteriores.

Un esquemático resumido de cómo deberá quedar el diseño final del amplificador es el siguiente:

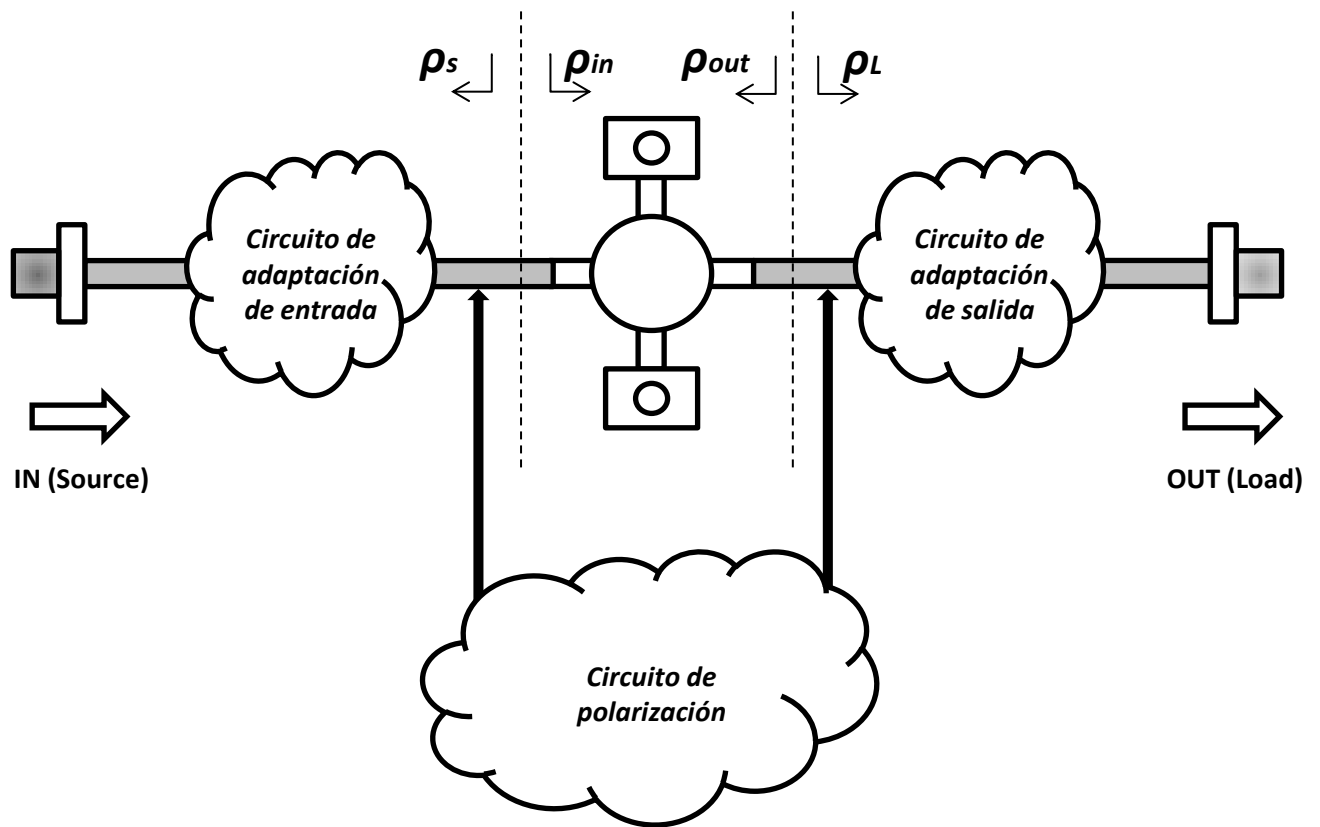
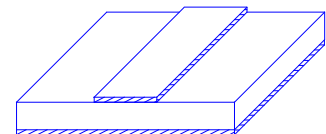


Figura 8. Estructura básica del amplificador

Para la implementación física de los diseños se ha optado por el uso del sustrato "FR4" con las siguientes características:

- Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r = 4.9$
- Altura del sustrato: $H = 1.5 \text{ mm}$
- Espesor del material conductor: $T = 0.05 \text{ mm}$
- Tangente de pérdidas: $Tand = 0.017$
- Resistividad normalizada respecto del oro: $Rho = 1$

MSUB
Er=4.9
H=1.5 mm
T=0.05 mm
Rho=1
Tand=0.017
ErNom=4.9
Name=FR1



Por otro lado se deberá tener en cuenta la polarización del transistor para hacerlo funcionar a la frecuencia de trabajo requerida de forma que se vean los efectos que puede tener en conjunto con el resto de componentes del diseño.

Si se tiene en cuenta el sustrato, el diseño mediante el simulador Microwave Office del transistor polarizado quedará como:

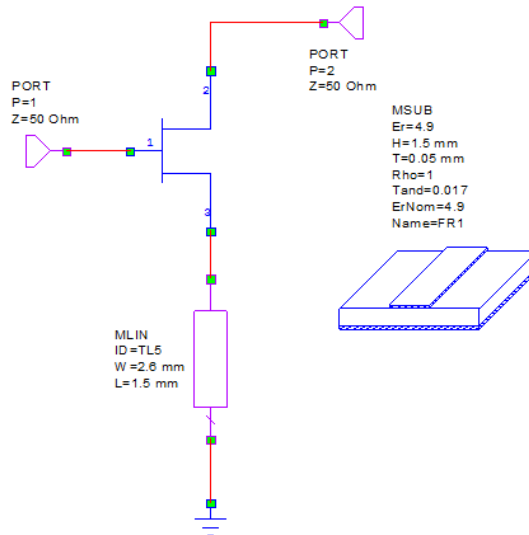


Figura 9. Transistor polarizado según el data sheet

Como se observa, la puerta del transistor está conectada al puerto de entrada y el drenador al puerto de salida. Además, se ha introducido una línea de transmisión para que haya continuidad entre el pin de la fuente del transistor y masa. Este circuito, no es el diseño final del transistor polarizado, ya que falta por incluir el vía hole, que es el mecanismo mediante el cual conectamos a masa las líneas de transmisión a través del sustrato.

Este paso, se realizará a continuación, además, para que el diseño se ajuste más al diseño real, se sustituirá el modelo del transistor de tres pines por uno de cuatro pines, de modo que se puedan simular las dos fuentes que tiene el transistor real, además del drenador y puerta.

Realizando los cambios nombrados anteriormente, el transistor polarizado quedará finalmente de la siguiente manera:

Donde los pines horizontales, se corresponden con la puerta y el drenador, y los verticales con las dos fuentes. Además, como se observa también se han introducido los vía hole.

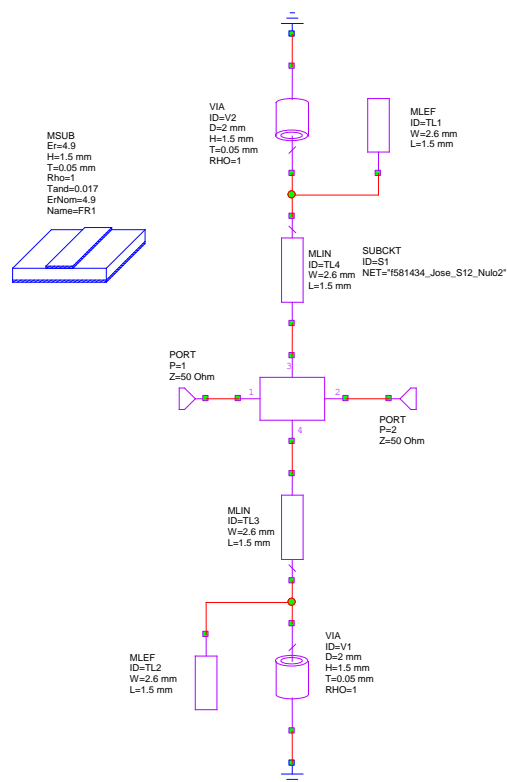


Figura 10. Transistor polarizado con su configuración final

Mediante este diseño se obtiene el layout final del transistor polarizado:

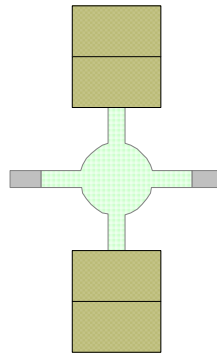


Figura 11. Layout del transistor

2. Diseño del amplificador ideal

2.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada

En este apartado se va a diseñar la etapa de adaptación de entrada del amplificador de modo que se cumpla la condición de máxima transferencia de potencia.

Para conseguir la adaptación de la impedancia Z_S a la impedancia $Z_0 = 50$ se pueden utilizar diferentes redes de adaptación. Principalmente son tres los métodos utilizados para conseguir dicho propósito:

- Usando líneas de transmisión y condensadores en serie.
- Usando líneas de transmisión y bobinas en paralelo.
- Usando líneas de transmisión y stub en paralelo.

El principal inconveniente en utilizar componentes discretos (bobinas, condensadores...), es que a la hora de fabricarlos solamente se pueden disponer de componentes con valores normalizados, y lo más normal, es que los componentes que se necesiten para fabricar el sistema difieran bastante de dichos valores normalizados. Por ello nos decantamos por la utilización de una red de adaptación formada únicamente por líneas de transmisión. Aunque el inconveniente de utilizar únicamente líneas de transmisión reside en el aumento sustancial del tamaño del circuito.

Comenzamos por determinar si el stub a colocar en la etapa de adaptación de entrada debe terminar en circuito abierto o cortocircuito. Para ello debemos fijarnos en el parámetro S_{11} , ya que los coeficientes de reflexión ρ_{in} , ρ_S^* dependen directamente de dicho parámetro y además, como el parámetro $S_{12} \approx 0$, el segundo término de la ecuación (I) desaparece:

$$\rho_{in} = \rho_S^* = S_{11} = 0.32496 \angle -136.73^\circ$$

$$\rho_S = 0.32496 \angle 136.73^\circ = -0.2366 + j0.2227$$

Por tanto, para conseguir adaptación a la entrada, debemos compensar la parte real del parámetro S_{11} mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$ en serie, y la parte imaginaria con un stub de $\lambda/8$ en paralelo.

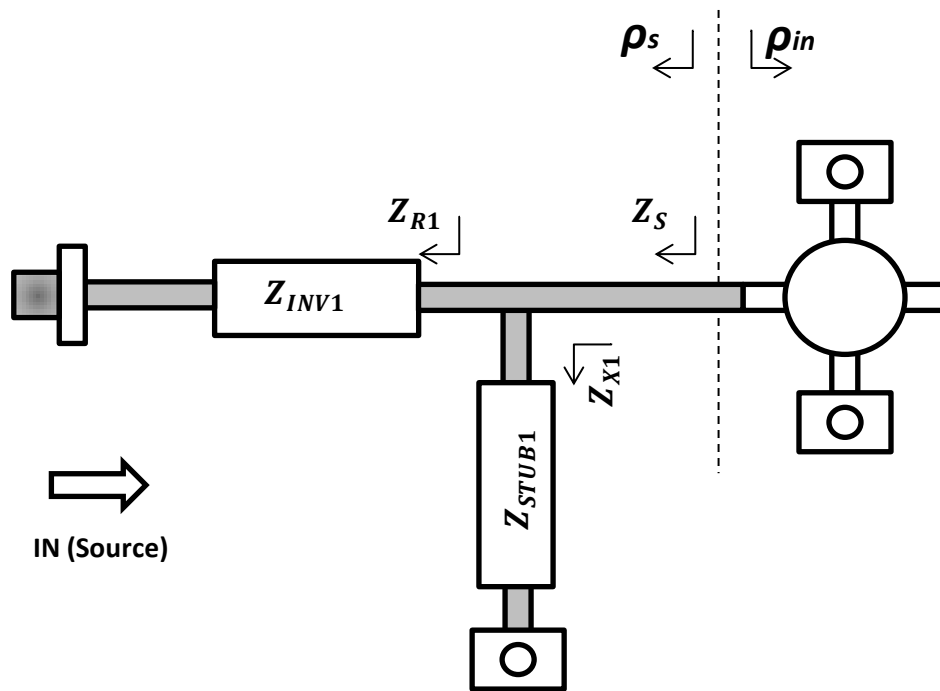


Figura 12. Estructura básica de la etapa de entrada de polarización

A partir del valor del coeficiente de reflexión de la fuente, se determina la impedancia y admitancia de la fuente:

La impedancia de fuente es: $Z_S = Z_0 \frac{1+\rho_S}{1-\rho_S} = 50 \frac{0.76338+j0.2227}{1.2366-j0.2227} = 28.3249 + j14.1079$

Mientras que la admitancia: $Y_S = \frac{1}{Z_S} = 0.0283 - j0.0141$ (III)

A partir de las expresiones anteriores se puede sacar cómo conclusión que el stub utilizado en paralelo debe terminar en cortocircuito, ya que se debe conseguir una impedancia de fuente con una parte imaginaria positiva, la cual se consigue con una línea en $\lambda/8$ terminada en cortocircuito.

A partir del análisis de la red de adaptación de entrada, se obtiene la siguiente expresión, a partir de la cual se obtendrán los valores de la impedancia de la línea de transmisión de $\lambda/4$ y de $\lambda/8$.

$$Y_S = Y_{R1} - jY_{X1} = \frac{Z_0}{Z_{INV1}^2} - j \frac{1}{Z_{STUB1}} \quad (IV)$$

Dónde:

$$\begin{cases} Y_{R1} \text{ es la admitancia de una línea de } \lambda/4 \\ Y_{X1} \text{ es la admitancia de un stub de } \lambda/8 \end{cases}$$

Igualando términos obtenemos entre las ecuaciones (III) y (IV) se obtienen los siguientes valores de impedancias:

$$\text{Re}(Y_S) \rightarrow \frac{Z_0}{Z_{INV1}^2} = 0.0283 \rightarrow Z_{INV1} = \sqrt{\frac{Z_0}{0.0283}}$$

$$Z_{INV1} = 42.0426\Omega$$

$$\text{Im}(Y_S) \rightarrow -j\frac{1}{Z_{STUB1}} = -j0.0141 \rightarrow Z_{STUB1} = \frac{1}{0.0141}$$

$$Z_{STUB1} = 70.9765\Omega$$

Una vez calculados los valores de las impedancias de las líneas de transmisión que definirán la red de adaptación de entrada, el siguiente paso consistirá en implementar esa red de adaptación usando líneas ideales, teniendo como objetivo que los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ del amplificador sean lo más próximo a 0 a la frecuencia de trabajo. Puesto que hemos fijado el parámetro $|S_{12}|$ a 0 para que la respuesta sea lo más ideal posible, no será necesario modificar los valores de las líneas de transmisión para optimizar la respuesta, optimización que si deberá realizarse cuando se utilicen líneas reales. La red de adaptación de entrada obtenida mediante líneas de transmisión ideales es:

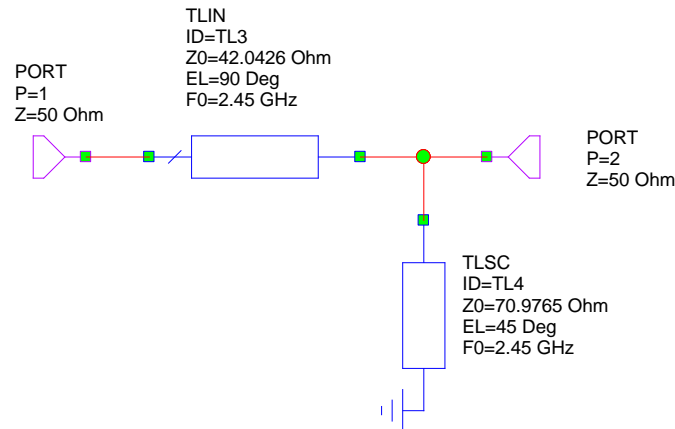


Figura 13. Diseño de la etapa de entrada ideal

Puesto que la impedancia del stub es bastante grande, lo cual implica que la línea sea muy estrecha, se realizará un cambio de fase en el stub fijando la impedancia que queremos obtener (50Ω). Teniendo en cuenta que la impedancia de entrada de un stub terminado en cortocircuito tiene la siguiente expresión:

$$Z_{X1} = jZ_{STUB1} * \tan \Phi$$

$$\Phi = \tan^{-1}\left(\frac{Z_{X1}}{Z_{STUB1}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{70.9765}{50}\right) = 54.8369^\circ$$

Por tanto, para que el stub tenga una impedancia de 50 Ω, debe tener una fase de 54.8369°, de modo que dicho stub tenga una respuesta similar que la obtenida con los valores calculados previamente en el desarrollo teórico.

La red de adaptación de entrada obtenida mediante líneas de transmisión ideales con estos nuevos valores será:

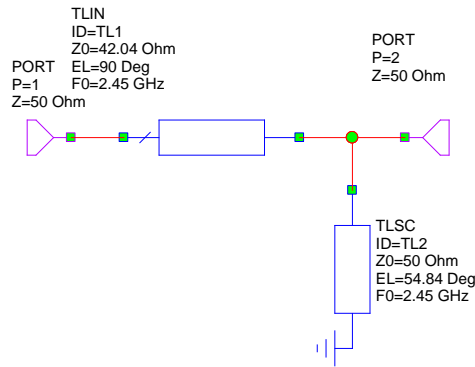


Figura 14. Diseño final de la etapa de entrada ideal

Una vez diseñada la red de adaptación de entrada ideal, se calcularán los parámetros S de la red de entrada diseñada, para observar cómo se cumple la condición de máxima transferencia de potencia, analizando los parámetros S al final del circuito de adaptación de entrada a la frecuencia de trabajo.

- Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 3. Parámetro S_{11} del transistor

- Parámetro S_{22} de la red de entrada de polarización

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.32746	136.61
2.43	0.32662	136.65
2.44	0.32579	136.69
2.45	0.32496	136.73
2.46	0.32414	136.77
2.47	0.32333	136.80
2.48	0.32252	136.83

Tabla 4. Parámetro S_{22} de la red de entrada de polarización

Tal y como muestran las tablas anteriores, a la frecuencia de trabajo se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP):

$$\rho_{in} = \rho_S^*$$

2.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida

Al igual que anteriormente, dicho problema se abordará comenzando por determinar si el stub a colocar debe terminar en circuito abierto o cortocircuito. Para ello debemos fijarnos en el parámetro S_{22} , ya que los coeficientes de reflexión ρ_{out} , ρ_L^* dependen directamente de dicho parámetro y además, como el parámetro $S_{12} \approx 0$, el segundo término de la ecuación (II) desaparecerá, quedando la siguiente expresión:

$$\rho_{out} = \rho_L^* = S_{22} = 0.40923 \angle 148.39^\circ$$

$$\rho_L = 0.40923 \angle -148.39^\circ$$

Por tanto, para conseguir la adaptación a la salida, se deberá compensar la parte real del parámetro S_{22} mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$ en serie, y la parte imaginaria con un stub de $\lambda/8$ en paralelo.

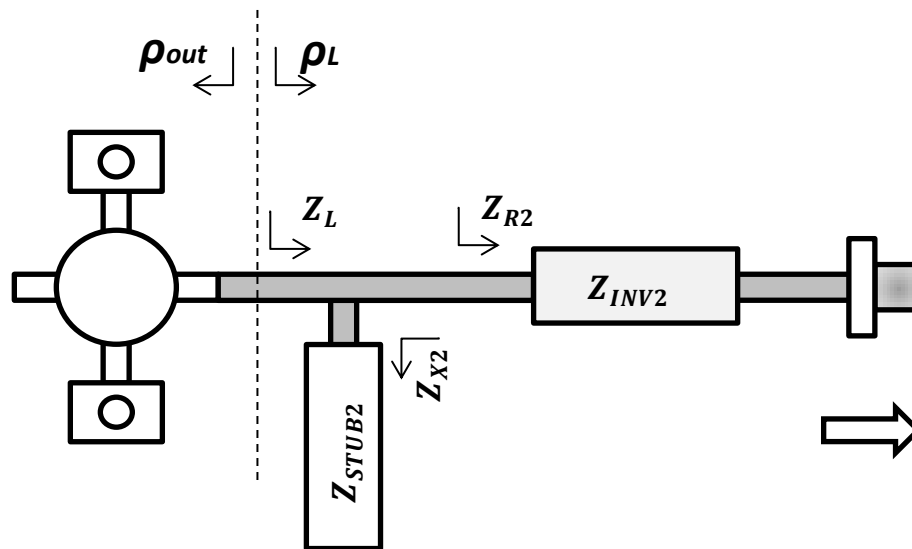


Figura 15. Estructura básica de la etapa de salida de polarización

A partir del valor del coeficiente de reflexión de carga, se puede determinar la impedancia y admitancia de carga:

$$\text{La impedancia de carga es: } Z_L = Z_0 \frac{1+\rho_L}{1-\rho_L} = 50 \frac{1+(-0.3485-j0.2144)}{1-(-0.3485-j0.2144)} = 22.3259 - j11.5040$$

$$\text{Mientras que la admitancia: } Y_L = \frac{1}{Z_L} = 0.0354 + j0.0182 \quad (\text{V})$$

A partir de las expresiones anteriores se llega a la conclusión de que el stub utilizado en paralelo debe terminar en circuito abierto, ya que debemos conseguir una impedancia de carga con una parte imaginaria negativa, la cual se consigue con una línea en $\lambda/8$ terminada en circuito abierto.

A partir del análisis de la red de adaptación de salida, se obtiene la siguiente expresión, a partir de la cual se obtendrán los valores de la impedancia de la línea de transmisión de $\lambda/4$ y de $\lambda/8$.

$$Y_L = Y_{R2} + jY_{X2} = \frac{Z_0}{Z_{INV2}^2} + j \frac{1}{Z_{STUB2}} \quad (VI)$$

Dónde:

$$\begin{cases} Y_{R2} \text{ es la admitancia de una línea de } \lambda/4 \\ Y_{X2} \text{ es la admitancia de un stub de } \lambda/8 \end{cases}$$

Igualando términos entre las ecuaciones (V) y (VI) se obtienen los siguientes valores de impedancias:

$$Re(Y_L) \rightarrow \frac{Z_0}{Z_{INV2}^2} = 0.0354 \rightarrow Z_{INV2} = \sqrt{\frac{Z_0}{0.0354}}$$

$$Z_{INV2} = 37.5856 \Omega$$

$$Im(Y_L) \rightarrow j \frac{1}{Z_{STUB2}} = j0.0182 \rightarrow Z_{STUB1} = \frac{1}{0.0182}$$

$$Z_{STUB1} = 54.8319 \Omega$$

Una vez calculados los valores de las impedancias de las líneas de transmisión que definirá la red de adaptación de salida, el siguiente paso consistirá en implementar esa red de adaptación usando líneas ideales, teniendo como objetivo que los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ del amplificador sean lo más próximo a 0. Puesto que hemos fijado el parámetro $|S_{12}|$ a 0 para que la respuesta sea lo más ideal posible, no será necesario modificar los valores de las líneas de transmisión para optimizar la respuesta, optimización que si deberá realizarse cuando se utilicen líneas reales. La red de adaptación de salida obtenida mediante líneas de transmisión ideales es:

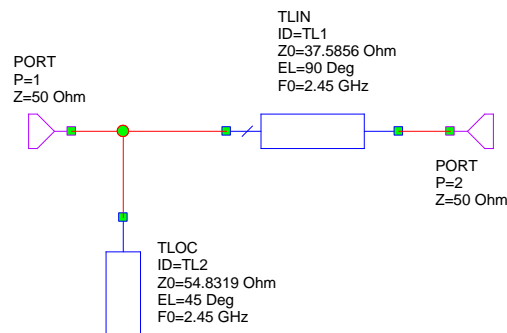


Figura 16. Diseño de la etapa de salida ideal

Para que el stub sea más largo y estrecho, y por tanto la acción de la unión en T que se incluirá en la red real sea menos perjudicial, se aumentará el valor de la impedancia del stub en paralelo terminada en circuito abierto. Por tanto, se realizará un cambio de fase en la línea fijando la impedancia que queremos obtener (80Ω), teniendo en cuenta que la impedancia de entrada de un stub terminado en circuito abierto tiene la siguiente expresión:

$$Z_{X2} = jZ_{STUB2} / \tan \Phi$$

$$\Phi = \tan^{-1} \left(\frac{Z_{STUB2}}{Z_{X2}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{80}{54.8319} \right) = 55.5733^\circ$$

Por tanto, para que el stub tenga una impedancia de 80 Ω, debe tener una fase de 55.5733°, de modo que dicho stub tenga la misma respuesta que con los valores calculados previamente en el desarrollo teórico. La red de adaptación de salida obtenida mediante líneas de transmisión ideales con estos nuevos valores es:

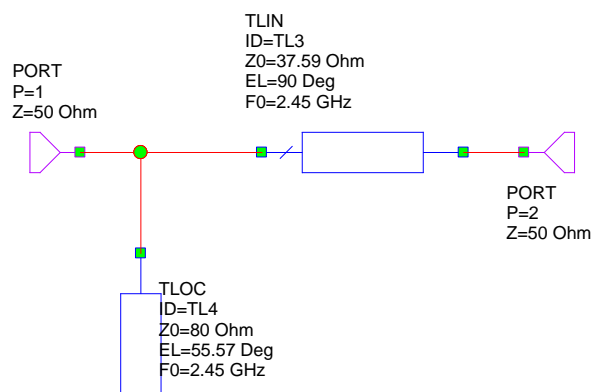


Figura 17. Diseño final de la etapa de salida ideal

Una vez diseñada la red de adaptación de salida ideal, se calcularán los parámetros S de dicha red diseñada para observar cómo se cumple la condición de máxima transferencia de potencia, analizando los parámetros S al principio del circuito de adaptación de salida a la frecuencia de trabajo, y comparándolos con los pertinentes parámetros S del transistor.

- Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.1
2.48	0.40756	147.95

Tabla 5. Parámetro S_{22} del transistor

- Parámetro S_{11} de la red de salida de polarización

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.4085	-148.41
2.43	0.40873	-148.41
2.44	0.40898	-148.40
2.45	0.40923	-148.39
2.46	0.40949	-148.37
2.47	0.40976	-148.35
2.48	0.41005	-148.33

Tabla 6. Parámetro S_{11} de la red de entrada de polarización

Como se observa en las tablas anteriores, a la frecuencia de trabajo se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP):

$$\rho_{out} = \rho_L^*$$

2.3. Diseño del amplificador

El diseño del amplificador se compone del transistor polarizado junto con las redes de adaptación de entrada y salida diseñadas anteriormente, tal y como se observa en la siguiente figura:

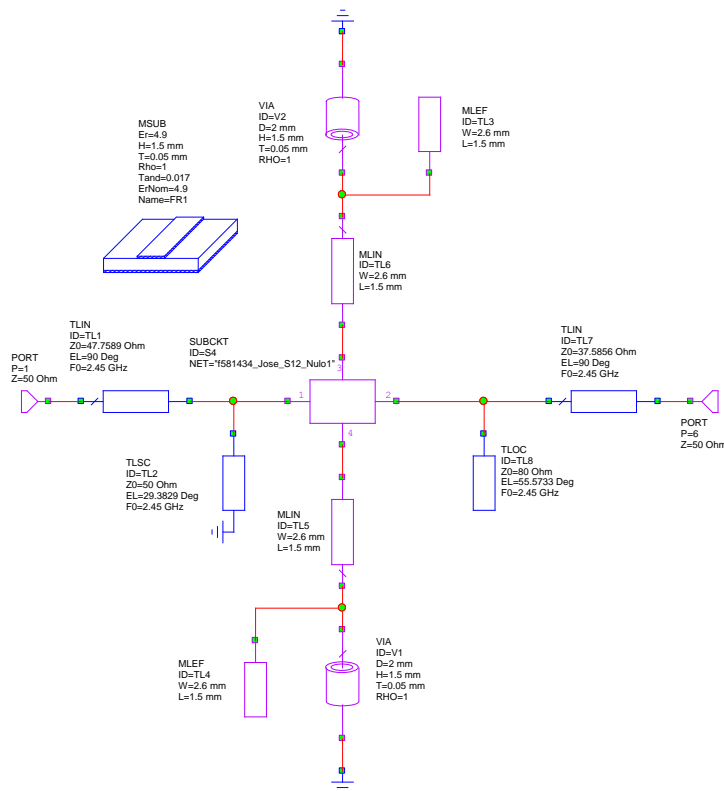


Figura 18. Amplificador ideal

El diseño realizado en forma de bloques quedaría de la siguiente forma, donde el bloque central se corresponde con el transistor polarizado y los otros dos con las redes de adaptación.

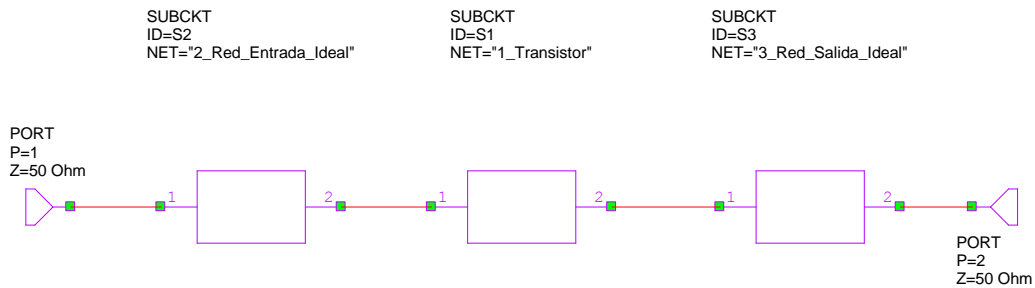


Figura 19. Amplificador ideal por bloques

A la hora de determinar si el diseño ofrece la respuesta para la cual fue diseñado, se realiza un barrido en frecuencia de la respuesta de los parámetros S del amplificador ideal WIFI:

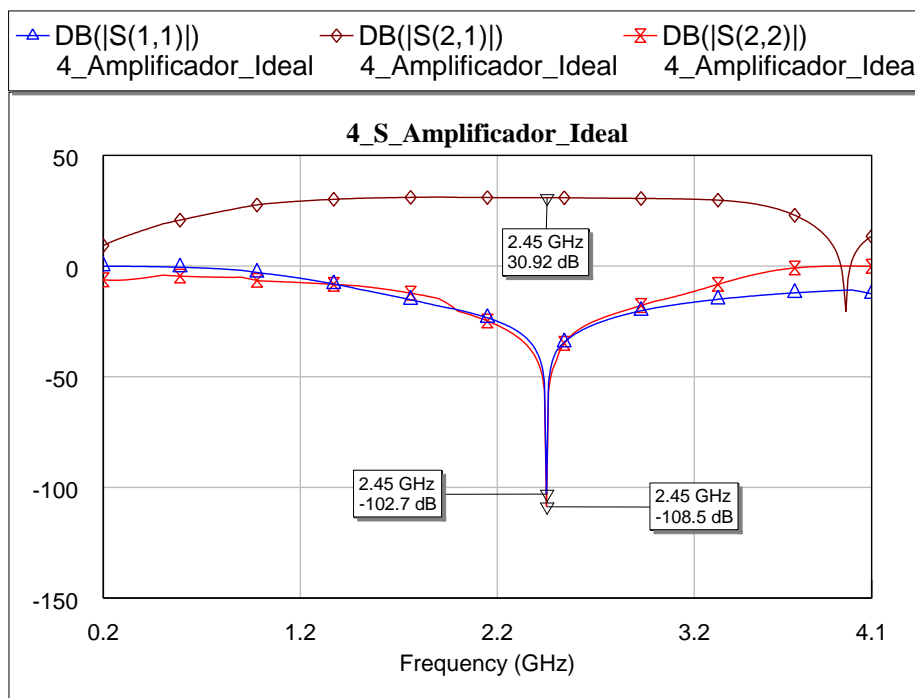


Figura 20. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia

Como se observa en la gráfica, se obtiene un comportamiento ideal, pues los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$ tienden a valores nulos, y el parámetro $|S_{21}|$ es bastante elevado, lo cual nos da una idea de que prácticamente toda la señal se transmite del puerto 1 al 2, sin producirse apenas reflexiones a la frecuencia de trabajo. En definitiva, se observa una gran selectividad y adaptación.

El parámetro S_{12} no se ha representado pues al tener un valor nulo, estropearía la representación gráfica.

3. Diseño del amplificador real sin red de polarización ni líneas de conexión

3.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada

En este apartado se implementará el diseño realizado anteriormente mediante el uso de líneas de transmisión reales, incluyendo únicamente las líneas de adaptación de entrada, es decir, la línea inversora y el stub finalizado en cortocircuito. Para ello se deberán pasar las especificaciones eléctricas (impedancia y fase) a parámetros físicos (longitud y anchura). Este proceso se realizará mediante la herramienta que nos proporciona Microwave Office llamado TXLine. A partir de esta herramienta, se puede determinar la longitud, anchura y grosor de una línea de transmisión, a partir de las características de la misma y del sustrato sobre el que se diseña el circuito. Por ello es importante conocer el material dieléctrico que se va a emplear, su constante dieléctrica o tangente de pérdidas, además del material del conductor que se va a usar.

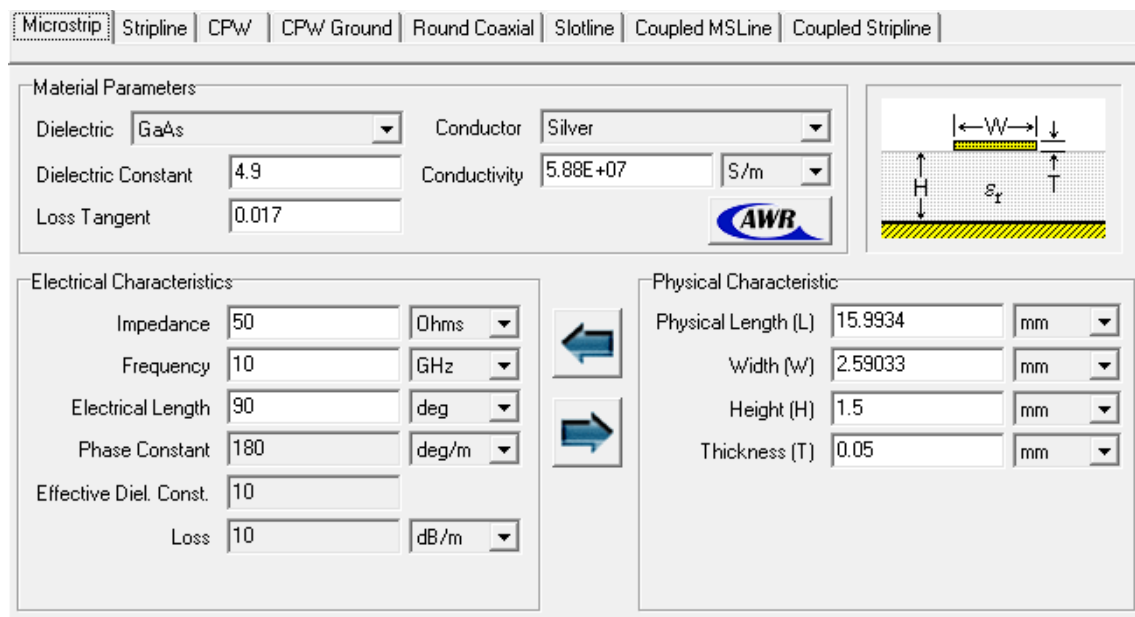


Figura 21. Interfaz TXLine

Por tanto, a partir de esta herramienta, se ha pasado a analizar un amplificador diseñado a partir de líneas ideales, a analizar un amplificador diseñado con líneas reales que introducen pérdidas, y provocarán desadaptación en el amplificador.

Usando TXLine obtenemos las siguientes especificaciones físicas para la línea inversora del circuito de adaptación de entrada:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
42.0426 Ω	90°	15.7555 mm	3.45573 mm

Tabla 7. Especificaciones de la línea inversora del circuito de adaptación de entrada

Y para el stub terminado en cortocircuito obtenemos las siguientes especificaciones físicas:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
50 Ω	54.8369°	9.74476 mm	2.59033 mm

Tabla 8. Especificaciones del stub del circuito de adaptación de entrada

Al pasar estas especificaciones al simulador Microwave Office, se han tenido que sustituir las líneas de transmisión TLIN (ideales) por líneas de transmisión MLIN (reales), obteniendo el siguiente diseño:

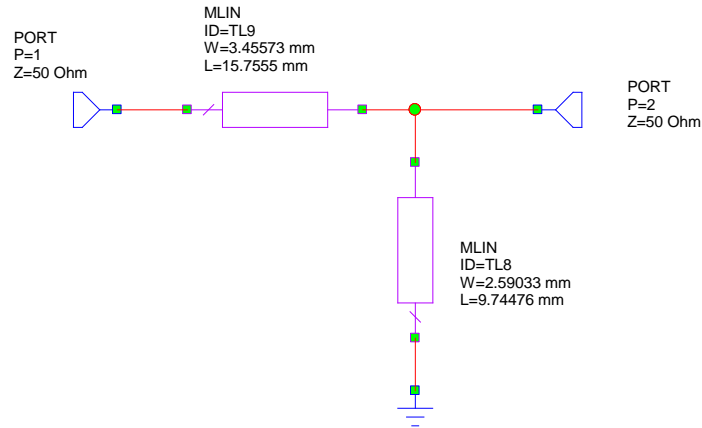


Figura 22. Diseño de la etapa de entrada real

Siguiendo el criterio utilizado en el diseño a partir de líneas ideales, una vez diseñada la red de adaptación de entrada, se calcularán los parámetros S de la nueva red de entrada diseñada para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 9. Parámetro S_{11} del transistor

- Parámetro S_{22} de la red de entrada de polarización

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.33370	136.40
2.43	0.33281	136.43
2.44	0.33192	136.46
2.45	0.33104	136.48
2.46	0.33016	136.50
2.47	0.32929	136.52
2.48	0.32842	136.54

Tabla 10. Parámetro S_{22} de la red de entrada de polarización

A diferencia del análisis realizado a partir de líneas ideales, se puede observar cómo no coincide minuciosamente la condición MTP a la frecuencia de trabajo, pero a efectos prácticos, estos valores son tan parecidos que puede afirmarse que se cumple la condición de máxima transferencia de potencia.

$$\rho_{in} \approx \rho_S^*$$

3.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida

Al igual que en el anterior apartado, este problema se abordará comenzando por determinar los parámetros físicos de las líneas de transmisión a partir de las especificaciones eléctricas mediante la herramienta TXLinea.

Las especificaciones físicas correspondientes a la línea inversora de la etapa de salida son:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
37.5856 Ω	90°	15.609 mm	4.11244 mm

Tabla 11. Especificaciones de la línea inversora del circuito de adaptación de salida

Mientras que las especificaciones físicas del stub terminado en circuito abierto son:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
80 Ω	55.5733	10.3037 mm	0.982377 mm

Tabla 12. Especificaciones del stub del circuito de adaptación de salida

Al igual que anteriormente, al pasar estas especificaciones al simulador Microwave Office, se han tenido que sustituir las líneas de transmisión TLIN (ideales) por líneas de transmisión MLIN (reales), obteniendo el siguiente diseño:

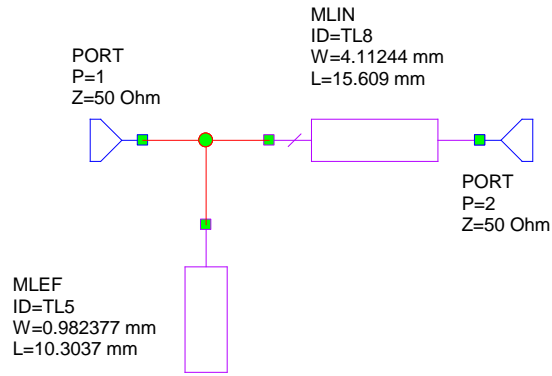


Figura 23. Diseño de la etapa de salida real

A continuación se calcularán los parámetros S de la red diseñada para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.1
2.48	0.40756	147.95

Tabla 13. Parámetro S_{22} del transistor

- Parámetro S_{11} de la red de salida de polarización

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.42245	-148.08
2.43	0.42302	-148.06
2.44	0.42362	-148.04
2.45	0.42423	-148.01
2.46	0.42487	-147.98
2.47	0.42552	-147.94
2.48	0.42620	-147.90

Tabla 14. Parámetro S_{11} de la red de salida de polarización

Se observa cómo no coincide minuciosamente la condición MTP a la frecuencia de trabajo, pero a efectos prácticos, estos valores son tan parecidos que puede afirmarse que se cumple la condición de máxima transferencia de potencia.

$$\rho_{out} \approx \rho_L^*$$

3.3. Diseño del amplificador

El diseño del amplificador final se compone del transistor polarizado junto con las redes de adaptación de entrada y salida diseñadas anteriormente, al igual que en el diseño del amplificador ideal, con la salvedad de que se sustituyen los elementos TLIN por los MLIN. Dicho diseño será idéntico que el mostrado en la Figura 18.

Con tal de determinar si el amplificador diseñado mediante líneas reales pero sin red de polarización ni líneas de conexión ni uniones en T, ofrece la respuesta para la cual fue diseñado, se realiza un barrido de frecuencia de los parámetros S del diseño final.

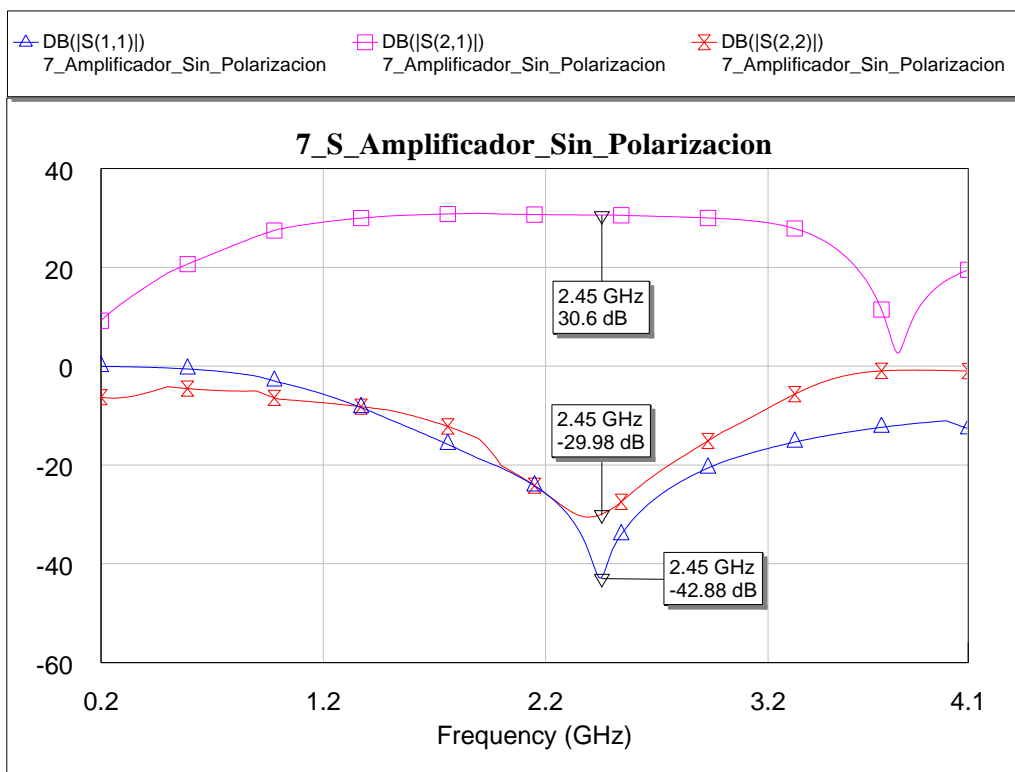


Figura 24. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia

Como se observa en la representación, se obtiene un comportamiento más real que en el diseño realizado mediante líneas ideales, pero que se aproxima al comportamiento ideal, lo cual nos da una idea de que prácticamente toda la señal se transmite del puerto 1 al 2, sin producirse apenas reflexiones a la frecuencia de trabajo. Estas diferencias se deben principalmente a las pérdidas introducidas por el sustrato. Debido a que esta respuesta es todavía buena, no se ha tenido que ajustar los parámetros físicos obtenidos anteriormente para optimizar dicha respuesta. Aunque se puede observar, como la red de entrada está mejor adaptada que la red de salida, aun así, la respuesta es bastante aceptable, pues es bastante selectiva en frecuencia.

4. Diseño del amplificador real con líneas de conexión y sin red de polarización

4.1. Diseño de la etapa de adaptación de entrada

Una vez diseñado y analizado el amplificador mediante líneas de transmisión reales, observar que a la frecuencia de trabajo se comporta satisfactoriamente y se cumple la condición de máxima transferencia de potencia, el siguiente paso consiste en implementar el diseño mediante el uso de líneas de transmisión reales, incluyendo las líneas de conexión y las uniones en T. Estos nuevos elementos, tienen como misión principal, la de ofrecer continuidad a la hora de conectar líneas de transmisión en paralelo, via holes, o conectar líneas de transmisión con elementos discretos.

Para este nuevo diseño, se partirá de la línea inversora y el stub con las mismas especificaciones físicas que las definidas en el apartado anterior correspondiente con la etapa de adaptación de entrada, es decir, las especificaciones definidas en la *tabla 7* y *tabla 8*.

Cómo ya se ha nombrado, además de las dos líneas de transmisión utilizadas para adaptar el puerto de entrada, este diseño más realista, incorpora líneas de conexión. Dichas líneas de transmisión tendrán una impedancia de 50Ω y una longitud muy corta (1mm) para que no afecte drásticamente al resultado final, aunque será imposible que dichas líneas de transmisión no afecten a los parámetros S, desplazando la selectividad de los parámetros S, y por consecuencia, empeorando el resultado final.

Pero el elemento que más afectará a la solución final, serán las uniones en T, las cuales se deberán de tener muy en cuenta a la hora de realizar la optimización, pues provocan cambios de módulo y fase difíciles de controlar.

A causa de la incorporación de las líneas de transmisión de conexión y la unión en T, se pierde mucha adaptación, por lo que hay que proceder a optimizar mediante el software las dimensiones (longitud) de las líneas de transmisión (stub e inversor) para mejorar la respuesta final.

Por tanto, la etapa de entrada del amplificador diseñado mediante el software Microwave Office compuesto por líneas de conexión y conexiones en T, es el siguiente:

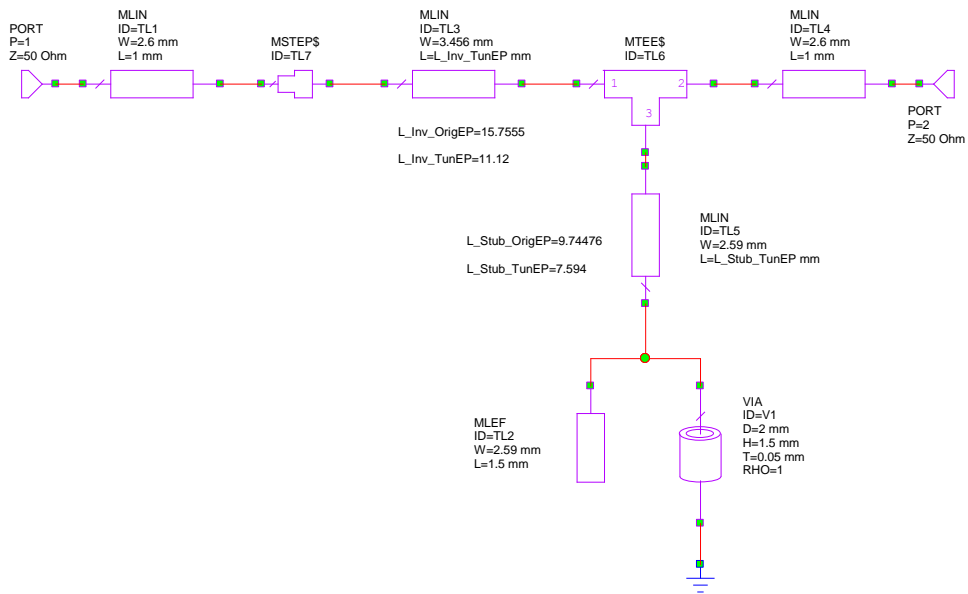


Figura 25. Diseño de la etapa de entrada real con líneas de conexión

Como ya se ha nombrado anteriormente, las líneas de conexión y las conexiones en T introducen desplazamiento de fase y pérdidas en la señal, de modo que se pierde totalmente la adaptación del amplificador a la frecuencia de trabajo.

Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en cortocircuito, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 9.74476 \text{ mm}$ a $L = 7.594 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta líneas de transmisión en 2.15 mm . También se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.7555 \text{ mm}$ a $L = 11.12 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta línea de transmisión en 4.63 mm . Principalmente estas longitudes se han acertado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en T, y las líneas de conexión. Este efecto se puede observar en el layout del diseño de la etapa de entrada:

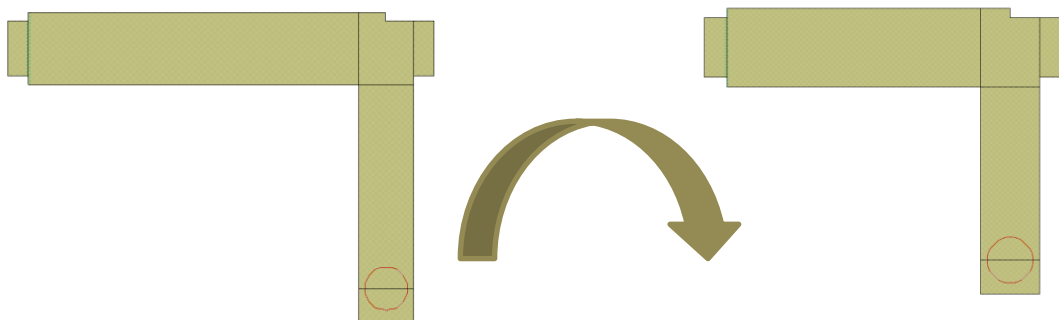


Figura 26. Layout de la etapa de entrada antes y después de optimizar

Como de costumbre, a continuación se calcularán los parámetros S de dicha red diseñada para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Sin optimizar
 - Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 15. Parámetro S_{11} del transistor antes de optimizar

- Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.34434	113.19
2.43	0.34342	113.06
2.44	0.34250	112.06
2.45	0.34157	112.79
2.46	0.34065	112.66
2.47	0.33972	112.52
2.48	0.33879	112.38

Tabla 16. Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada antes de optimizar

- Optimizado
 - Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 17. Parámetro S_{11} del transistor después de optimizar

- Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.39060	110.51
2.43	0.38909	110.49
2.44	0.38760	110.47
2.45	0.38613	110.45
2.46	0.38469	110.43
2.47	0.38327	110.40
2.48	0.38186	110.38

Tabla 18. Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada después de optimizar

A partir de las tablas anteriores se puede observar cómo la condición de MTP se cumple mejor cuando no se optimiza, en este caso ocurre este efecto pues en este diseño la red de entrada está muy desadaptada a causa de las líneas de conexión introducidas.

4.2. Diseño de la etapa de adaptación de salida

Al igual que anteriormente, el siguiente paso consiste en implementar el diseño mediante el uso de líneas de transmisión reales, incluyendo las líneas de conexión y las uniones en T. Para ello se utilizará la línea inversora y el stub definidas en el apartado anterior correspondiente con la etapa de adaptación de salida, es decir, las líneas con las especificaciones mostradas en la *tabla 11* y *tabla 12*.

Por tanto, la etapa de salida del amplificador diseñado mediante el software Microwave Office compuesto por líneas de conexión y conexiones en T, es el siguiente:

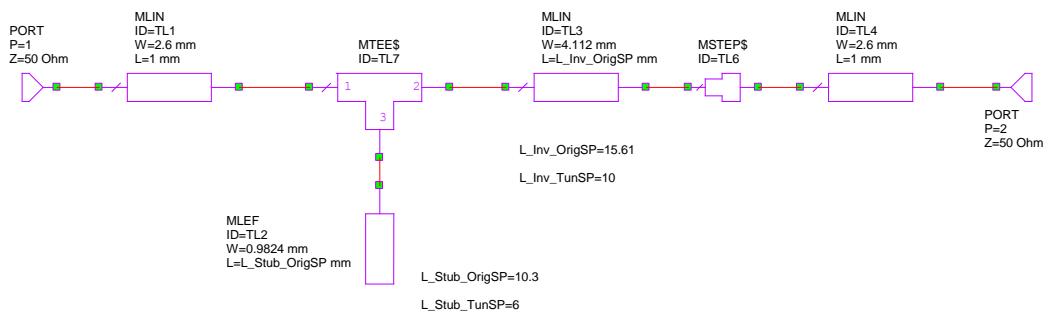


Figura 27. Diseño de la etapa de salida real con líneas de conexión

Debido a la incorporación de las líneas de conexión y las conexiones en T, aparecen desplazamiento de fase y pérdidas en la señal, de modo que se pierde totalmente la adaptación del amplificador a la frecuencia de trabajo.

Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en circuito abierto, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 10.3037\text{ mm}$ a $L = 6\text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4.3 mm . Principalmente esta longitud

se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en T. Además, también se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, de modo que esta longitud ha pasado de $L = 15.609\text{mm}$ a $L = 10\text{mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 5.6mm . Esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que introduce la unión en T y a causa de las líneas de transmisión de conexión. Este efecto se puede observar en el layout del diseño de la etapa de salida:

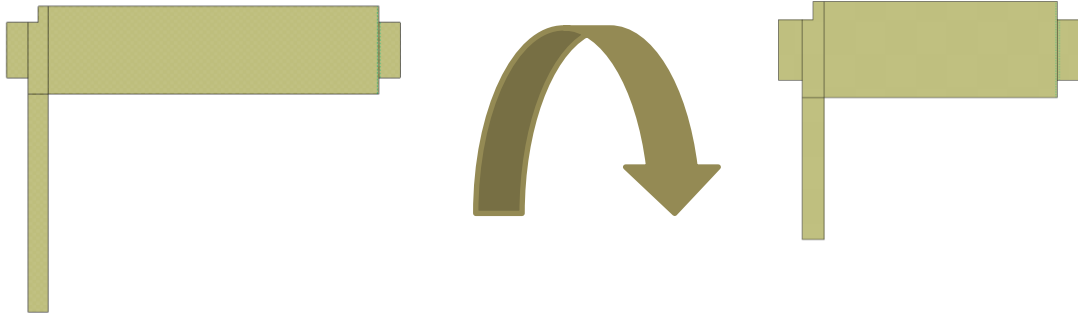


Figura 28. Layout de la etapa de salida antes y después de optimizar

Siguiendo los criterios utilizados en los diseños anteriores, una vez diseñada la red de adaptación de salida, se calcularán los parámetros S de dicha red diseñada para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Sin optimizar
 - Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.1
2.48	0.40756	147.95

Tabla 19. Parámetro S_{22} del transistor antes de optimizar

- Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.41695	-164.04
2.43	0.41769	-164.04
2.44	0.41846	-164.04
2.45	0.41926	-164.03
2.46	0.42010	-164.02
2.47	0.42098	-164
2.48	0.42190	-163.98

Tabla 20. Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida antes de optimiza

- Optimizado
 - Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.1
2.48	0.40756	147.95

Tabla 21. Parámetro S_{22} del transistor después de optimiza

- Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.35322	-156.68
2.43	0.35384	-156.9
2.44	0.35445	-157.11
2.45	0.35506	-157.33
2.46	0.35566	-157.54
2.47	0.35625	-157.75
2.48	0.35683	-157.96

Tabla 22. Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida después de optimiza

A partir de las tablas anteriores se puede observar cómo la condición de MTP se cumple mejor con el diseño optimizado, aunque al igual que en la red de entrada, ya no se cumple con exactitud la condición de MTP a causa de utilizar líneas reales, conexiones en T y líneas de conexión.

4.3. Diseño del amplificador

Uniendo el transistor con las etapas de adaptación de entrada y salida, se obtiene el siguiente circuito amplificador real sin red de polarización:

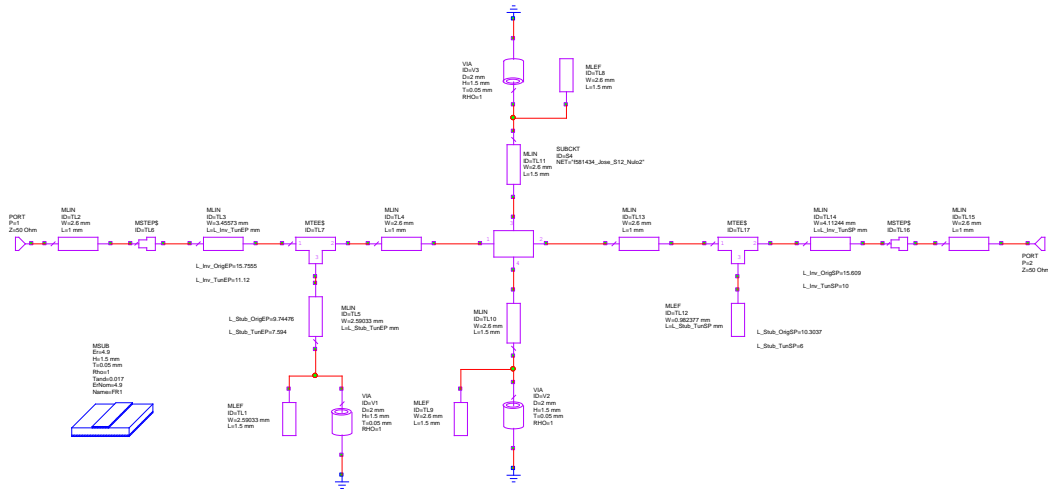


Figura 29. Amplificador real con líneas de conexión

Con tal de determinar si el amplificador diseñado mediante líneas reales, líneas de conexión y uniones en T, ofrece la respuesta para la cual fue diseñado se realiza un barrido de frecuencia de los parámetros S del diseño final. Pero en primer lugar se realizara el análisis antes de optimizar los parámetros, para observar el efecto que produce en el diseño final la introducción de líneas de conexión y uniones en T.

- Sin optimizar

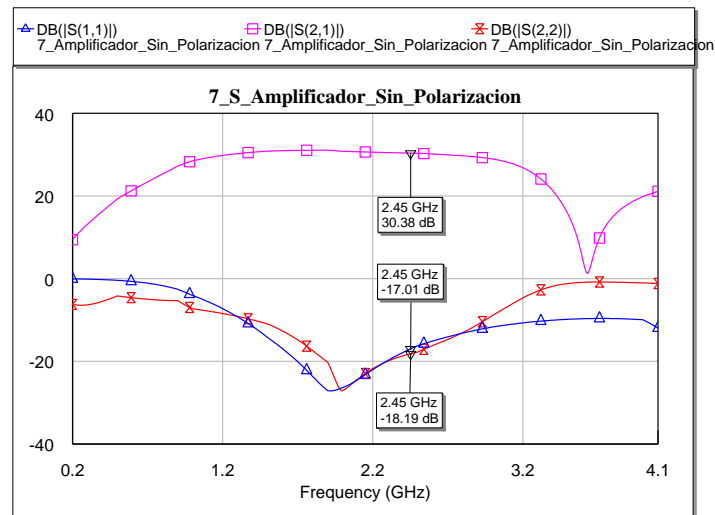


Figura 30. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia antes de optimizar

Se observa cómo la respuesta selectiva se ha desplazado a frecuencias menores.

- Optimizado

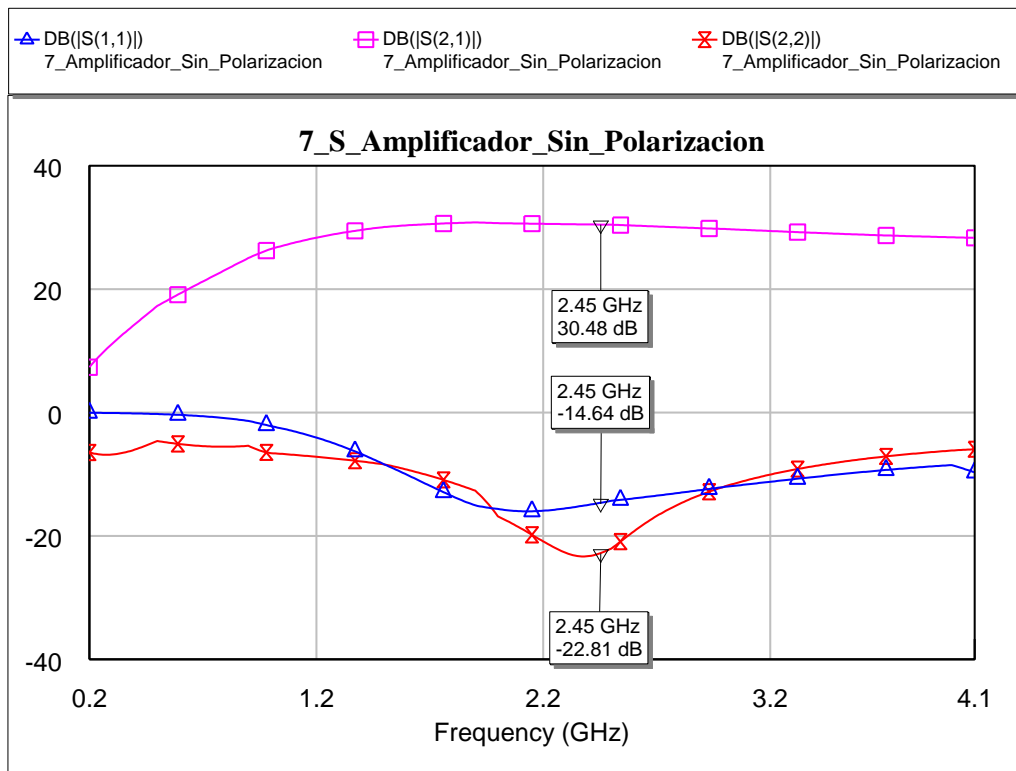


Figura 31. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia después de optimizar

Como se observa en la gráfica, obtenemos un comportamiento no tan ideal, más realista, ya que la selectividad a la frecuencia de trabajo no es tan grande, aunque mediante la optimización de la longitud de las líneas de transmisión se ha podido conseguir una buena respuesta. En estas respuestas se puede observar como la red de entrada está peor adaptada que la red de salida, todo lo contrario que lo que ocurría en el diseño anterior.

También se puede observar como el resultado del análisis sin optimizar aun produciendo una respuesta no selectiva, produce una mejor respuesta que al optimizar. Pero es más conveniente el resultado obtenido al optimizar pues es más selectivo a la frecuencia de trabajo y por ello, más intuitivo.

5. Diseño del amplificador real I

5.1. Diseño de la etapa de entrada

La etapa final del diseño del amplificador consiste en la incorporación de la red de polarización del diseño completo.

La red de polarización, tiene como objetivo no dejar pasar la señal de microondas a las fuentes de alimentación continua, y viceversa, es decir, no dejar pasar la señal continua al exterior del circuito pero si hacia el transistor.

Además, un detalle que se debe tener en cuenta, es que dicha red no debe afectar al funcionamiento del amplificador, por lo que la impedancia que se ve desde dicha red de polarización debe ser infinita, es decir, $Z_{pol} = \infty$ y por tanto, no desadapte al amplificador. De este modo, la señal de microondas no pasará hacia la red de polarización pues la señal verá una impedancia infinita y cogerá el camino alternativo. Para conseguir dicho propósito, en este primer diseño se colocará una línea de transmisión inversora conectada con otra línea de transmisión inversora terminada en circuito abierto en paralelo.

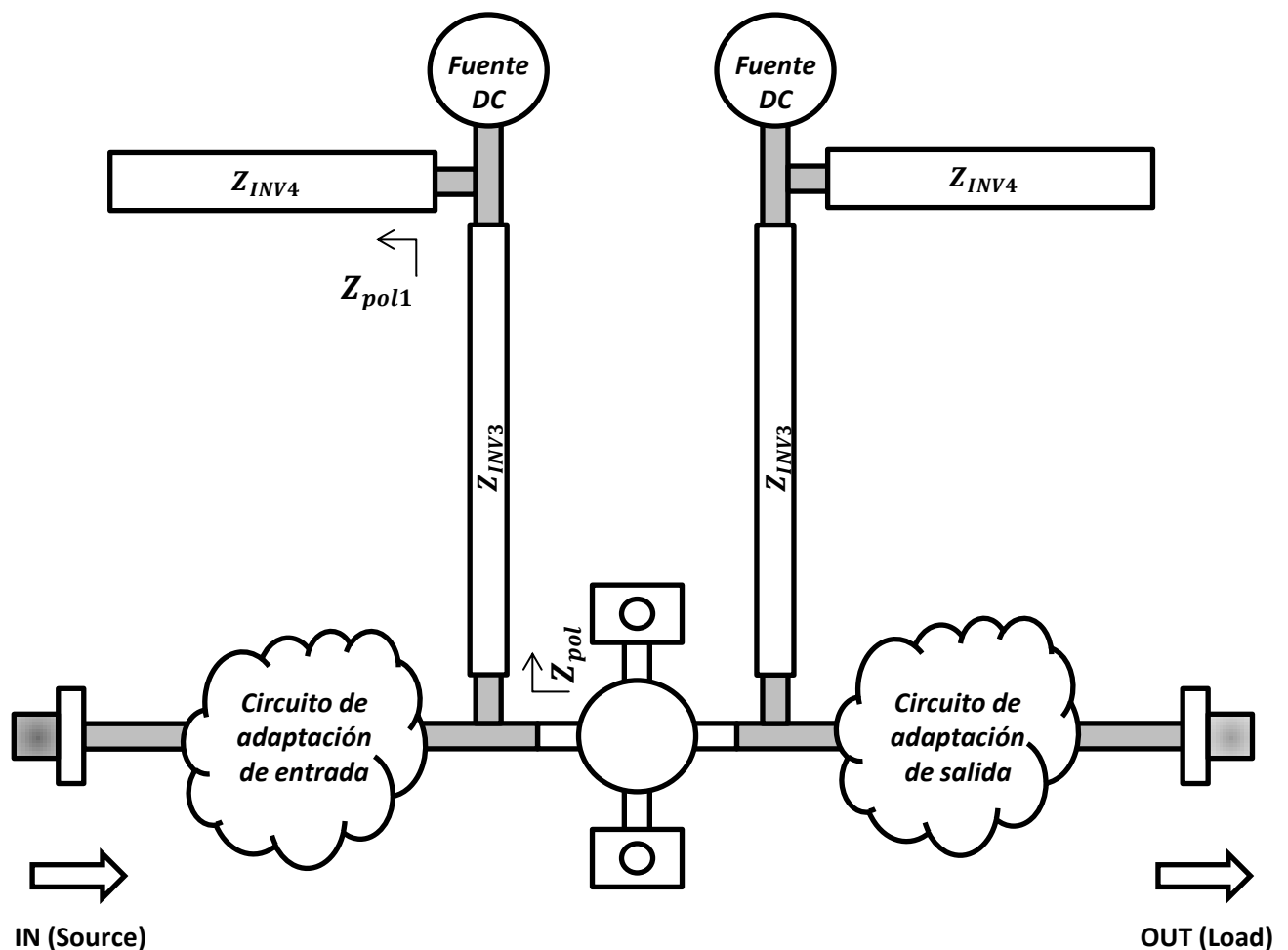


Figura 32. Estructura de la red de polarización

Más concretamente, deberemos analizar el siguiente sub-circuito:

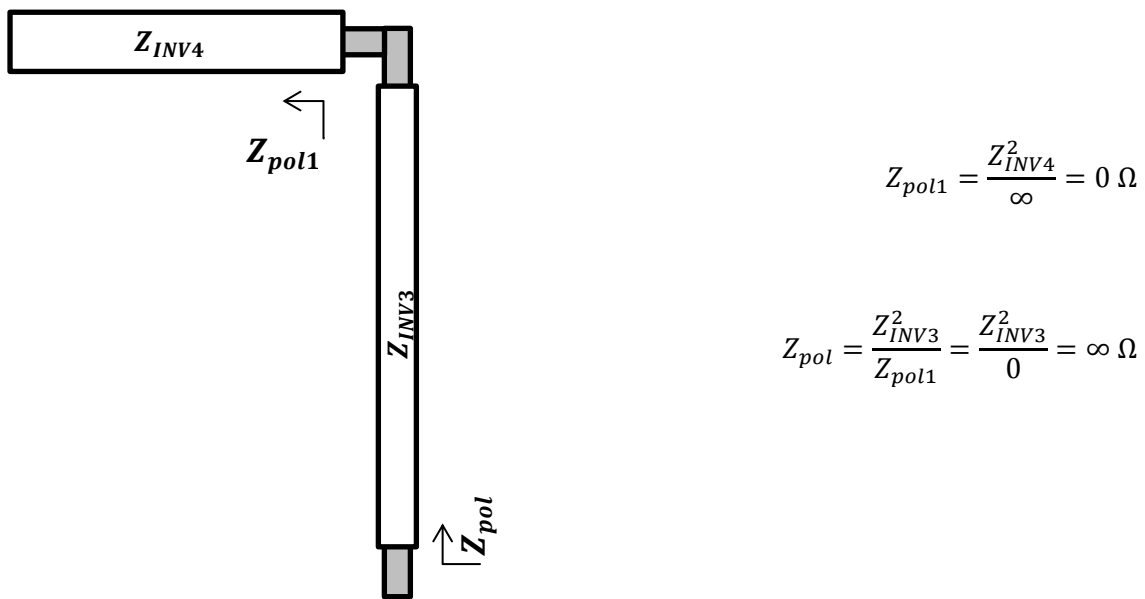


Figura 33. Red de polarización

Para concluir con la red de polarización, se ha introducido un condensador en serie para no dejar pasar la señal continua al exterior del amplificador, pero si al transistor para que lo polarice.

La primera línea de transmisión que forma la red de polarización, tendrá una impedancia de 100 Ω y será de $\lambda/4$, de modo que sus especificaciones físicas serán:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
100 Ω	90°	17.0219 mm	0.524206 mm

Tabla 23. Especificaciones de la línea de Tx de la red de polarización

Y el stub en abierto colocado en paralelo con respecto a la línea de transmisión anterior, tendrá las siguientes especificaciones:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
80 Ω	90°	15.9934 mm	2.59033 mm

Tabla 24. Especificaciones del stub de la red de polarización

En este diseño final, al introducir la red de polarización, se ha debido introducir una unión T adicional y más líneas de transmisión de conexión al diseño final, las cuales afectarán en la adaptación final del amplificador, teniendo que volver a optimizar las redes de adaptación.

Finalmente, el diseño de la red de adaptación de entrada completa quedará como:

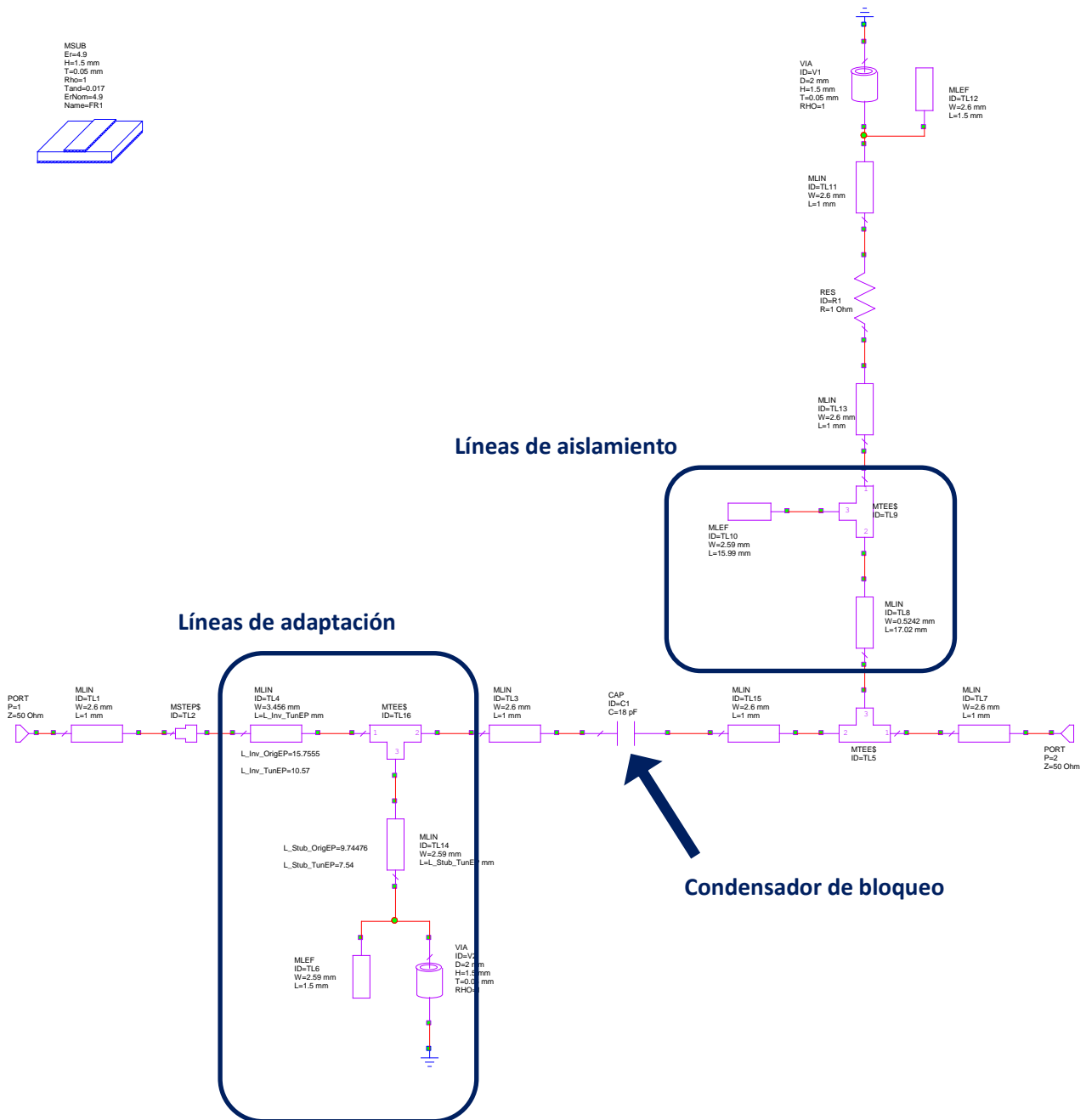


Figura 34. Red de adaptación de entrada final

Como se observa en el diseño de la red de adaptación de entrada final, se ha introducido un condensador de bloqueo, este condensador tiene la función de no dejar pasar la tensión de polarización por el puerto de entrada, de modo que dicha tensión polarice al transistor. Este condensador debe colocarse antes del stub terminado en circuito abierto, para evitar que la señal de polarización se dirija hacia masa y no polarice el transistor.

Para optimizar la adaptación de la red de entrada, se ha tenido que modificar la longitud únicamente de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.7555 \text{ mm}$ a $L = 11.755 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4 mm . Esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en T y a causa de las líneas de conexión.

En el layout de esta red se puede observar la cantidad de línea de transmisión que introducen las líneas de conexión y las uniones en T, y la consecuente necesidad de acortar las líneas utilizadas para adaptar la red de entrada.

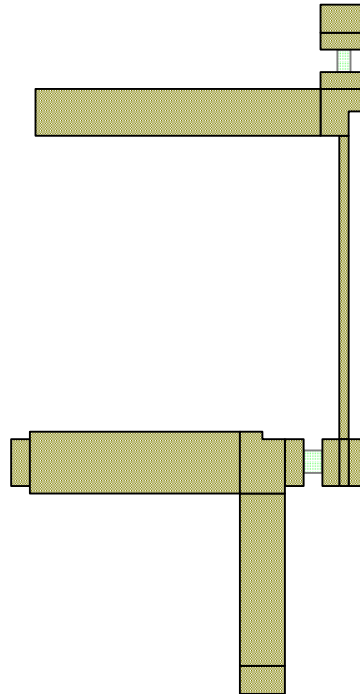


Figura 35. Layout de la red de adaptación de entrada final

A continuación, se calcularán los parámetros S de dicha red para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Sin optimizar
 - Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 25. Parámetro S_{11} del transistor antes de polarizar

- Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.3203	95.731
2.43	0.31739	95.335
2.44	0.31449	94.934
2.45	0.3116	94.531
2.46	0.3087	94.124
2.47	0.30581	93.712
2.48	0.30292	93.297

Tabla 26. Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada antes de polarizar

- Optimizado
 - Parámetro S_{11} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Transistor)	$\angle S(1,1)$ (Transistor)
2.42	0.32533	-135.57
2.43	0.32519	-135.96
2.44	0.32507	-136.34
2.45	0.32496	-136.73
2.46	0.32486	-137.12
2.47	0.32477	-137.51
2.48	0.32469	-137.90

Tabla 27. Parámetro S_{11} del transistor después de polarizar

- Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Red entrada)	$\angle S(2,2)$ (Red entrada)
2.42	0.28328	98.01
2.43	0.28031	97.887
2.44	0.27737	97.767
2.45	0.27446	97.65
2.46	0.27159	97.535
2.47	0.27874	97.423
2.48	0.27592	97.312

Tabla 28. Parámetro S_{22} de la red de adaptación de entrada después de polarizar

5.2. Diseño de la etapa de salida

El diseño de la etapa de salida está basado en el mismo principio que el diseño de la etapa de adaptación de entrada del amplificador real, es decir, en la incorporación de una red de polarización.

En este diseño final, al introducir dicha red de polarización, se ha debido introducir más líneas de transmisión de conexión y un elemento de conexión en +.

Al igual que para la etapa de entrada se va de introducir una red de polarización, cuyas líneas de aislamiento deben tener las especificaciones mostradas en las tablas 23 y 24.

A causa de la introducción de dichos elementos, se debe volver a optimizar la adaptación de la red de salida.

Al igual que en la etapa de entrada, se ha introducido un condensador de bloqueo, el cual tiene la función de no dejar pasar la tensión de polarización por el puerto de entrada, de modo que dicha tensión polarice al transistor. En este caso, el condensador puede colocarse después del stub terminado en circuito abierto, ya que la señal de polarización ve una impedancia infinita en dicho stub y se dirigirá hacia el transistor para polarizarlo.

Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en circuito abierto, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 10.3037 \text{ mm}$ a $L = 5.7 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4.6037 mm . Esta longitud se ha acertado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en +. Además, también se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.609 \text{ mm}$ a $L = 9.8 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 5.8 mm . Esta longitud se ha acertado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en + y a causa del número elevado de líneas de conexión.

El diseño de la red de adaptación de salida real quedará como:

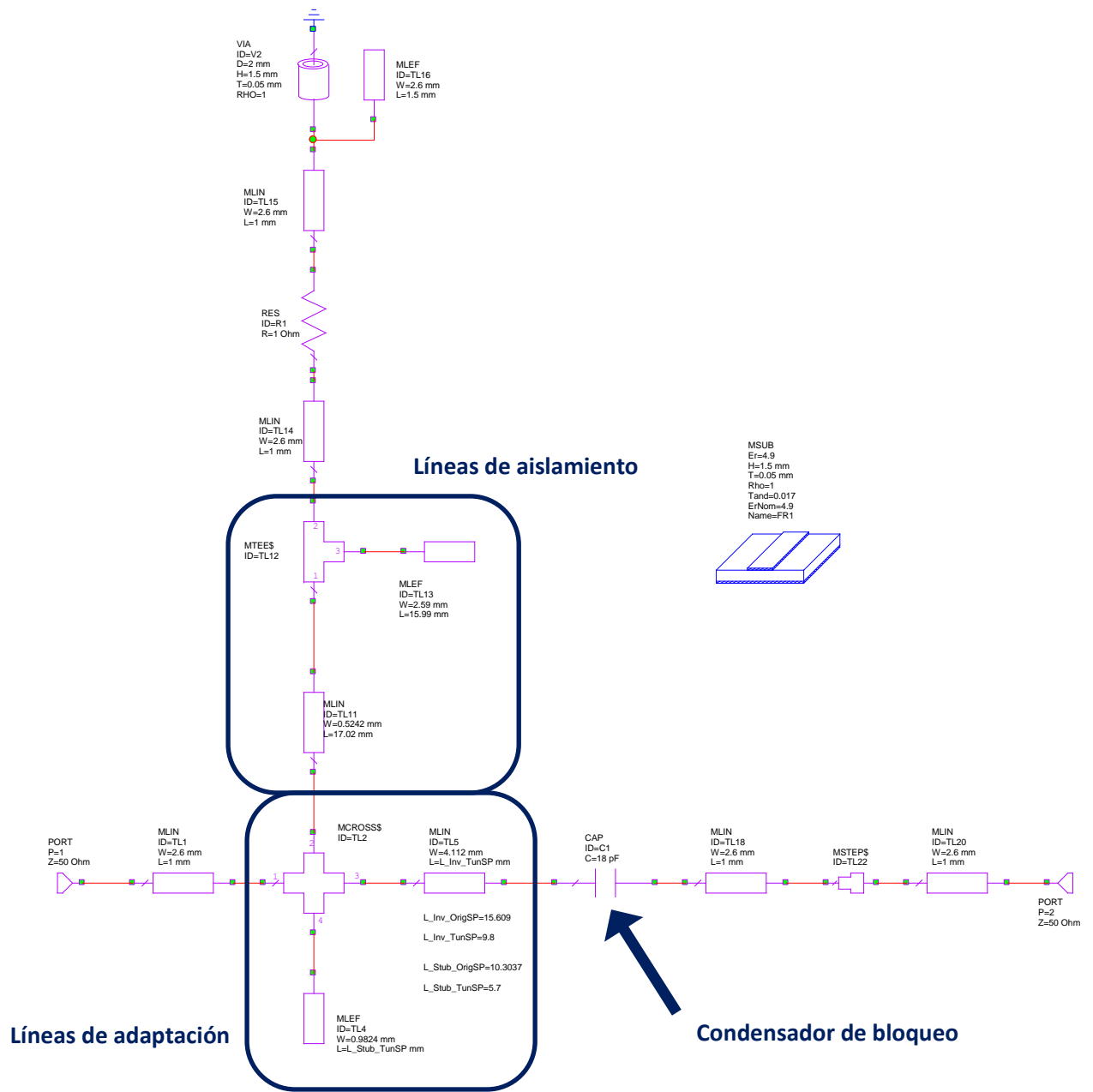


Figura 36. Red de adaptación de salida final

En el layout representado a continuación, se puede observar la cantidad de línea de transmisión que introducen las líneas de conexión y la unión en +, y la consecuente necesidad de acortar las líneas utilizadas para adaptar la red de salida.

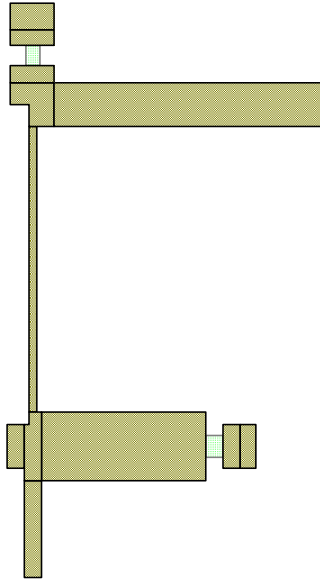


Figura 37. Layout de la red de adaptación de salida final

A continuación se calcularán los parámetros S de dicha red para observar si se cumple la condición de máxima transferencia de potencia (MTP).

- Sin optimizar
 - Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.10
2.48	0.40756	147.95

Tabla 29. Parámetro S_{22} del transistor antes de polarizar

- Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.36345	91.577
2.43	0.35988	91.261
2.44	0.35635	90.948
2.45	0.35284	90.636
2.46	0.34936	90.327
2.47	0.34591	90.020
2.48	0.34248	89.714

Tabla 30. Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida antes de polarizar

- Optimizado
 - Parámetro S_{22} del transistor

Frecuencia (GHz)	$ S(2,2) $ (Transistor)	$\angle S(2,2)$ (Transistor)
2.42	0.41091	148.83
2.43	0.41035	148.68
2.44	0.40979	148.54
2.45	0.40923	148.39
2.46	0.40867	148.24
2.47	0.40812	148.1
2.48	0.40756	147.95

Tabla 31. Parámetro S_{22} del transistor después de polarizar

- Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida

Frecuencia (GHz)	$ S(1,1) $ (Red salida)	$\angle S(1,1)$ (Red salida)
2.42	0.38043	-155.2
2.43	0.38220	-155.3
2.44	0.38395	-155.41
2.45	0.38568	-155.52
2.46	0.38738	-155.63
2.47	0.38906	-155.74
2.48	0.39073	-155.85

Tabla 32. Parámetro S_{11} de la red de adaptación de salida después de polarizar

Al introducir los conectores de entrada y salida del amplificador y de alimentación obtenemos el siguiente layout:

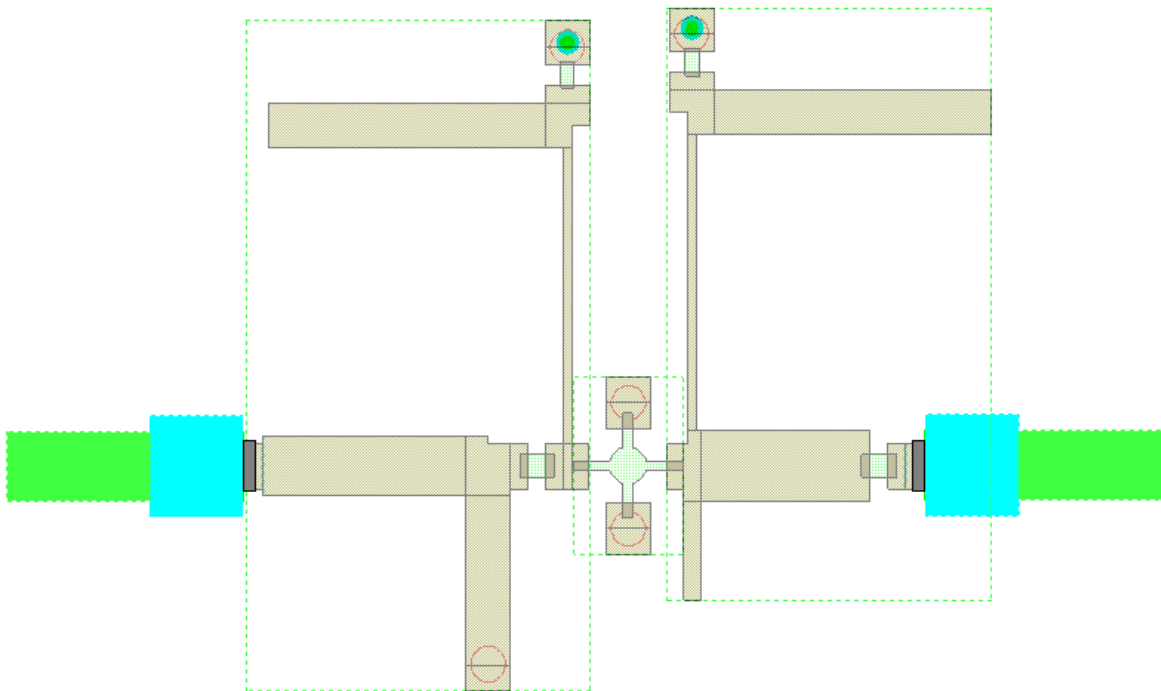


Figura 40. Layout amplificador final I con conectores

Mientras que el Layout en 3D es el siguiente:

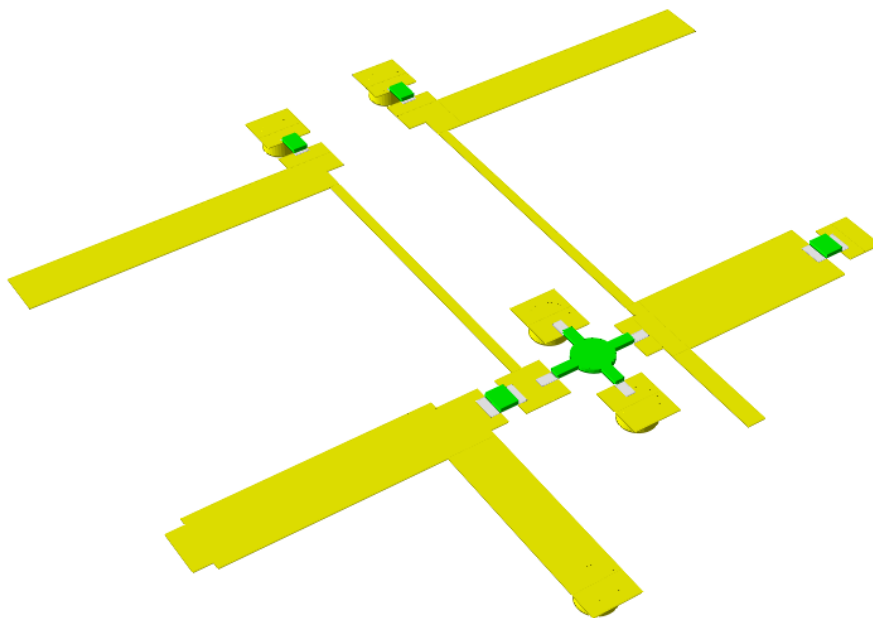


Figura 41. Layout amplificador final I 3D

Mientras que al introducir los conectores conseguimos el siguiente layout:

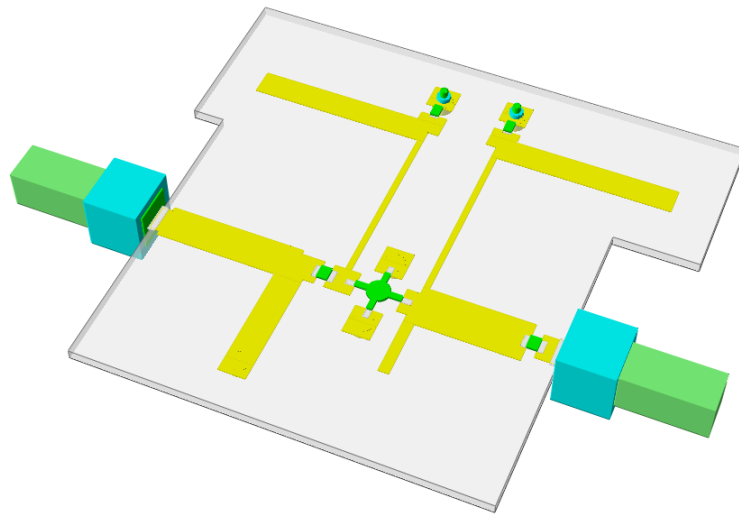


Figura 42. Layout amplificador final I 3D con conectores

Con tal de determinar si el amplificador real diseñado ofrece la respuesta para la cual fue diseñado se realiza un barrido de frecuencia de los parámetros S del diseño final. Pero en primer lugar se realizara análisis antes de optimizar los parámetros, para observar el efecto que produce en el diseño final la introducción de líneas de conexión, uniones en T y las redes de polarización.

- Sin optimizar

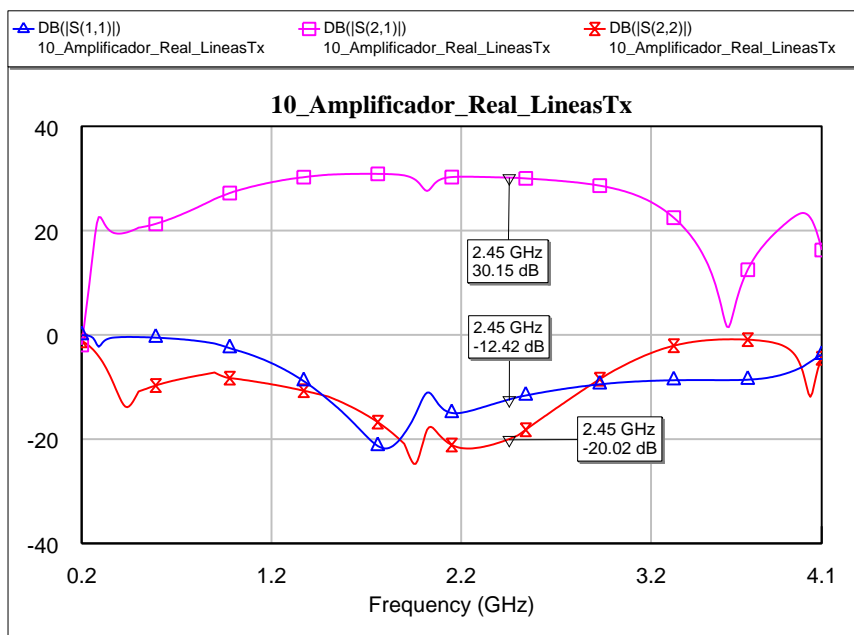


Figura 43. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia antes de optimizar

- Optimizado

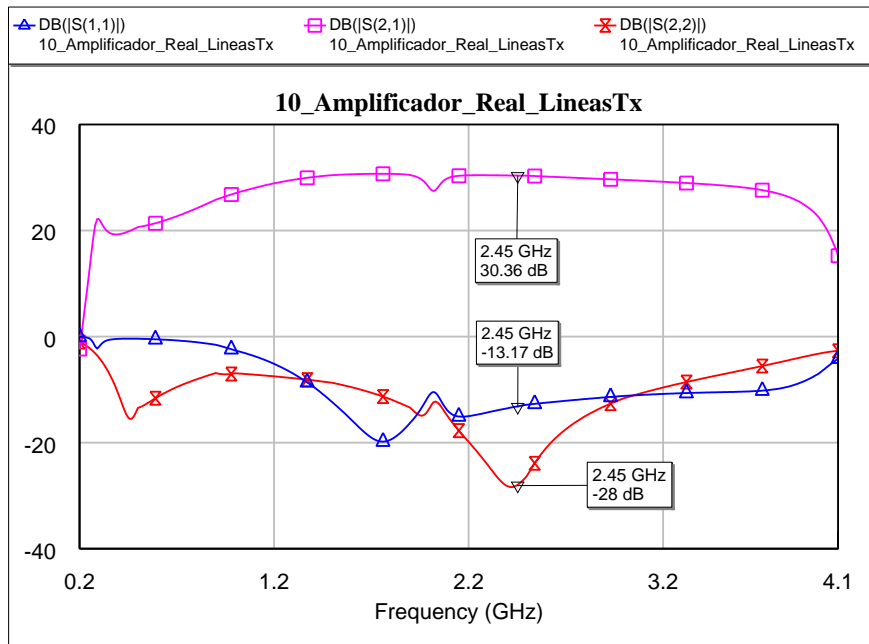


Figura 44. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia despues de optimizar

6. Diseño del amplificador real II

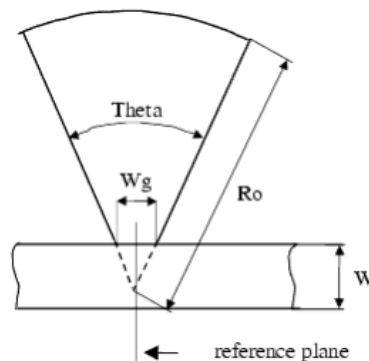
En base al diseño anterior, se sustituirá el stub de $\lambda/4$ terminado en circuito abierto de la etapa de polarización por un stub radial de $\lambda/4$.

El stub, como se ha dicho anteriormente, tendrá una longitud de $\lambda/4$, y una impedancia de 50Ω , de modo que sus dimensiones físicas serán:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
50Ω	90°	15.9934 mm	2.59033 mm

Tabla 33. Especificaciones del stub

Pero estas dimensiones han de trasladarse a los parámetros de la estructura del stub radial:



Siguiendo las especificaciones anteriores, las dimensiones finales del stub radial seran:

Radio (Theta)	Longitud (R_0)	Anchura Base (W)	Longitud Base W_g
33°	15 mm	1 mm	1 mm

Tabla 34. Especificaciones del stub radial

La respuesta eléctrica que se obtiene mediante este diseño es el siguiente:

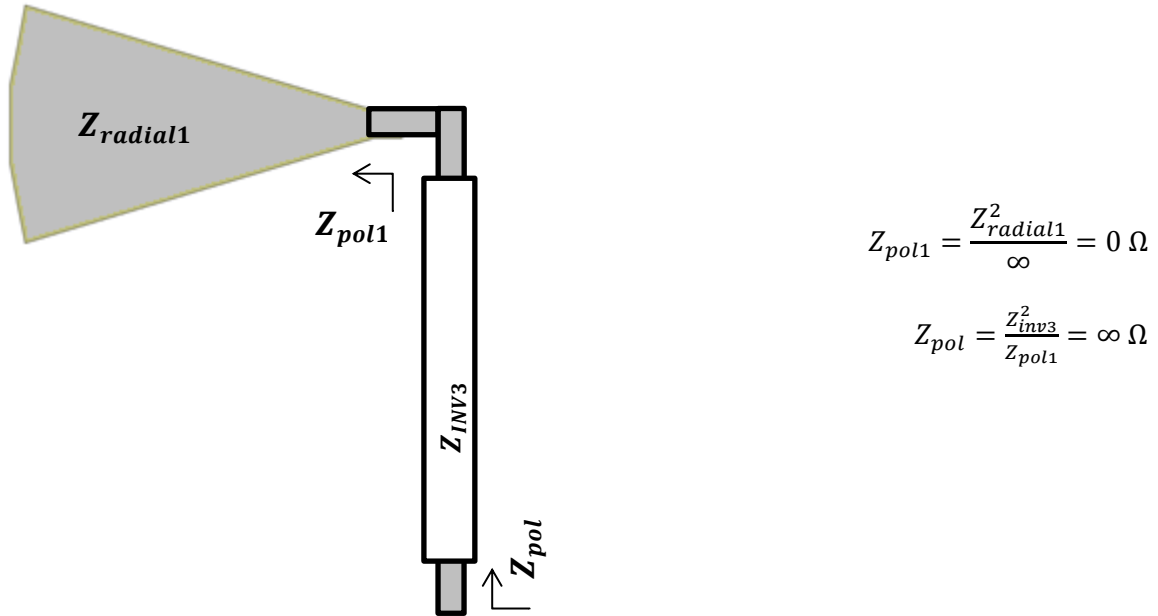


Figura 45. Red de polarización con stub radial

Mediante este nuevo diseño obtenemos la misma respuesta que en el diseño compuesto por una línea de $\lambda/4$ terminada en circuito abierto en la red de polarización:

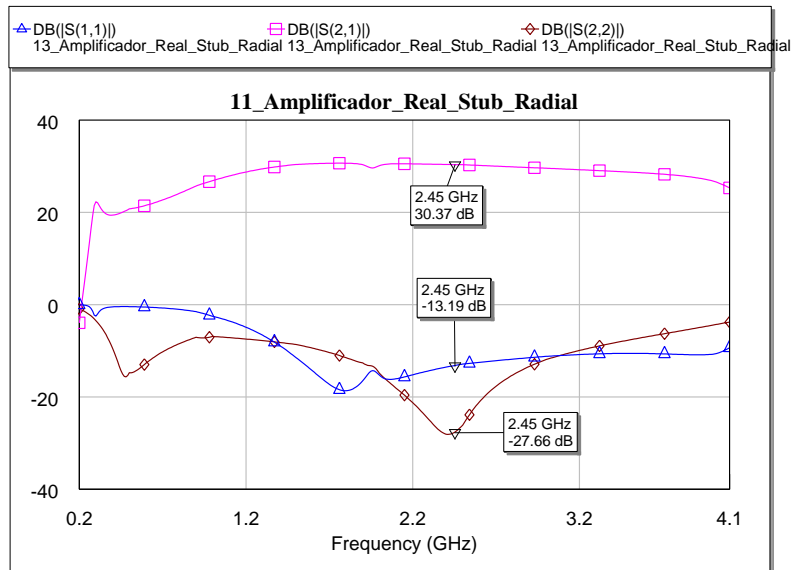


Figura 46. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia

Como se observa, se obtiene un resultado muy similar que el primer diseño del amplificador real, pues el stub radial funciona de la misma forma que un stub de $\lambda/4$ terminada en circuito abierto.

El layout de este diseño es el siguiente:

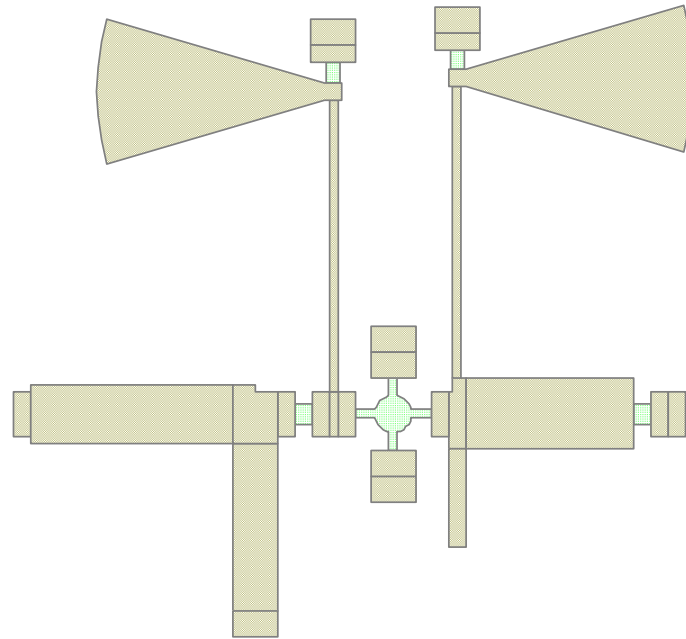


Figura 47. Layout del amplificador final II

Al introducir los conectores de entrada y salida del amplificador y de alimentación obtenemos el siguiente layout:

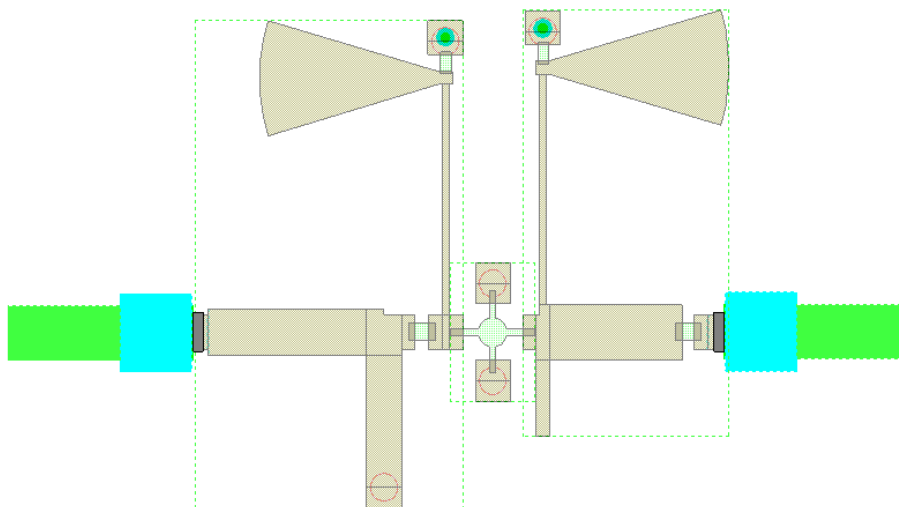


Figura 48. Layout del amplificador final II con conectores

Mientras que el layout en 3D es:

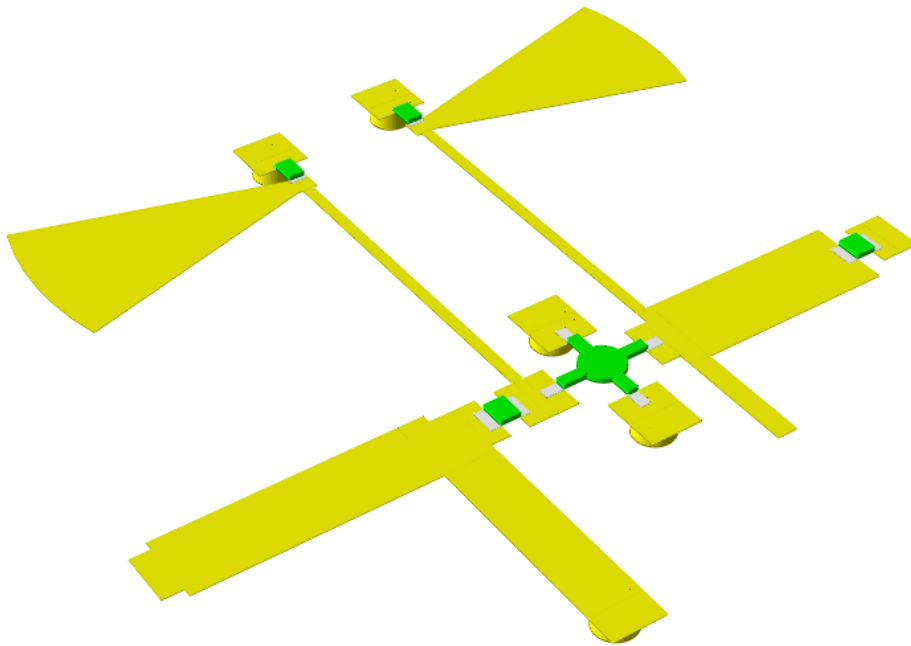


Figura 49. Layout del amplificador final II 3D

Mientras que al introducir los conectores conseguimos el siguiente layout:

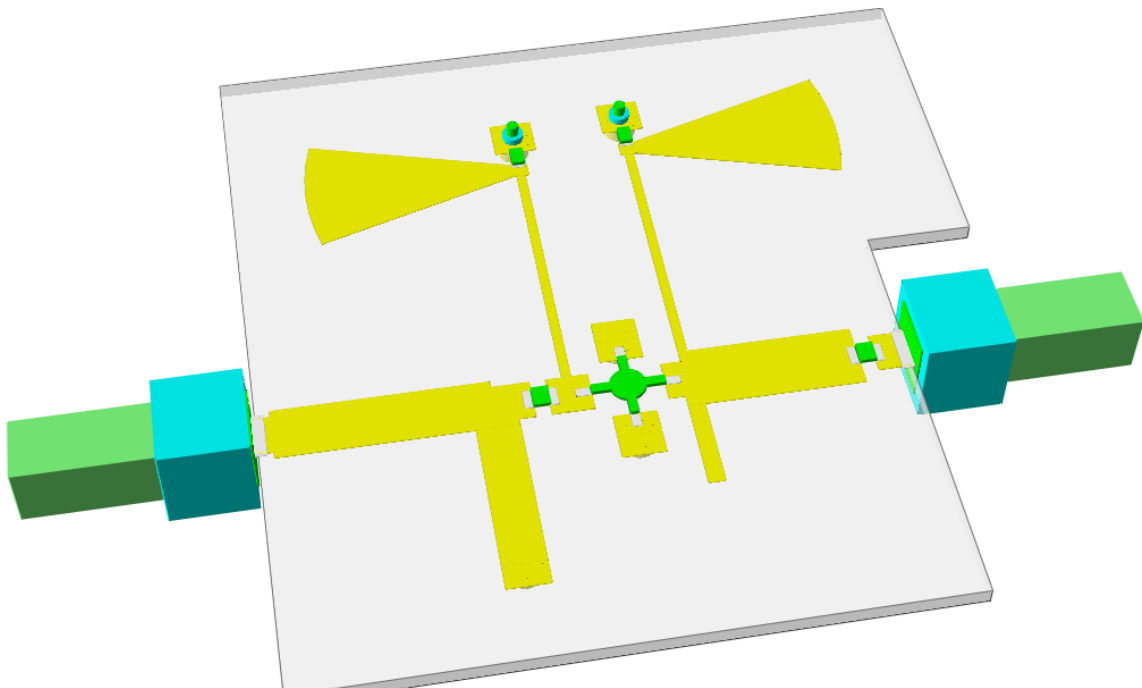
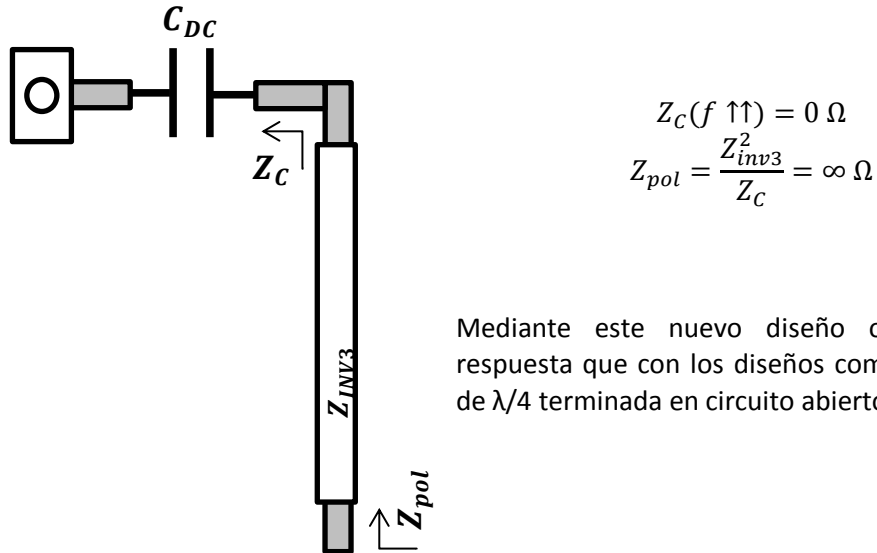


Figura 50. Layout del amplificador final II 3D con conectores

7. Diseño del amplificador real III

En este apartado, en vez de utilizar líneas de transmisión terminadas en circuito abierto, o stubs radiales, en la etapa de polarización se van a emplear componentes discretos, como es el condensador, el cual a altas frecuencias se comporta como un cortocircuito, provocando la respuesta buscada en la etapa de polarización. Dicho sub-circuito proporciona la siguiente respuesta.

La respuesta eléctrica que se obtiene mediante este diseño es el siguiente:



Mediante este nuevo diseño obtenemos la misma respuesta que con los diseños compuestos por una línea de $\lambda/4$ terminada en circuito abierto y por un stub radial.

Figura 51. Red de polarización con condensador

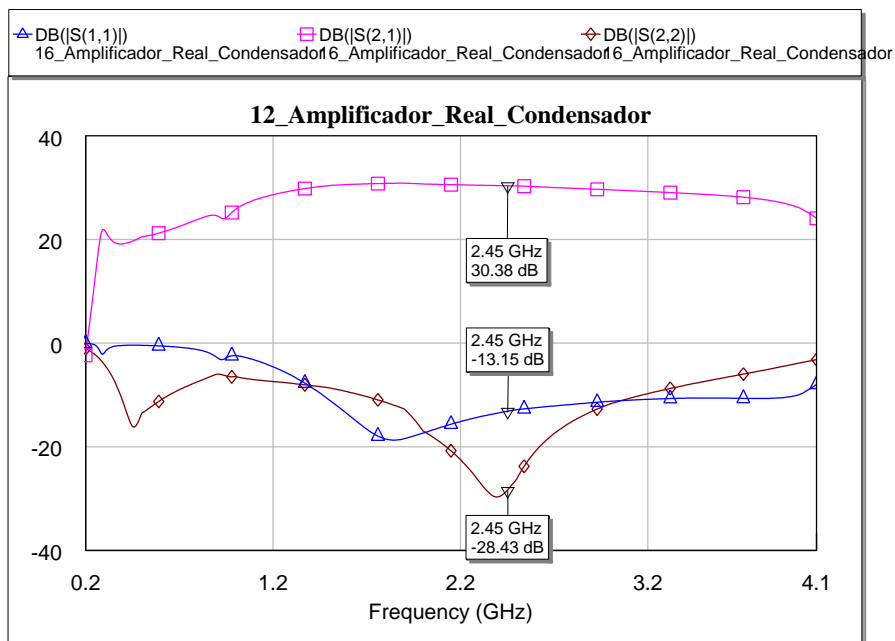


Figura 52. Respuesta de los parámetros S en función de la frecuencia

Como se observa, se obtiene un resultado muy similar, pues el condensador a altas frecuencias, como es el caso, funciona de la misma forma que un stub de $\lambda/4$ terminada en circuito abierto.

El layout de este diseño es el siguiente:

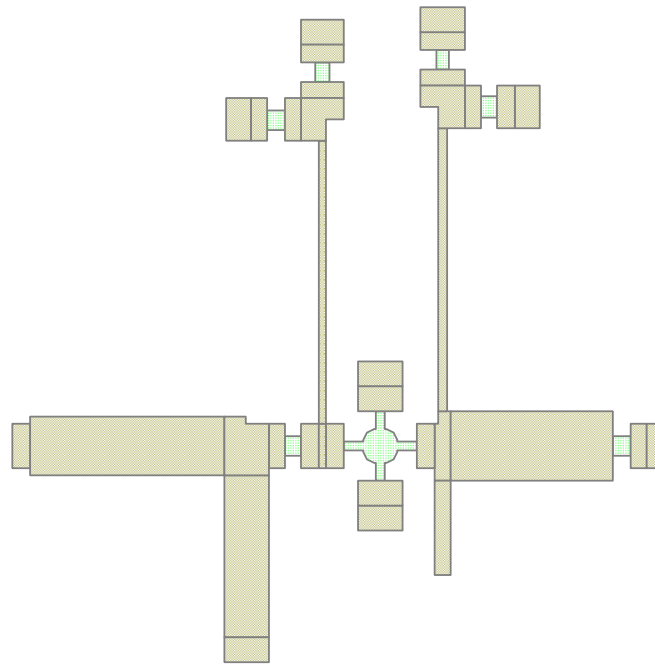


Figura 53. Layout del amplificador final III

Al introducir los conectores de entrada y salida del amplificador y de alimentación obtenemos el siguiente layout:

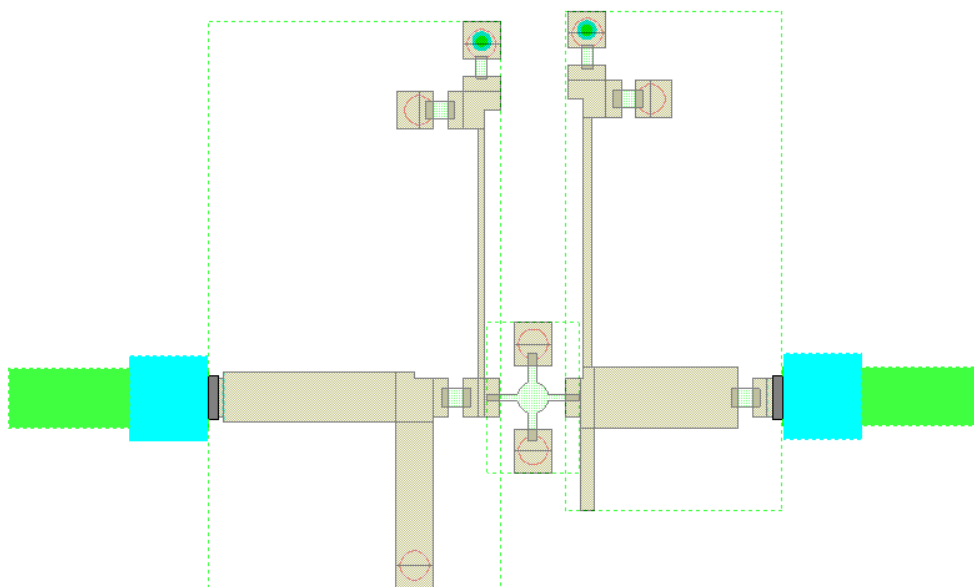


Figura 54. Layout del amplificador final III con conectores

Mientras que el layout en 3D es:

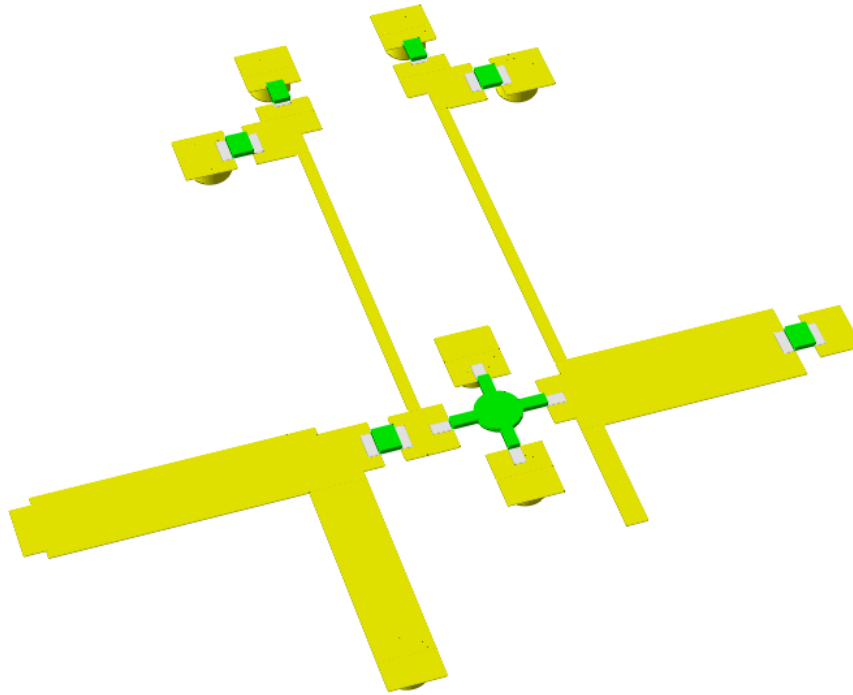


Figura 55. Layout del amplificador final III 3D

Mientras que al introducir los conectores conseguimos el siguiente layout:

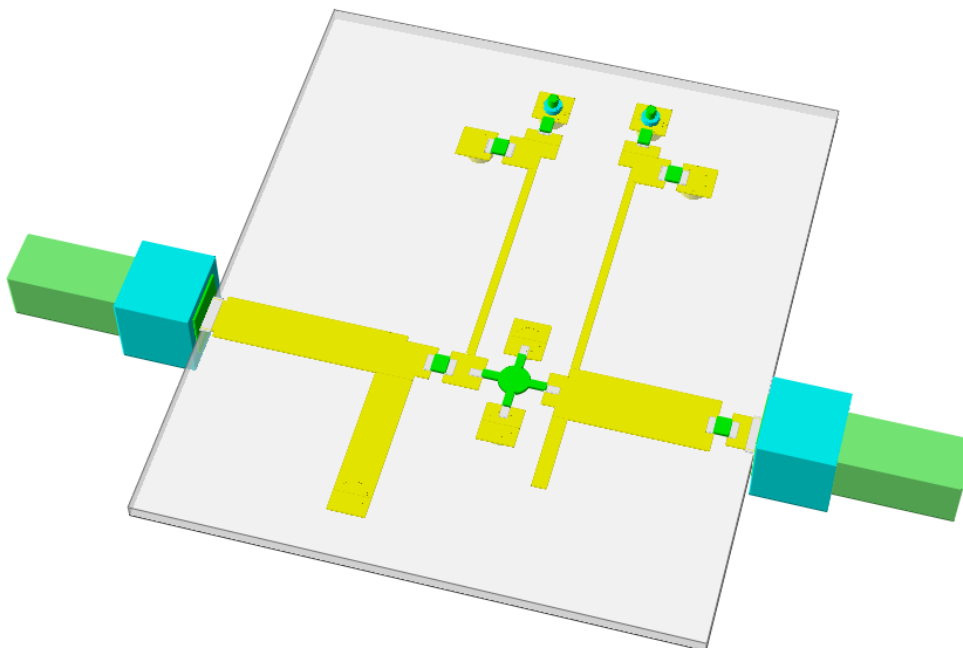


Figura 56. Layout del amplificador final III 3D con conectores

Una de las ventajas de este diseño, es el ahorro de espacio en el layout, pues los elementos discretos ocupan menos espacio que las líneas de transmisión.

Capítulo 3. Diseño de un oscilador de microondas didáctico

1. Introducción

Se va a abordar el diseño de un oscilador de microondas en reflexión que funcione en la banda de 2.45 GHz (WiFi). Se irán realizando diferentes medidas de los parámetros S de los diferentes sub-circuitos que forman el oscilador, intentando desglosar la función de cada sub-circuito.

Un oscilador en reflexión está formado básicamente por dos sub-circuitos, la red activa y la red reactiva o resonante. La red activa debe presentar un coeficiente de reflexión ρ_{act} , cuyo módulo sea mayor a la unidad, lo cual significa que este circuito activo es capaz de reflejar la señal incidente amplificada. De esta manera, a partir del ruido térmico que existe en cualquier circuito, se debe producir una realimentación positiva que haga que, a una cierta frecuencia aparezca una señal oscilatoria.

Por otra parte, la parte reactiva será la encargada de seleccionar dicha frecuencia a la que se produce la realimentación positiva. Para que esto se produzca, la señal realimentada por reflexión debe ir sumándose progresivamente, para lo cual es necesario que se sume en fase, es decir, que tras cada “rebote” por reflexión se produzca un desfase de 0 grados.

Para poder medir el proceso de realimentación positiva y comprobar si un circuito va a oscilar, se define la ganancia de realimentación en reflexión como aquella ganancia que sufre la señal después de reflejarse en cada uno de los circuitos.

Así, se distinguen dos condiciones diferentes para determinar el inicio o arranque de la oscilación y el régimen permanente o estable de la oscilación. Para que la oscilación arranque, se debe producir que a una determinada frecuencia y con una señal de potencia muy baja (ruido térmico), la ganancia de realimentación tenga un módulo mayor que la unidad (para que la señal crezca en cada vuelta) y una fase igual a cero (para que en cada vuelta la señal se sume coherentemente y se produzca una interferencia constructiva o realimentación positiva). Por otro lado, conforme la señal vaya aumentando, llegará un momento en que la red activa empezará a saturarse, es decir, la amplificación en reflexión se irá limitando (porque no puede amplificar una señal indefinidamente). De esta manera, se llegará al régimen estable cuando la señal oscilante, a una determinada frecuencia y una potencia elevada (en comparación con el nivel de ruido), no crezca más (módulo de la ganancia de realimentación igual a la unidad), y siga produciéndose una realimentación coherente. Las siguientes ecuaciones reflejan estos dos estados:

$$\text{Condición de Arranque} \quad \rightarrow \quad \text{fase}(G_{REAL}) = 0^\circ \quad |G_{REAL}| > 1$$

$$\text{Condición de Osc. Estable} \quad \rightarrow \quad \text{fase}(G_{REAL}) = 0^\circ \quad |G_{REAL}| = 1$$

2. Red Activa

La red activa utilizada para diseñar el oscilador Wi-Fi ha sido reutilizada de un diseño previo, el cual operaba a una frecuencia mucho más baja de lo que lo hace el dispositivo Wi-Fi. Debido a este cambio, se han tenido que modificar los valores de la resistencia y el condensador de polarización, pero sobre todo, las longitudes y anchuras de las líneas de transmisión con tal de centrar la respuesta a la frecuencia de trabajo.

El diseño del circuito de la red activa del oscilador se puede observar en la siguiente figura, donde también se puede observar el layout de dicho circuito:

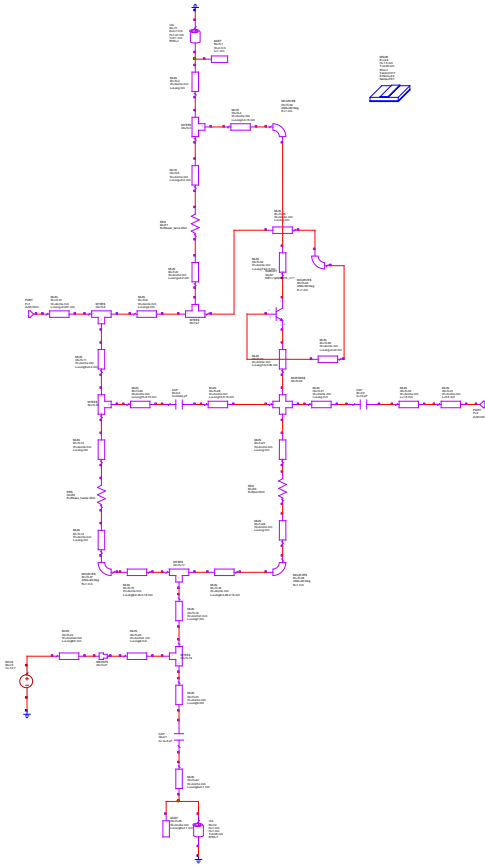


Figura 57. Red activa

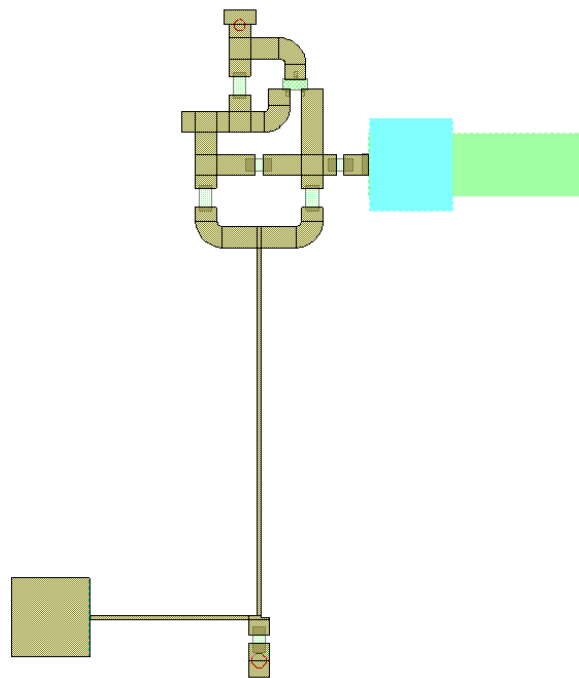


Figura 58. Layout de la red activa

El software también permite visualizar dicho diseño mediante una visualización en 3D.

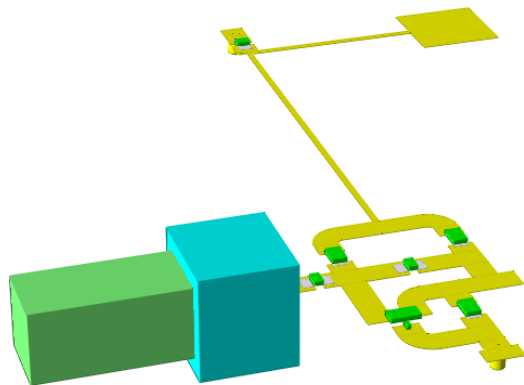


Figura 59. Layout de la red activa 3D I

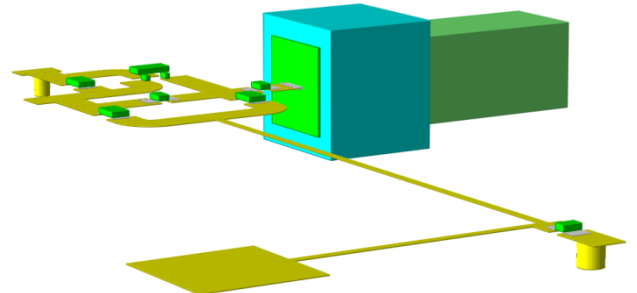


Figura 60. Layout de la red activa 3D II

Con el objetivo de observar la respuesta de la red activa, se realiza un barrido en frecuencia de la señal reflejada, de modo que se observe que el coeficiente de reflexión ρ_{act} , produce una ganancia que tenga un módulo mayor a la unidad, lo cual significa que este circuito activo es capaz de reflejar la señal incidente amplificada.

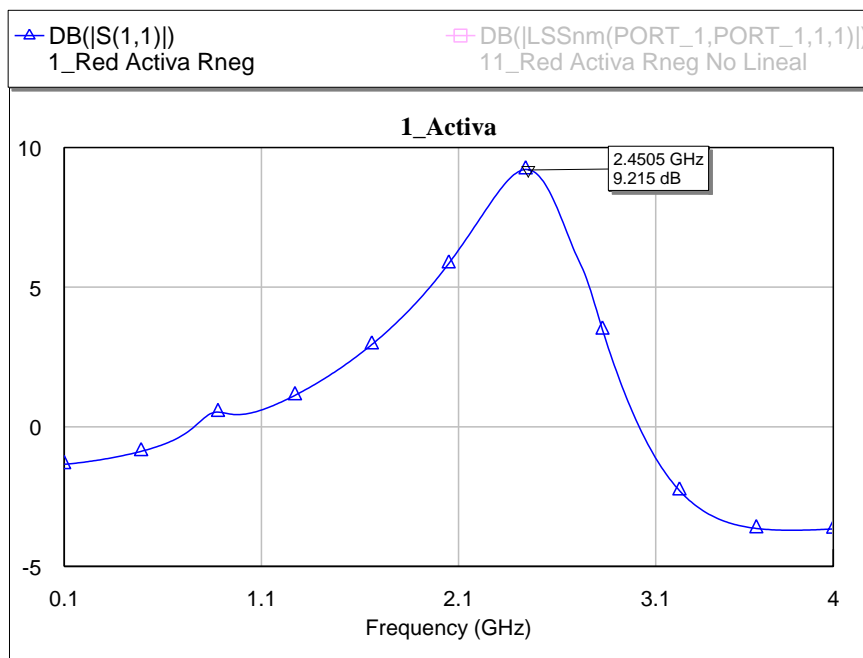


Figura 61. Respuesta del módulo de la red activa

Tal y como se observa en la gráfica, la señal incidente es reflejada por el circuito activo, dotándole a esta señal una ganancia de 9.215 dB. Este resultado es necesario para que se cumpla la condición de ganancia de arranque del oscilador pero no suficiente.

3. Red Resonante o Reactiva

El diseño de la red reactiva se va a realizar de forma progresiva, partiendo del diseño de una red activa con líneas de transmisión ideales.

El elemento fundamental del circuito reactivo debe ser algún tipo de circuito resonante que sea capaz de seleccionar la frecuencia de oscilación. Para ello, dicho circuito resonante debe tener una frecuencia de resonancia a la cual se produzca una variación rápida de la fase de su coeficiente de reflexión. Este fenómeno se puede conseguir con una línea de transmisión, más concretamente, acaba en cortocircuito ($\lambda/2$) o en circuito abierto ($\lambda/4$).

Mediante la línea terminada en un cortocircuito, la reflexión en la carga es total, en el que la distancia entre los mínimos es de $\lambda/2$. En este caso, la señal (voltaje) sufre una inversión de fase de 180° , de modo que el patrón de la onda estacionaria se mantiene a lo largo de la línea. La distancia de la carga al primer mínimo de voltaje será de $\lambda/2$ en el caso de una línea terminada en cortocircuito, y de $\lambda/4$ para la terminación en circuito abierto, pues la distancia de la carga al primer mínimo es de 90° .

Normalmente se escoge la primera resonancia ($L=\lambda/4$), de manera que se optimice el tamaño del circuito, pero en este diseño se va a utilizar un stub terminada en cortocircuito, por lo que la longitud de la línea ha de ser de $\lambda/2$.

Una línea cortocircuitada presenta a una distancia l del cortocircuito una impedancia de entrada que viene dada por:

$$Z_{in}(z = -l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \phi}{Z_0 + jZ_L \tan \phi} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, y α y β , la constante de atenuación y fase respectivamente. De modo que si la línea no tiene pérdidas, la expresión toma la siguiente forma:

$$Z_{in}(z = -l) = jZ_0 \tan \beta l$$

Por ello, a la frecuencia de $l = \lambda/2$:

$$Z_{in}(z = -l) = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} * \frac{\lambda}{2}\right) = 0\Omega$$

Que equivale a colocar otro cortocircuito a la entrada de la línea de transmisión, de modo que podemos decir que el tramo de línea l presenta resonancia a esta frecuencia.

Pero en la práctica, $\alpha \neq 0$ pero es muy pequeño, por lo que $\alpha l \ll 1$ y $\tanh(\alpha l) \approx \alpha l$. Teniendo en cuenta esta aproximación y el desarrollo de la tangente de la suma, resulta:

$$Z_{in}(z = -l) = Z_0 \frac{\alpha l + j \tan \beta l}{1 + j\alpha l \tan \beta l}$$

Podemos analizar el comportamiento del tramo de línea de longitud l a frecuencias próximas a ω_r . Tomando $\omega = \omega_r + \delta\omega$, con $\delta\omega \ll \omega_r$, demostrando que:

$$\beta l = (\omega\sqrt{\epsilon\mu})l = (\omega_r\sqrt{\epsilon\mu})l + (\delta\omega\sqrt{\epsilon\mu})l = \pi + \frac{\pi}{\omega_r}\delta\omega$$

Ya que a la frecuencia ω_r , se cumple que

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{\pi}{\beta_r} = \frac{\pi}{\omega_r\sqrt{\epsilon\mu}}$$

Por lo que:

$$\tan \beta l = \tan \pi \left(1 + \frac{\delta\omega}{\omega_r} \right) = \tan \frac{\delta\omega}{\omega_r} \pi \approx \pi \frac{\delta\omega}{\omega_r}$$

De modo que reescribiendo la ecuación de la impedancia de entrada:

$$Z_{in}(z = -l) = Z_0 \frac{\alpha l + j\pi \frac{\delta\omega}{\omega_r}}{1 + j\alpha l \pi \frac{\delta\omega}{\omega_r}} \approx Z_0 \left(\alpha l + \frac{j\pi\delta\omega}{\omega_r} \right)$$

En esta ecuación se pueden identificar dos términos, una parte real y una parte imaginaria inductiva, de modo que se puede realizar una correspondencia con la impedancia de un circuito RLC serie, el cual cumple la siguiente expresión:

$$Z \approx R + j2L\delta\omega$$

Identificando términos:

$$Z_0\alpha l = R$$

$$\frac{Z_0\pi}{\omega_r} = 2L$$

La línea de longitud l cortocircuitada en ambos extremos se comporta, por tanto, como un circuito resonante serie RLC cuya resistencia e inductancia equivalente vienen dadas por las ecuaciones calculadas anteriormente y cuya capacidad equivalente puede calcularse de la expresión de la frecuencia de resonancia:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{\omega_r^2 L}$$

Entonces, la línea cortocircuitada de longitud l se comporta igualmente como un circuito resonante RLC pero los elementos equivalentes valen:

$$R = Z_0\alpha l$$

$$L = \frac{Z_0 n \pi}{2\omega_r}$$

$$C = \frac{2}{\omega_r Z_c n \pi}$$

En general, este comportamiento ocurre siempre que:

$$l = n \frac{\lambda}{2}$$

El estudio realizado es válido para cualquier línea de transmisión multiconductora cuya longitud sea múltiplo entero de la semi-longitud de onda, tanto para líneas cerradas como para coaxial, como para líneas cerradas como la microstrip.

3.1. Diseño de la red resonante ideal con líneas de Tx

Puesto que en este primer diseño, la línea de transmisión utilizada será ideal, no producirá pérdidas, y por tanto un mayor factor de calidad externo, que proporciona una respuesta en frecuencia más abrupta, y por lo tanto un oscilador más selectivo en frecuencia.

Al extremo de la línea de transmisión se colocarán dos condensadores, estos componentes discretos son indispensables para conseguir la resonancia muy selectiva, pero de momento, analizaremos la respuesta de la línea aislada:

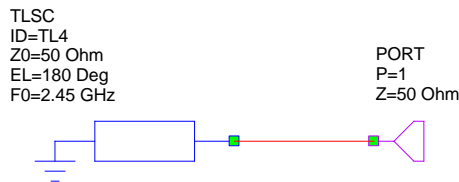


Figura 62. Línea de transmisión resonante

La respuesta de dicho subcircuito es:

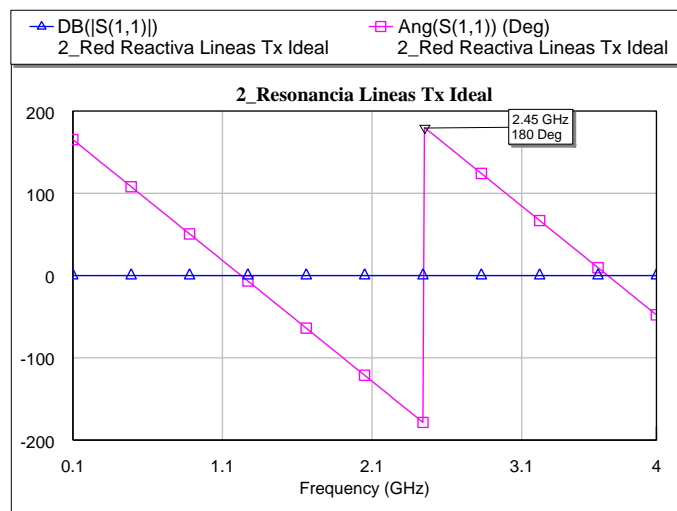
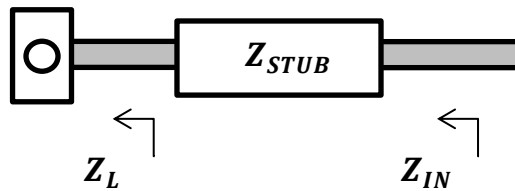


Figura 63. Respuesta en fase de la línea resonante

Se dice que el resonador tiene una resonancia serie, pues presenta una impedancia nula a la frecuencia de trabajo. De la misma manera, se puede ver que para $f = 1.225\text{GHz}$ y para $f = 3.675\text{GHz}$ el resonador presenta una resonancia paralelo, pues a estas frecuencias el resonador presenta una longitud de $\lambda/4$ y $3\lambda/4$, y por lo tanto una impedancia infinita.

Como se puede observar en la gráfica, a la frecuencia deseada ($f=2.45\text{GHz}$), se produce un cambio brusco de fase, mientras que la ganancia es nula, esto se debe a que toda la señal que entra, sale, sin producirse pérdidas debido a que la línea es ideal, pero con un cambio de fase de 180° .

El cambio de fase de 180° se debe a que la línea de transmisión utilizada esta cortocircuitada a una longitud de $\lambda/2$, y por tanto, la impedancia de entrada debe ser igual al cortocircuito:



$$Z_{IN} = Z_L = 0\Omega$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_{STUB}}{Z_L + Z_{STUB}} = \frac{0 - Z_{STUB}}{0 + Z_{STUB}} = -1$$

$$\text{fase } S_{11} = 180^\circ$$

Sin embargo este circuito no vale para diseñar un oscilador, pues la variación de fase con la frecuencia es lineal, y un circuito resonador debe ser selectivo en frecuencia, de manera que presente una frecuencia de resonancia a la cual se pueda cumplir la condición de oscilación, mientras que al resto de frecuencias no se produzca dicha condición de oscilación.

Una vez observada la respuesta ideal, al final de la línea de transmisión se añadirán dos condensadores, uno colocado en paralelo al resonador, y otro en serie. Para estudiar el efecto de dichos condensadores, se les insertarán unos valores iniciales tales que no influyan en la respuesta del resonador. Para ello será suficiente con darle un valor elevado al condensador situado en serie ($C_S = 1000\text{pF}$) y un pequeño valor al condensador colocado en paralelo ($C_P = 0.0001\text{pF}$).

Dicho paso se realizará por fases, introduciendo al principio únicamente el condensador en serie. El diseño se puede observar en la siguiente figura:

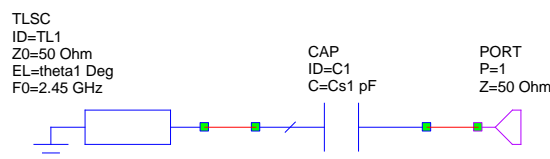


Figura 64. Línea de transmisión resonante con condensador en serie

El condensador en serie C_S tendrá como función que la onda “rebote”, de modo que la resonancia sea mayor, provocando un mayor retardo de grupo.

Para conseguir un comportamiento más selectivo en frecuencia se usa el condensador serie, cuya capacidad no influye cuando el resonador esta en resonancia paralelo, pues la unión de la línea de transmisión y el condensador en serie presenta una impedancia infinita, de modo que las resonancias paralelo permanecen invariantes ante la presencia del condensador serie. Sin embargo, las resonancias serie se ven fuertemente afectadas por dicho condensador, pues es en estas resonancias donde se hace nula la impedancia de entrada a la línea de transmisión y que como impedancia total queda la del condensador serie. De esta forma las resonancias serie pueden ser modificadas y se acercan a las resonancias paralelo, creando un efecto de respuesta selectiva en frecuencia de la fase S_{11} .

El propósito de este paso es ir variando el valor del condensador serie para observar como varía la fase, de modo que se haga más selectiva en frecuencia:

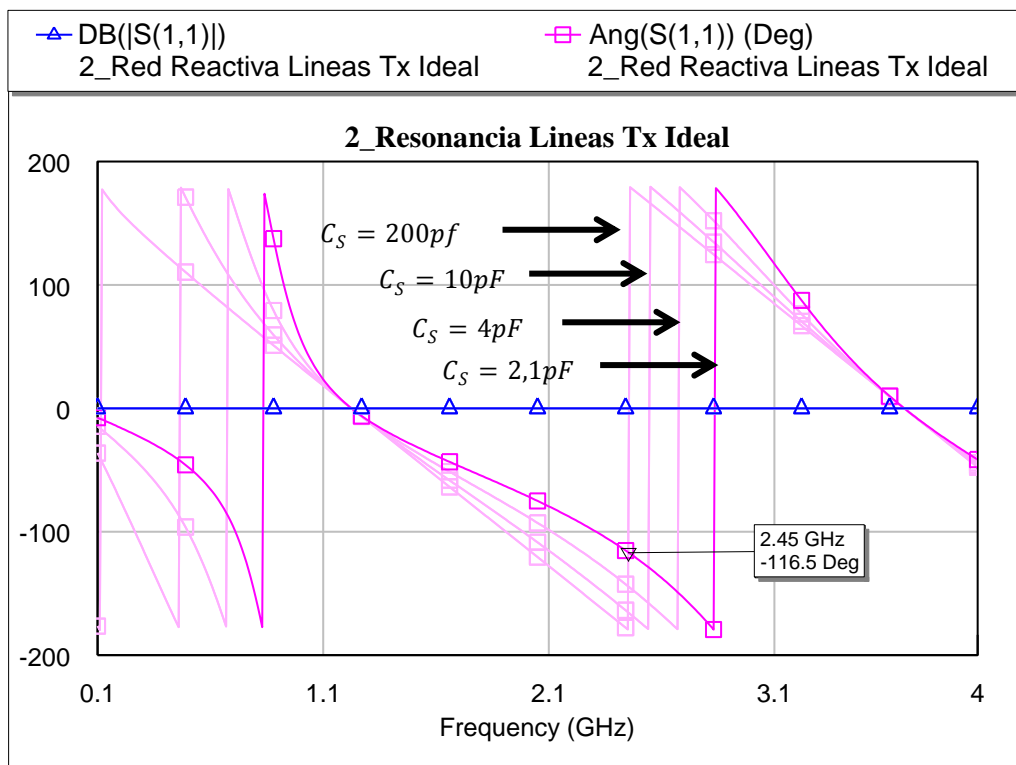


Figura 65. Respuesta de la línea de transmisión resonante con condensador en serie

Como se observa en la gráfica, cuando la capacidad es muy grande, el condensador no afecta a la fase, pues este aplica una impedancia muy pequeña, de modo que el condensador no influye.

Conforme vaya disminuyendo la capacidad del condensador serie, más influencia tendrá, pues su impedancia aumentará, y en la resonancia serie la impedancia de entrada a la línea de transmisión es nula. El efecto que se produce al aumentar la capacidad serie, consiste en la

variación de la resonancia serie a lo largo del espectro, además, como se ha dicho anteriormente, la resonancia paralela no se ve afectada por este condensador, produciéndose un acercamiento entre dichas resonancias, concluyendo en un respuesta más selectiva. Lo importante es que se ha conseguido que la variación de la fase de S_{11} ya no sea lineal. Resumiendo, al disminuir la capacidad serie la fase se hace más selectiva, produciendo una mayor oscilación.

Por otro lado, el condensador paralelo actuará sobre las resonancias paralelo, arrastrando también las resonancias serie, de manera que podremos disminuir la frecuencia de resonancia serie aumentando el valor del condensador paralelo, sintonizando dicha resonancia a la frecuencia de trabajo. Pero como se verá a continuación, no será posible sintonizar dicha resonancia únicamente con el condensador en paralelo, sino que tendremos que variar la longitud de la línea de transmisión acabada en cortocircito para sintonizar la resonancia en serie a la frecuencia de trabajo.

La incorporación de este nuevo condensador conlleva al siguiente diseño:

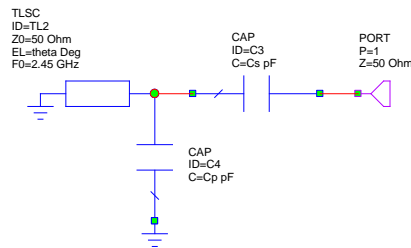


Figura 66. Red resonante ideal

El propósito de este paso es ir variando el valor del condensador paralelo para observar cómo se desplaza la resonancia serie, de modo que lo sintonicemos a la frecuencia de trabajo. En este primer caso, **fijaremos un valor pequeño en la capacidad serie ($C_s = 2.1 \text{ pF}$)**, de modo que habrá mucha resonancia, y variaremos la capacidad paralela para observar cómo afecta al diseño:

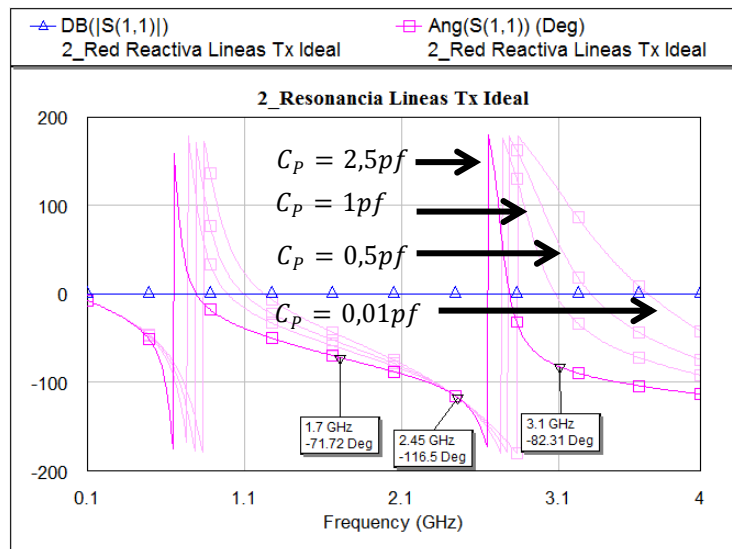


Figura 67. Respuesta de la línea de transmisión resonante con condensador el paralelo

Como se observa en la gráfica, con una capacidad muy pequeña, su influencia es tan pobre que no afecta al resultado final pues su admitancia es muy pequeña, de modo que conforme vayamos aumentando dicha capacidad se podrá observar su influencia.

Se ha demostrado que variando la capacidad puesta en paralelo se sintoniza la resonancia en serie, además de unir más aun las resonancias en paralelo y en serie, produciendo una mayor resonancia.

También se puede observar como en este caso, no se ha conseguido sintonizar la resonancia serie a la frecuencia de trabajo. Sería lógico pensar que aumentando más la capacidad paralela se conseguirá dicha sintonización, pero se produce un fenómeno que impide dicho proceso, y es que si seguimos aumentando dicha capacidad, las resonancias en serie y paralelo se unirán tanto, que desaparecerán. Este fenómeno se puede observar en la siguiente gráfica:

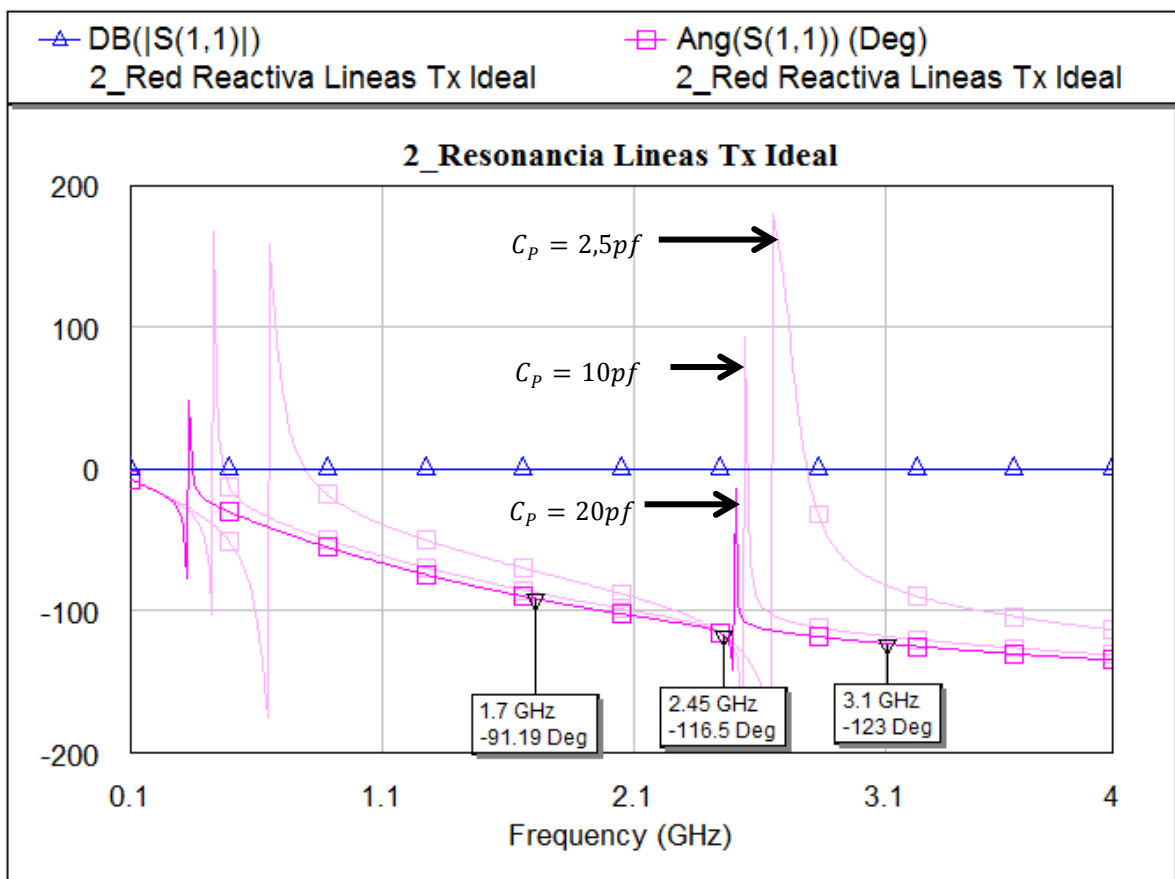


Figura 68. Resultado de poner un condensador paralelo elevado

Como se observa, ni con valores grandes de dicha capacidad se consigue dicha sintonización, aunque nos acercamos más a la frecuencia buscada, pero no es beneficioso aumentar mucho esta capacidad, pues en el diseño con líneas de transmisión reales estos efectos son más sensibles, como ya se verá próximamente.

Por tanto, como no se ha conseguido sintonizar la resonancia serie con los dos condensadores, la única solución que queda es, variar la longitud de la línea de transmisión. En este caso,

habrá que aumentar la longitud de la línea, para alcanzar frecuencias mayores, que es donde se encuentra la resonancia serie.

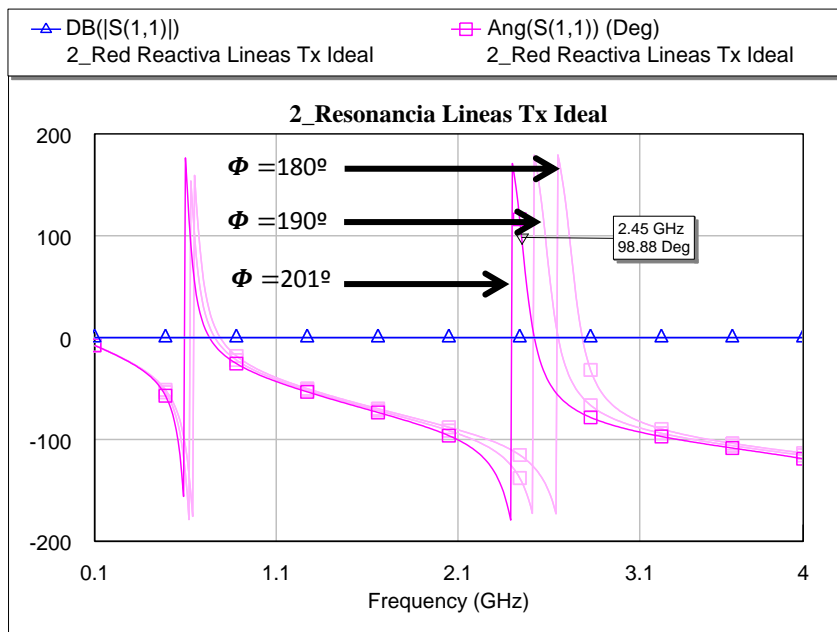


Figura 69. Resultado de optimizar la longitud de la línea resonante

Como se observa, se ha conseguido sintonizar la resonancia serie, la cual ahora es muy selectiva, cualidad imprescindible para realizar un oscilador. Este diseño se ha conseguido a partir de los siguientes valores de los componentes:

$$C_P = 2.5 \text{ pF}$$

$$C_S = 2.1 \text{ pF}$$

$$\Phi = 201^\circ$$

A continuación se realizará el mismo análisis descrito anteriormente pero con un **condensador en serie con una capacidad mayor ($C_S = 4 \text{ pF}$)**, para demostrar que la resonancia será menor en este caso.

Al igual que anteriormente, se va a seleccionar un condensador en paralelo que mejor se ajuste al diseño:

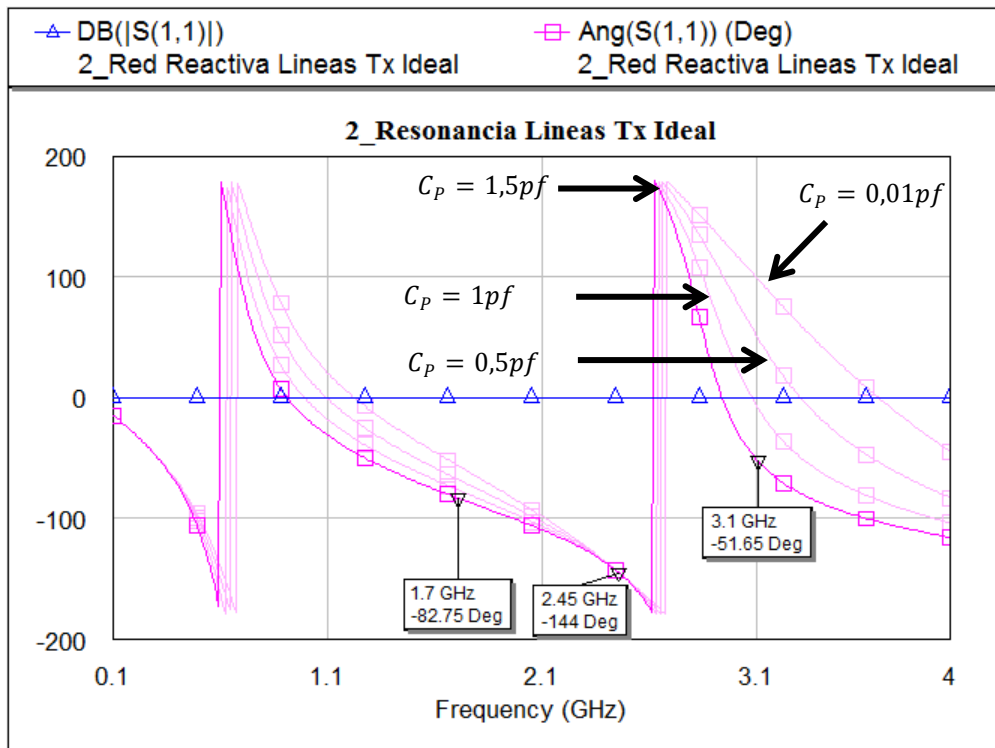


Figura 70. Respuesta de la línea de transmisión resonante con condensador el paralelo

Siguiendo el mismo criterio utilizado en el apartado anterior, para finalizar de sintonizar, habrá que aumentar la longitud de la línea de transmisión, pues al igual que en el diseño anterior no se ha conseguido sintonizar la resonancia serie únicamente con la acción de los condensadores.

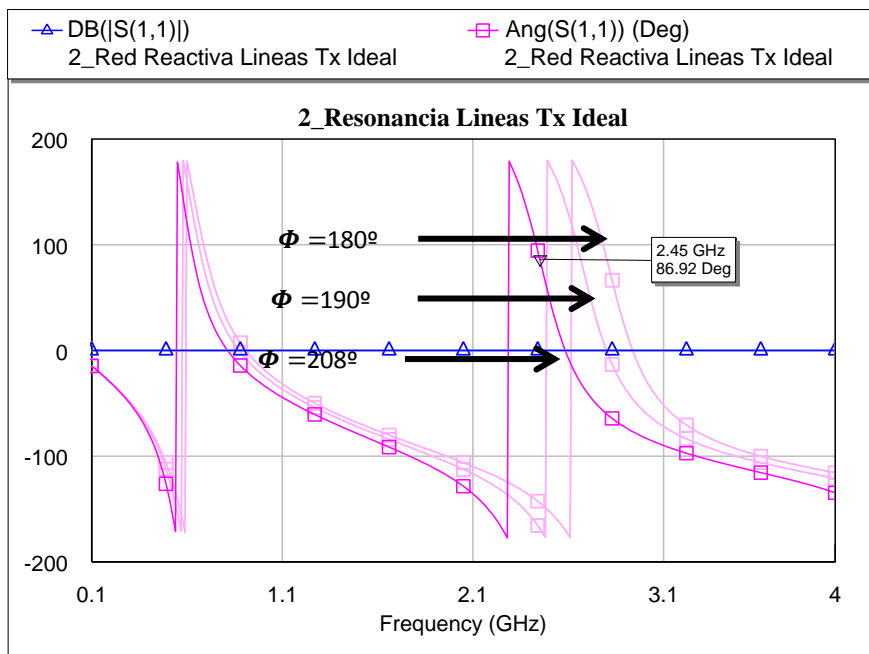


Figura 71. Resultado de optimizar la longitud de la línea resonante

Como se observa, se ha conseguido sintonizar la resonancia serie, la cual ahora no es tan selectiva como en el diseño anterior. Este diseño se ha conseguido a partir de los siguientes valores de los componentes:

$$C_p = 1.5 \text{ pF}$$

$$C_s = 4 \text{ pF}$$

$$\phi = 208^\circ$$

Una vez diseñado y analizado las dos redes resonantes, se compararán ambos diseños, para poder observar las diferencias:

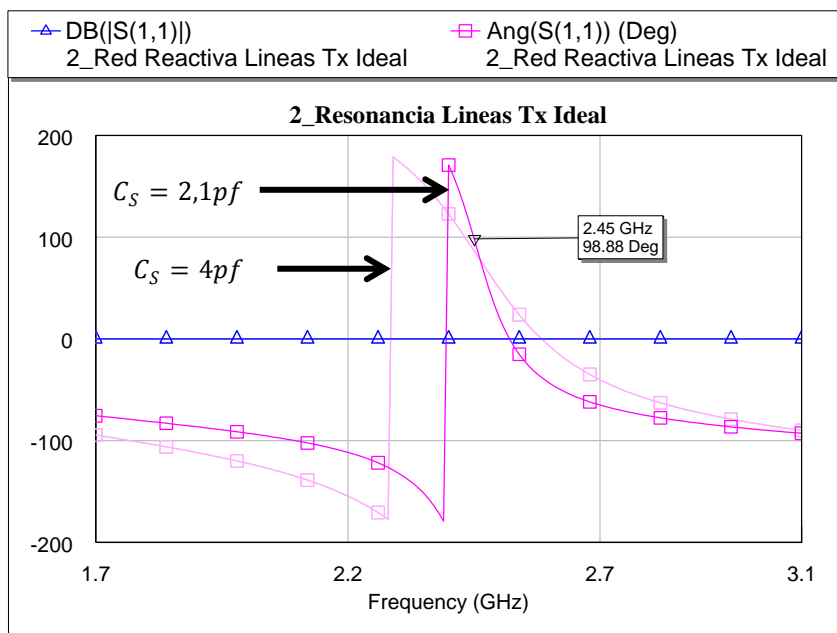


Figura 72. Diferencias de fase entre las dos configuraciones

Se puede observar claramente que con un valor del condensador serie menor, se consigue mayor resonancia, pues el cambio de fase es más abrupto y por tanto, más selectivo.

Otro parámetro importante a partir del cual se puede analizar y sacar conclusiones sobre un resonador es el *Group Delay*, que puede ser interpretado como el retraso temporal de una senoide en un intervalo de frecuencias pequeño en torno a la frecuencia de trabajo. Es decir, representa el tiempo que tarda en transmitirse la señal después de entrar en el resonador, de modo que cuanto más grande sea este tiempo, mayor será la resonancia, pues la señal habrá estado más tiempo en el resonador, pero las pérdidas serán mayores. Por ello habrá que encontrar un compromiso entre la atenuación (pérdidas) y el nivel de resonancia. En este caso, **el group delay del primer diseño $C_s = 2.1 \text{ pF}$** es el siguiente:

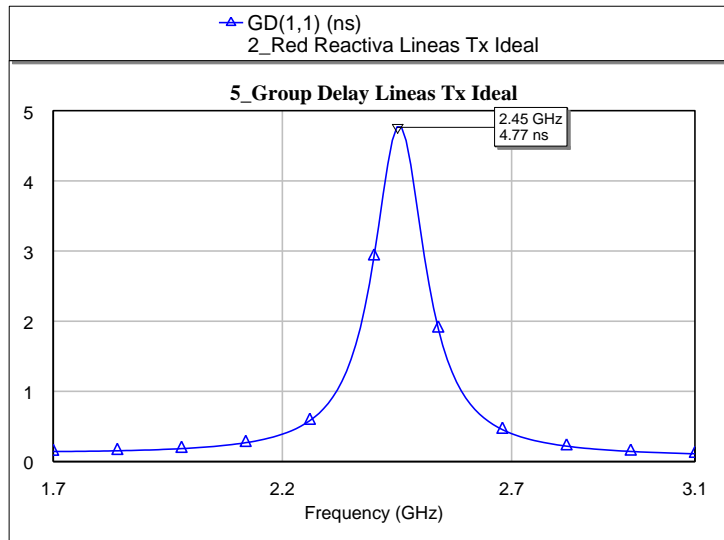


Figura 73. GD de la primera configuración

Obteniendo un $GD = 4.77 \text{ ns}$.

El group delay del segundo diseño ($C_S = 4 \text{ pF}$) es el siguiente:

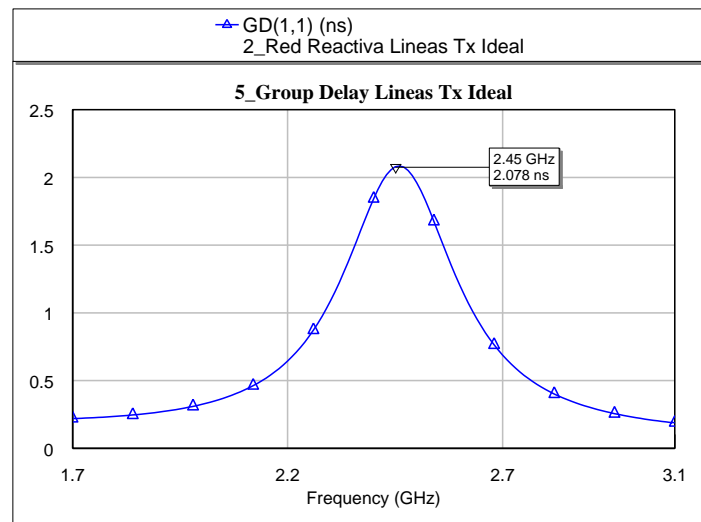


Figura 74. GD de la segunda configuración

Obteniendo un $GD = 2.078 \text{ ns}$.

Como era de esperar, la segunda configuración ($C_S = 4 \text{ pF}$) tiene un GD más pequeño, pues el valor de C_S es mayor que en el primer diseño, lo cual significa, que habrá menor resonancia y por lo tanto, el tiempo que permanece la señal en el resonador es menor, pero tiene la ventaja de que sufre menos pérdidas, produciendo una menor atenuación. Mientras que en el primer diseño ($C_S = 2.1 \text{ pF}$), ocurre todo lo contrario, al ser el valor de C_S pequeño, lo resonancia será mayor y por tanto, el tiempo que permanece la señal en el resonador es

grande, aunque esto implique una mayor atenuación, como se verá al usar líneas reales. Comparando ambos diseños, se puede observar la diferencia:

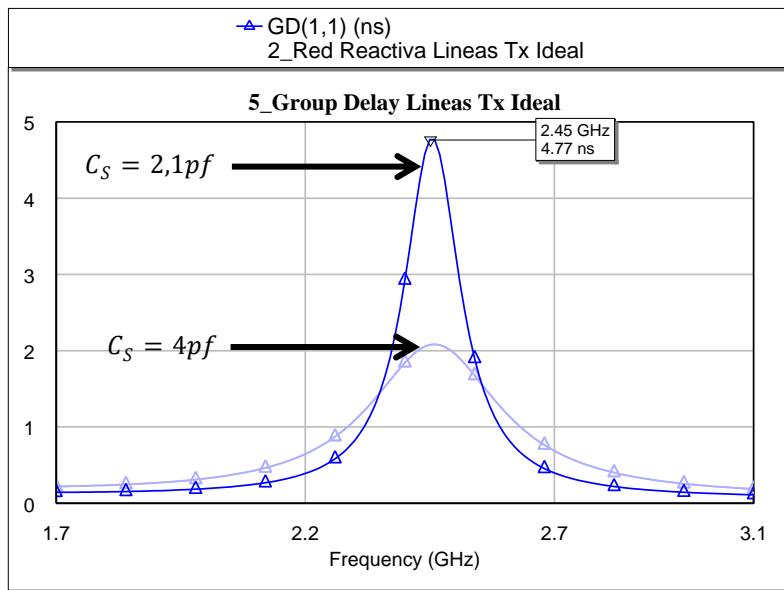


Figura 75. Comparación de GD

A continuación se realiza una tabla comparativa de los GD que se obtienen dependiendo de los dos diseños realizados.

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 1	$2.1 pF$	$2.5 pF$	$4.77 ns$
Diseño 2	$4 pF$	$1.5 pF$	$2.078 ns$

Tabla 35. Tabla comparativa

3.2. Diseño de la red resonante real con líneas de Tx

Una vez realizado el diseño ideal, se usarán en este nuevo diseño, líneas de transmisión reales, introduciendo a su vez líneas de conexión, conexiones en T y via hole, además de los dos condensadores para conseguir resonancia y una respuesta más selectiva, de modo que dichos condensadores tendrán las mismas capacidades que los condensadores utilizados en el diseño ideal, para observar las diferencias entre ambos diseños.

Las líneas de conexión serán líneas de 50Ω con una longitud de $1mm$ de largo. Mientras que la línea resonadora tendrá una impedancia de 80Ω , de modo que sus parámetros físicos serán calculados mediante la herramienta TXLINE:

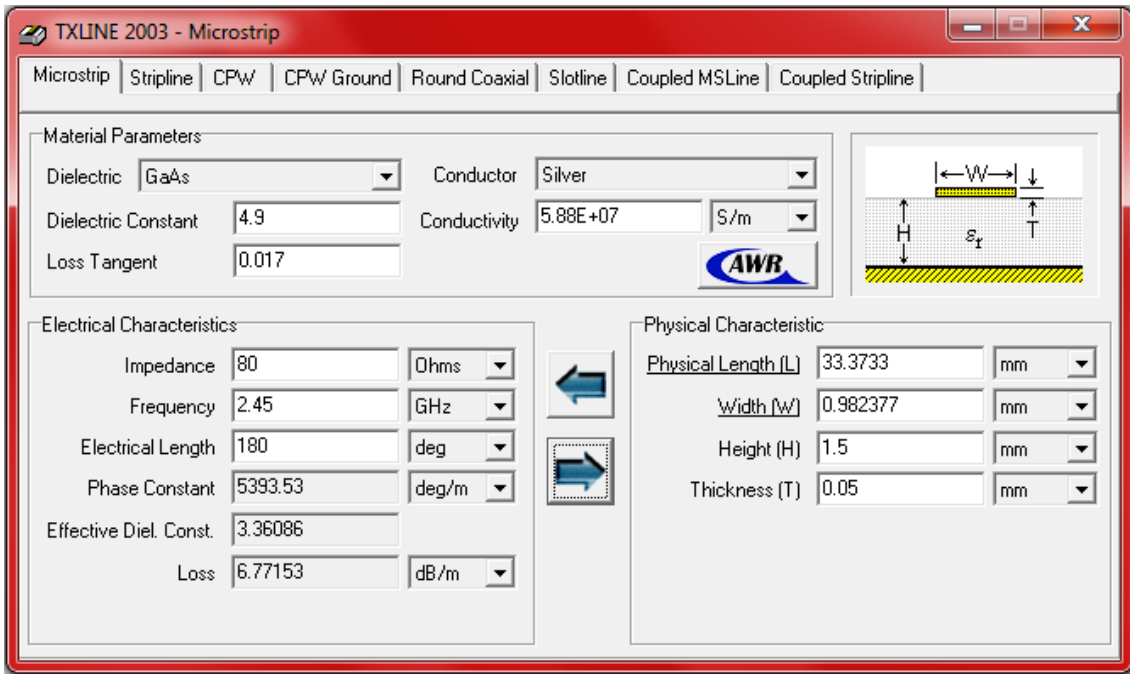


Figura 76. Interfaz del TXLine

A partir de los componentes descritos anteriormente se ha obtenido el siguiente diseño, correspondiente al **diseño número 1** realizado en el apartado de líneas ideales ($C_S = 2.1 \text{ pF}$):

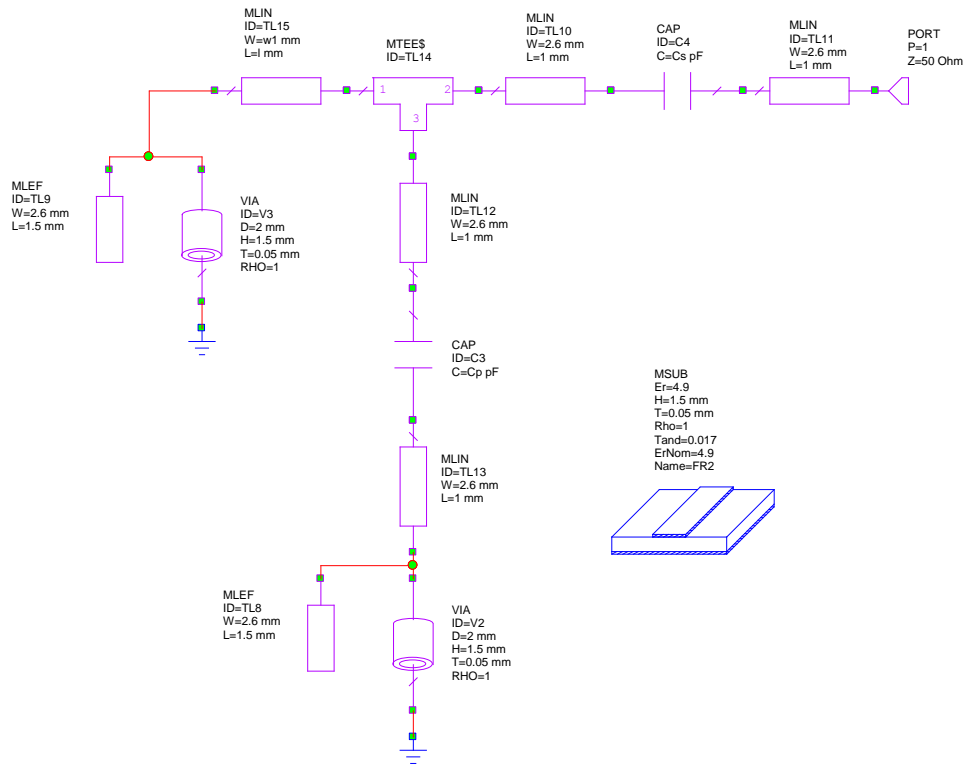


Figura 77. Red resonante real línea de transmisión

El layout obtenido por este diseño formado por líneas de transmisión reales, elementos de conexión y componentes discretos es:

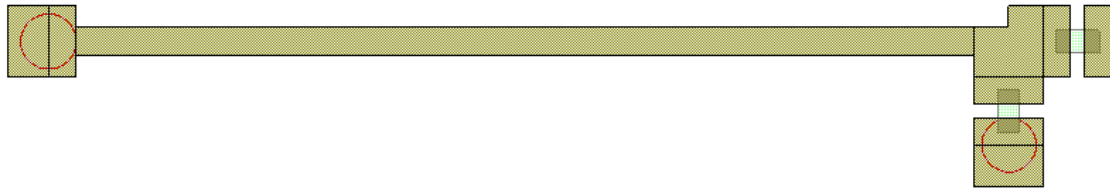


Figura 78. Layout red resonante real línea de transmisión

Y el layout mediante la visualización 3-D es:

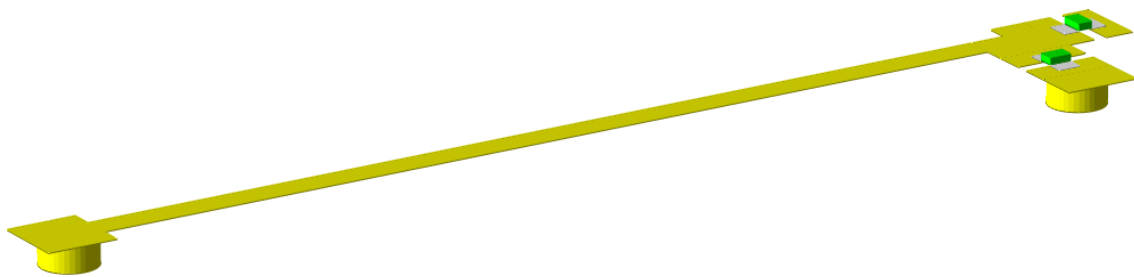


Figura 79. Layout red resonante real línea de transmisión 3D

Mediante este diseño se ha obtenido la siguiente respuesta en reflexión de módulo y fase:

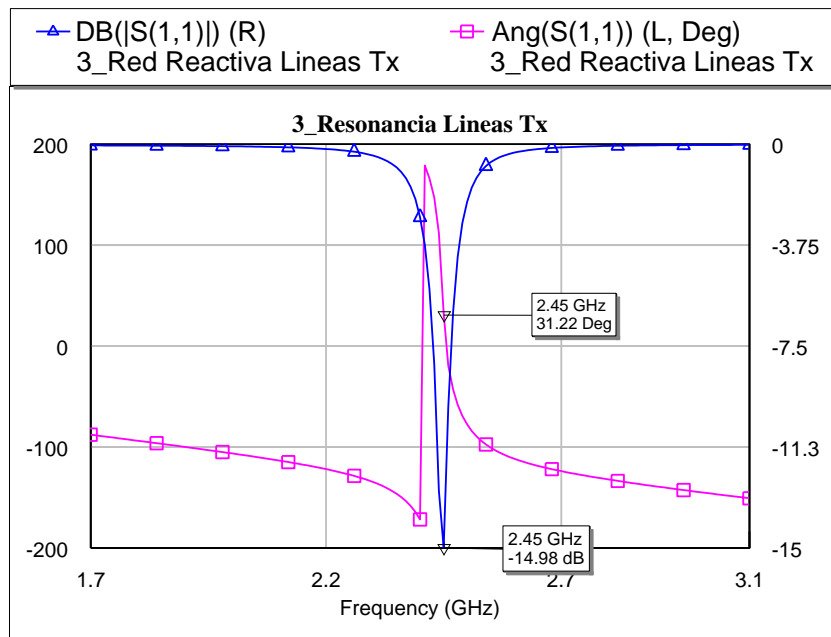


Figura 80. Respuesta en fase y módulo del resonador de línea Tx

Cómo se observa, al pasar a líneas reales, puesto que las pérdidas son mayores, la resonancia se ha hecho más selectiva. Por ello no era buena idea en el caso de líneas ideales, ajustar más la respuesta resonante, pues al pasarlo posteriormente a líneas reales se hubiera perdido la resonancia. A consecuencia de esta gran resonancia se obtiene una gran atenuación.

El group delay obtenido a partir de este diseño ha sido:

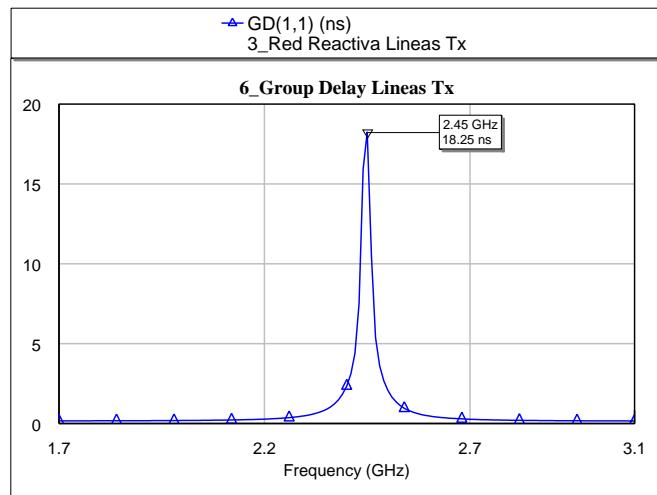


Figura 81. Group delay del resonador línea Tx

Esta gran resonancia nombrada anteriormente se puede observar en el GD, pues es bastante grande, es decir, la señal una vez que entra en el resonador tarda tiempo en salir pues rebota muchas veces.

A continuación se realizará el mismo proceso correspondiente **al diseño número 2 realizado en el apartado de resonadores ideales ($C_S = 4 \text{ pF}$)**. Mediante este diseño se ha obtenido la siguiente respuesta en reflexión de módulo y fase:

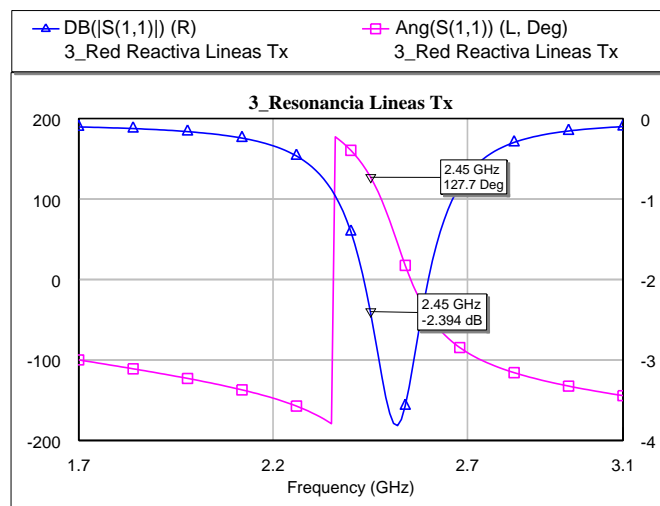


Figura 82. Respuesta en fase y módulo del resonador línea Tx antes de optimizar

Cómo se observa, se obtiene una buena resonancia, pero no está del todo centrada a la frecuencia de trabajo, así que habrá que variar la longitud de la línea resonante para sintonizar la resonancia, concretamente habrá que alargar dicha longitud para llegar a frecuencias mayores. Por ello, la longitud de la línea ha pasado a medir 33.37mm a 34.4mm, obteniendo la siguiente respuesta:

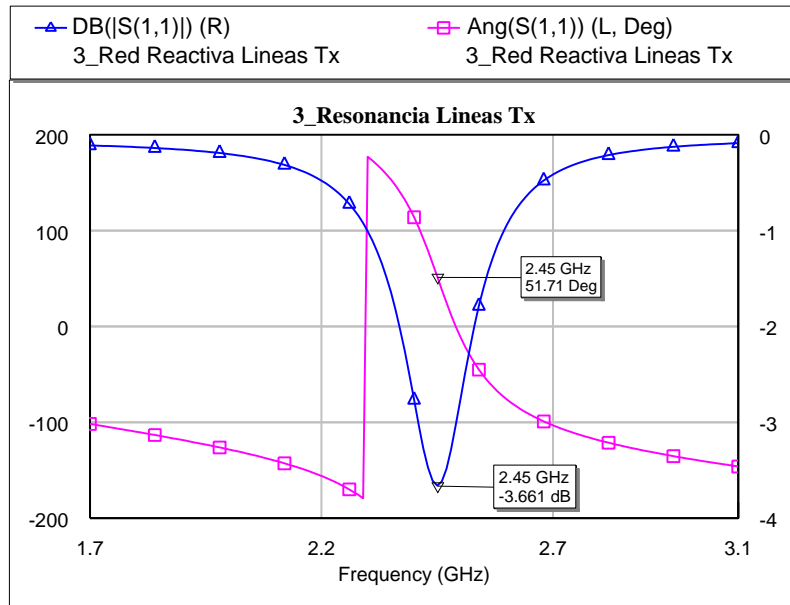


Figura 83. Respuesta en fase y módulo del resonador línea Tx despues de optimizar

El group delay obtenido a partir de este diseño ha sido:

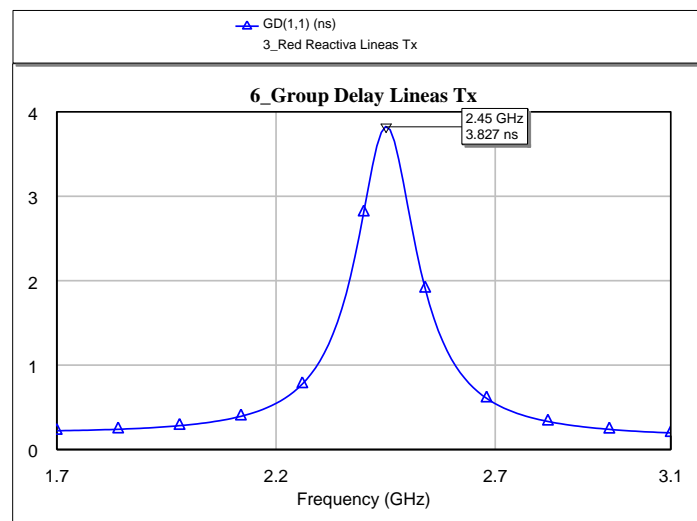


Figura 84. Group delay del resonador línea Tx

Comparando este diseño con el anterior, se observa como la resonancia es menor, pues su group delay es bastante menor, aunque la ventaja es que produce menor pérdidas.

A continuación se realiza una tabla comparativa de los GD que se obtienen dependiendo de los dos diseños realizados.

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 1.1	2.1 pF	2.5 pF	18.25 ns
Diseño 1.2	4 pF	1.5 pF	3.827 ns

Tabla 36. Tabla comparativa

Comparando ambos diseños, se puede observar la diferencia:

$$C_S = 2.1 \text{ pF}$$

$$C_S = 4 \text{ pF}$$

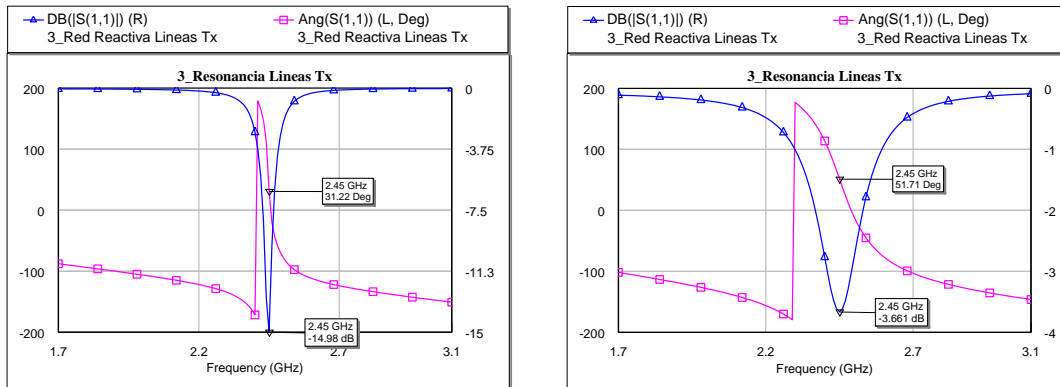


Figura 85. Figura comparativa

Se puede observar claramente como con un valor del condensador serie menor, se consigue mayor resonancia, pues el cambio de fase es más abrupto y por tanto, más selectivo, aunque esto suponga un mayor nivel de pérdidas.

Por último, para comparar gráficamente el GD de ambos diseños, se realiza una simulación que incorpore el GD de ambos diseños para observar las diferencias.

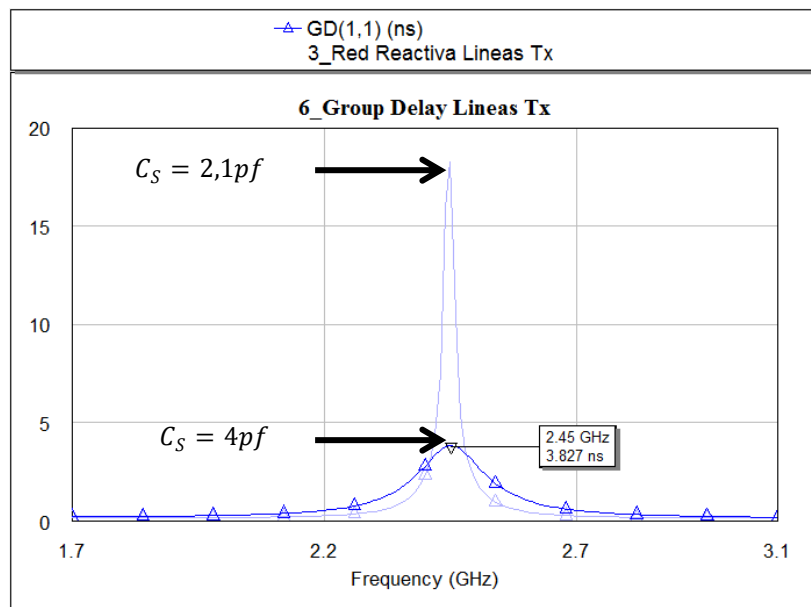


Figura 86. Comparativa de GD entre distintas configuraciones

3.3. Diseño de la red resonante con coaxial

Una vez realizado el diseño con líneas de transmisión, pasaremos a la línea coaxial, introduciendo líneas de conexión, conexiones en T y via hole, además de los dos condensadores para conseguir una respuesta más selectiva, de modo que dichos condensadores serán elegidos para que dichos diseños tengan el mismo GD que el diseño con líneas de Tx reales, de modo que se pueda observar que con el mismo GD, con este tipo de resonadores se consiguen menores pérdidas.

La línea coaxial tendrá una longitud de $\lambda/2$ terminada en cortocircuito, de modo que su longitud será la siguiente:

$$L_{coax} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2} \frac{1}{f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 2.45 * 10^9 * \sqrt{10}} = 19.36 \text{ mm}$$

Con $\epsilon_r = 10$

A partir de los componentes descritos anteriormente, para conseguir un $GD = 18.25 \text{ ns}$, que corresponde con el GD obtenido mediante un $C_s = 2.1 \text{ pF}$ mediante líneas de Tx reales, se ha diseñado el siguiente circuito:

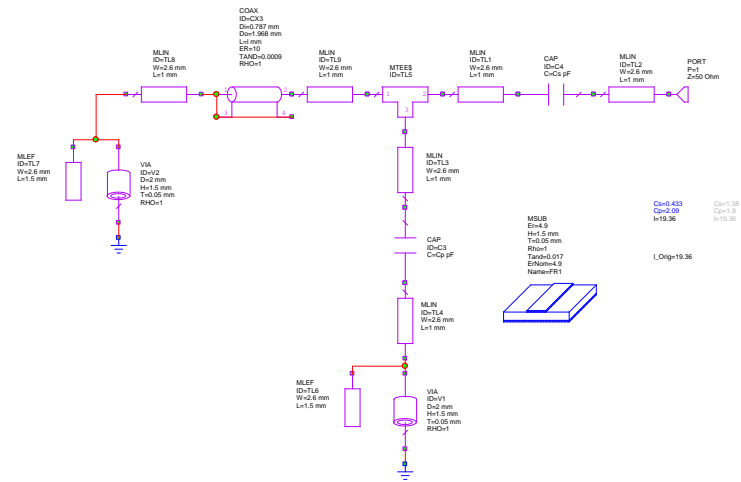


Figura 87. Red resonante con coaxial

El layout producido por dicho diseño ha sido:



Figura 88. Layout red resonante con coaxial

Y la visualización en 3-D quedará como:

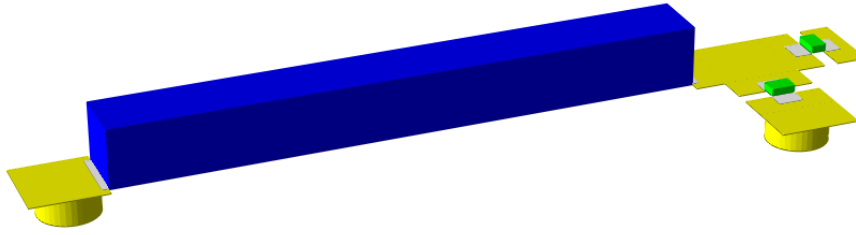


Figura 89. Layout red resonante con coaxial 3D

Los valores de los componentes necesarios para conseguir un GD similar al obtenido en el primer diseño realizado mediante líneas reales son:

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 2.1	0.433 pF	2.09 pF	18.24 ns

Tabla 37. Valores de los condensadores

A partir de los valores de los componentes se observa como C_S tiene un valor pequeño, es decir, la resonancia serie será muy grande.

La respuesta en reflexión de módulo y fase obtenida es la siguiente:

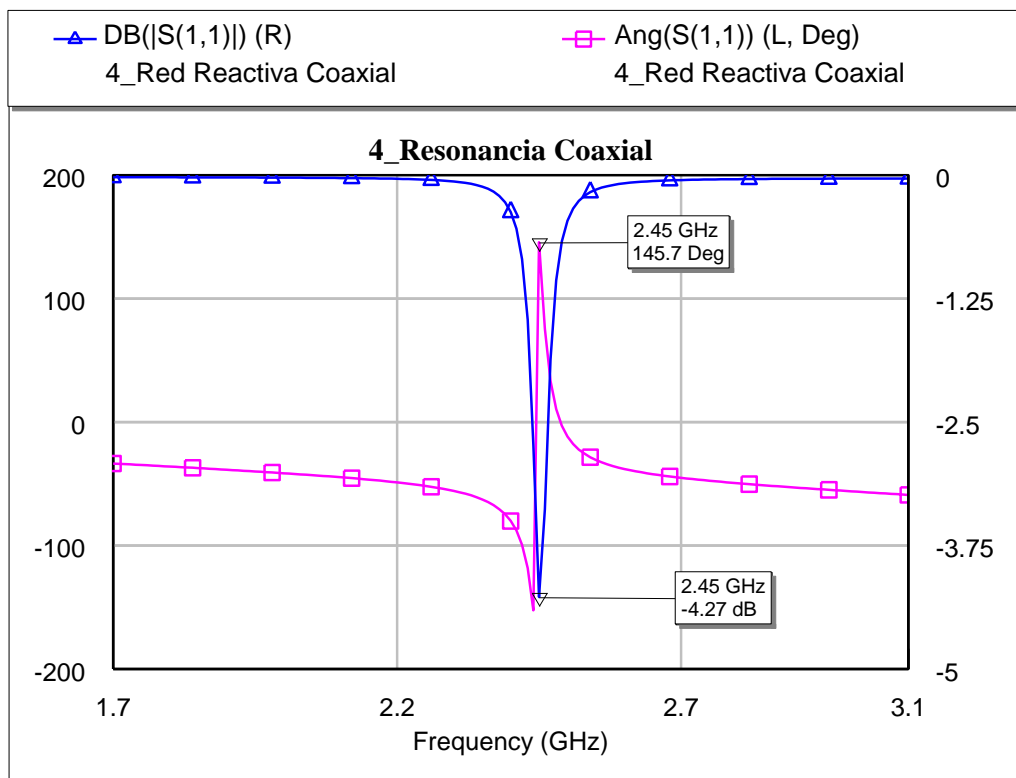


Figura 90. Respuesta en módulo y fase del resonador coaxial

Cómo se observa, la resonancia está del todo sintonizada a la frecuencia de trabajo, y en comparación con las pérdidas producidas en diseño con líneas de Tx reales, éstas son menores, tal y como se observa en la figura mostrada a continuación:

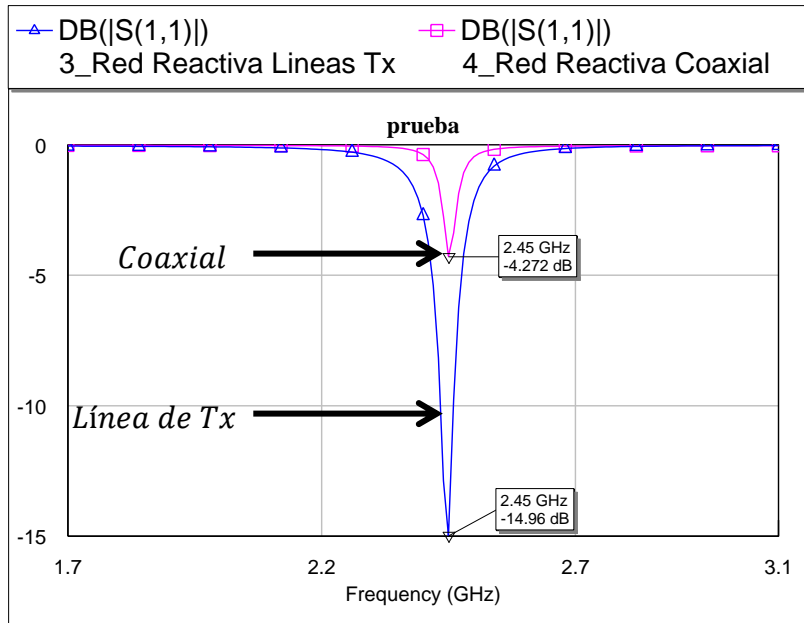


Figura 91. Comparación de la atenuación entre resonador coaxial y de línea de Tx

Con el mismo GD, se obtienen 10dB menos de pérdidas mediante la utilización de un resonador coaxial, debido principalmente al menor número de pérdidas que produce.

El group delay obtenido a partir de este diseño ha sido:

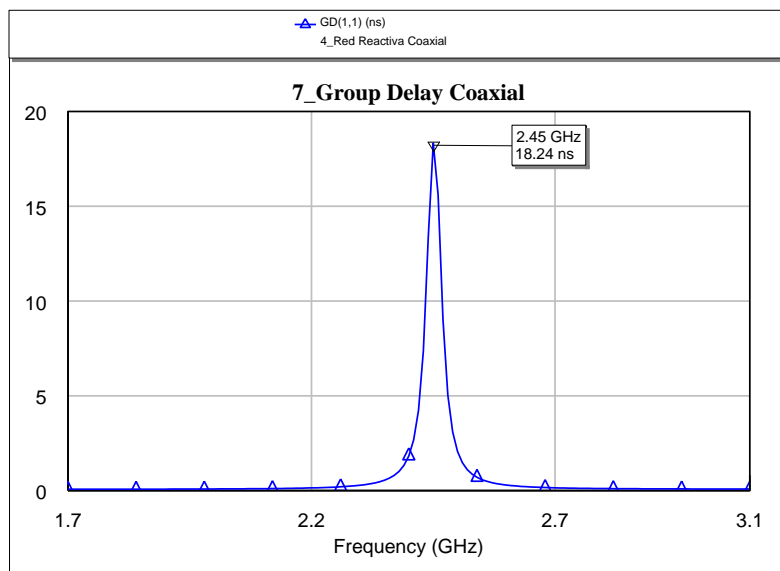


Figura 92. Group Delay del resonador coaxial

A continuación realizaremos el mismo proceso correspondiente **al diseño número 1.2 realizado en el apartado de resonadores real con líneas de Tx ($C_S = 4 \text{ pF}$)**. En este caso, para conseguir un $GD = 3.827 \text{ ns}$, que corresponde con el GD obtenido mediante un $C_S = 4 \text{ pF}$ mediante líneas de Tx reales, se ha diseñado el circuito anterior con componentes con los siguientes valores:

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 2.2	1.18 pF	1.9 pF	3.82 ns

Tabla 38. Valores de los condensadores

Como se observa, mediante estos valores, se ha conseguido el mismo GD que en el diseño 1.2 con líneas de Tx reales.

La respuesta en reflexión de módulo y fase obtenida es la siguiente:

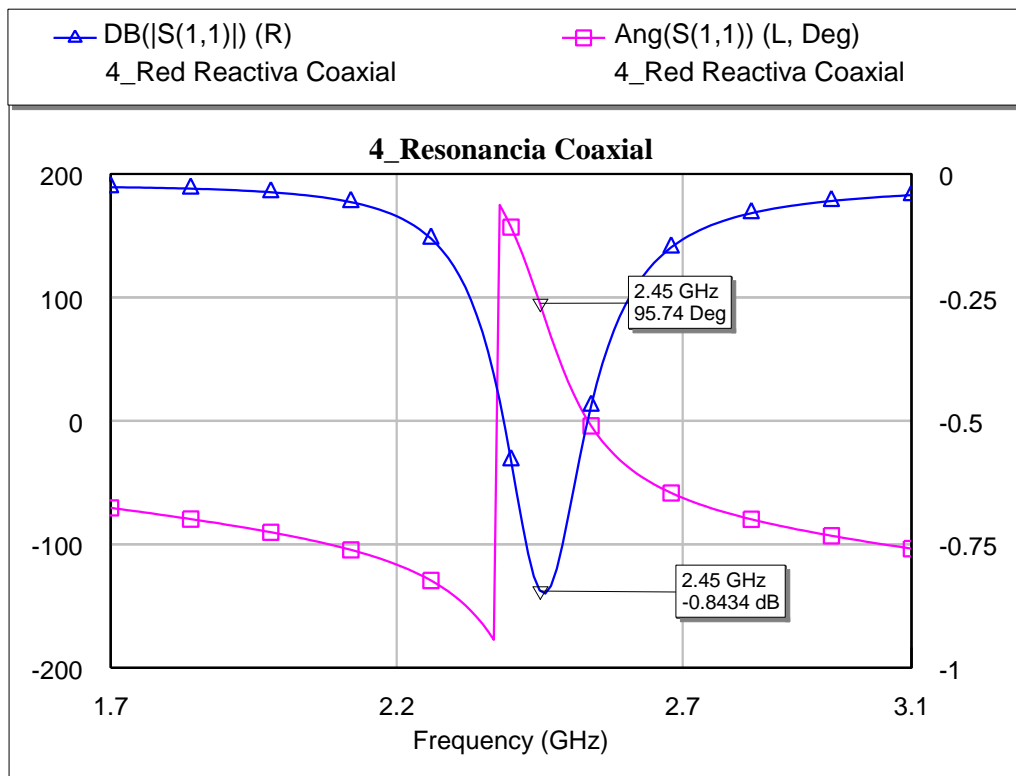


Figura 93. Respuesta en módulo y fase del resonador coaxial

Cómo se observa, la resonancia está del todo sintonizada a la frecuencia de trabajo, y en comparación con las pérdidas producidas en diseño con líneas de Tx reales, éstas son menores, tal y como se observa en la figura mostrada a continuación:

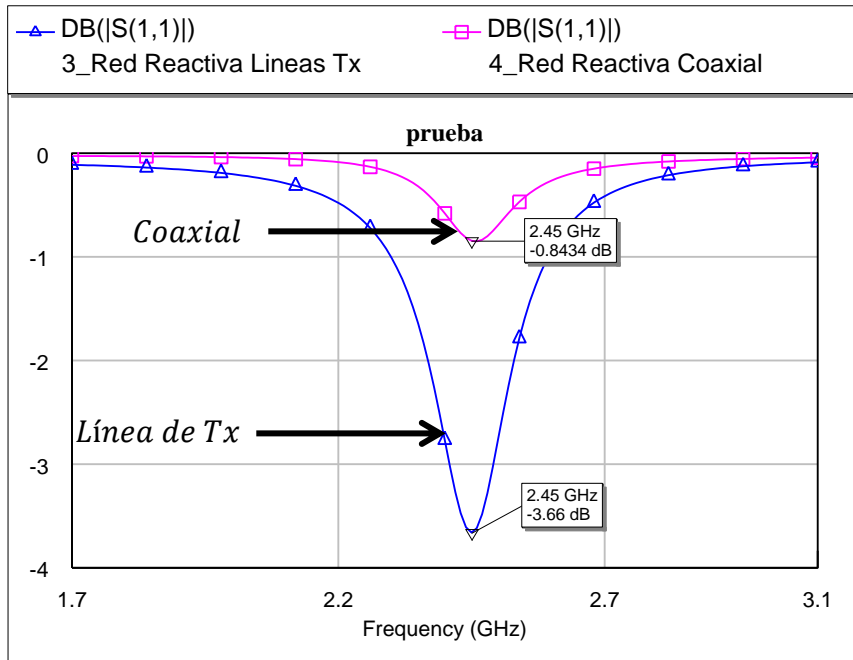


Figura 94. Comparación de la atenuación entre resonador coaxial y de línea de Tx

Con el mismo GD, se obtienen 2dB menos de pérdidas mediante la utilización de un resonador coaxial, debido principalmente al menor número de pérdidas que produce.

El group delay obtenido a partir de este diseño ha sido:

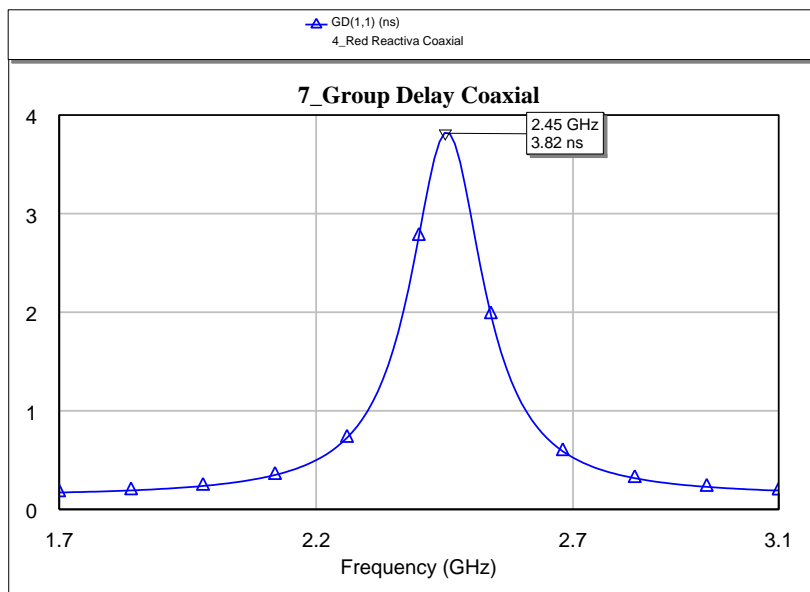


Figura 95. Group Delay del resonador coaxial

En la siguiente tabla comparativa se muestran los valores de los componentes del resonador coaxial para obtener el GD buscado.

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 2.1	0.433 pF	2.09 pF	18.24 ns
Diseño 2.2	1.18 pF	1.9 pF	3.82 ns

Tabla 39. Tabla comparativa

Comparando ambos diseños realizado mediante resonadores coaxiales, se puede observar la diferencia:

$$C_S = 0.433 \text{ pF}$$

$$C_S = 1.18 \text{ pF}$$

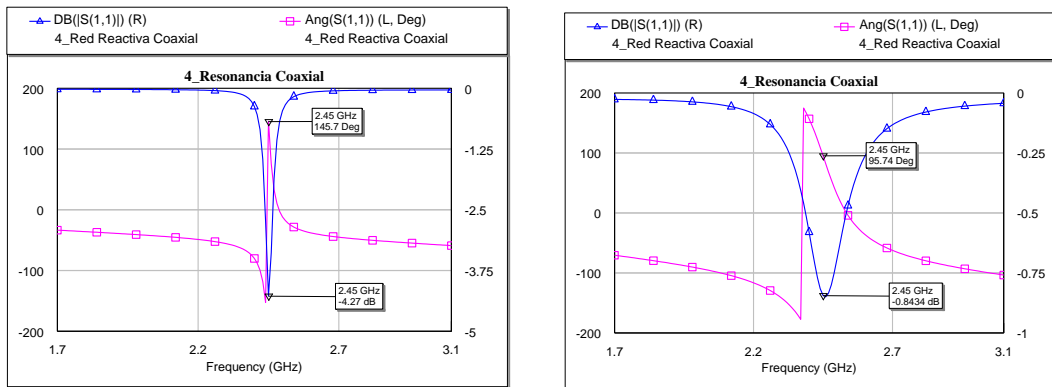


Figura 96. Figura comparativa

Comparación de GD obtenido de los dos diseños realizados mediante el resonador coaxial:

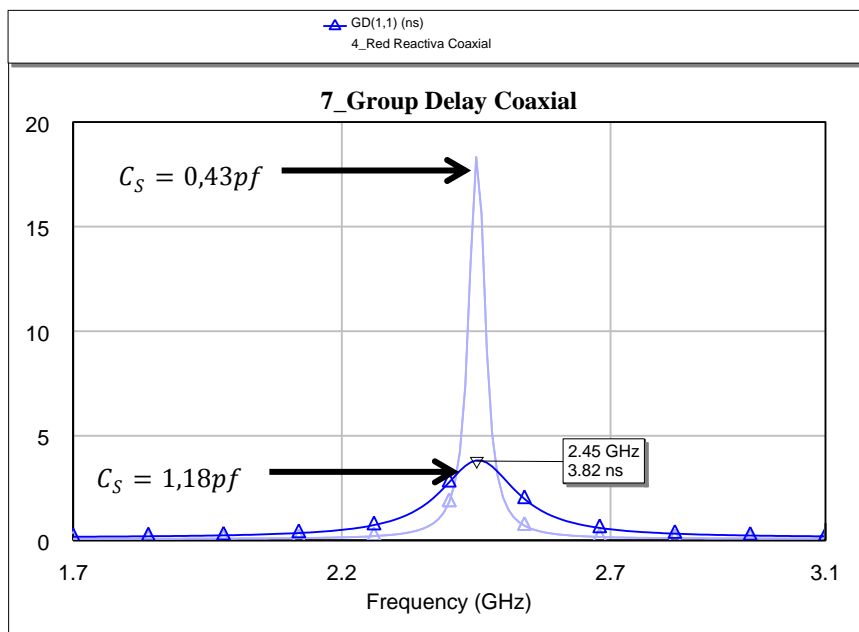


Figura 97. Comparativa de GD

En este punto se va a realizar una comparativa del Group Delay entre los diseños reales mediante la línea de conexión y el coaxial, para observar las ventajas y desventajas de uno de y de otro:

- Resonador Línea de Tx

Diseño	C_S	C_P	GD	Pérdidas
Diseño 1.1	2.1 pF	2.5 pF	18.25 ns	-14.96 dB
Diseño 1.2	4 pF	1.5 pF	3.827 ns	-3.33 dB

Tabla 40. Tabla comparativa

- Resonador Coaxial

Diseño	C_S	C_P	GD	Pérdidas
Diseño 2.1	0.433 pF	2.09 pF	18.24 ns	-4.27 dB
Diseño 2.2	1.18 pF	1.9 pF	3.82 ns	-0.84 dB

Tabla 41. Tabla comparativa

4. Oscilador

Este paso consiste en unir la parte activa y la reactiva, para completar el oscilador. Mediante este diseño, se puede realizar un análisis de bucle abierto. Para comprobar la condición de arranque de oscilación con una sola medida, se puede calcular la ganancia de bucle abierto. Para ello hay que unir la red activa y la red reactiva, y medir la respuesta en frecuencia del circuito resultante cuando una señal sufre una reflexión en cada sub-circuito.

El diseño es el siguiente:

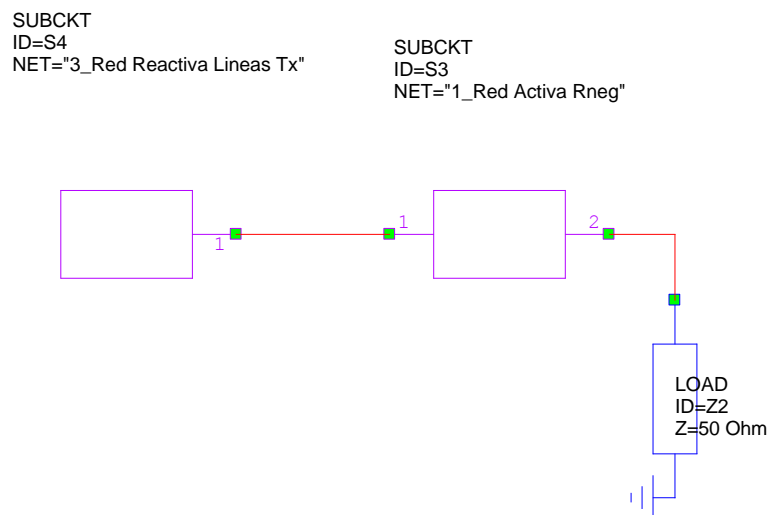


Figura 98. Oscilador por bloques

A continuación se realizarán las medidas de ganancia en bucle abierto para los distintos diseños, de modo que se puedan observar las particularidades de cada sistema.

4.1. Oscilador con resonador de línea de Tx Ideal

La ganancia en bucle abierto del oscilador completo es el siguiente:

Para $C_S = 2.1 \text{ pF}$:

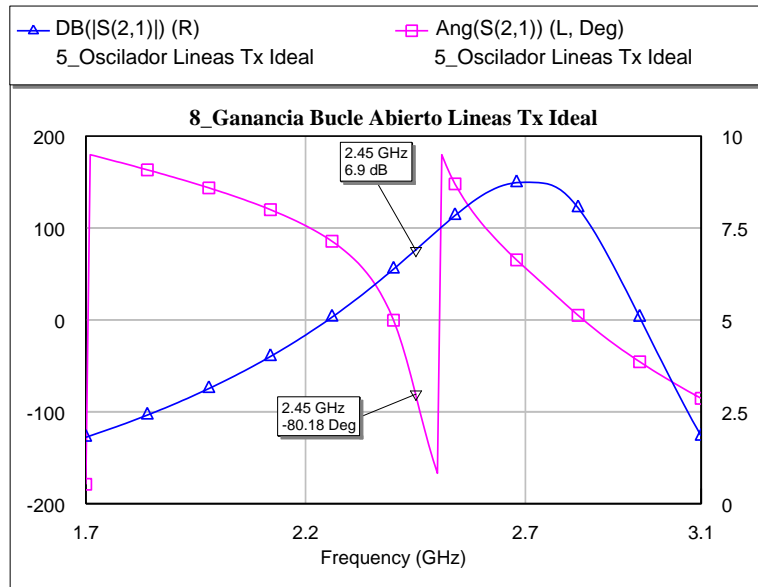


Figura 99. Ganancia en bucle abierto del oscilador

Para $C_S = 4 \text{ pF}$

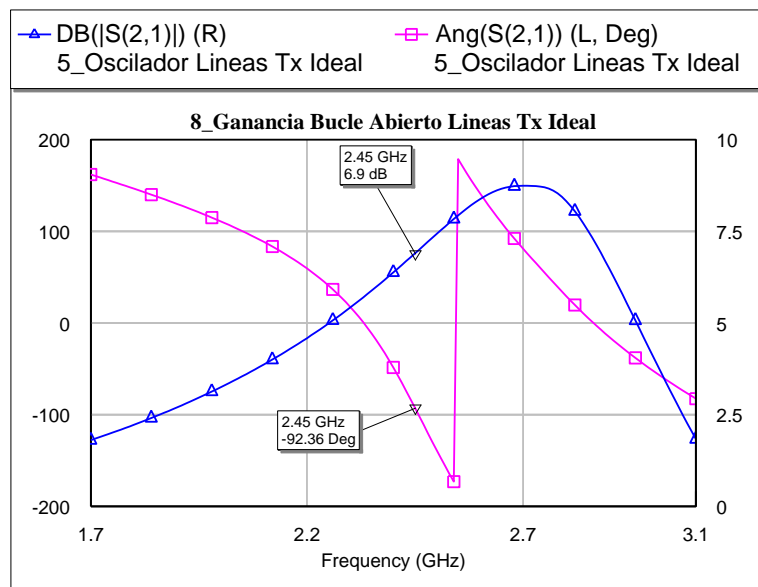


Figura 100. Ganancia en bucle abierto del oscilador

Al ser un oscilador compuesto de un resonador de línea de transmisión ideal, la ganancia es bastante superior a 0dB, límite para que se cumpla la condición de arranque.

4.2. Oscilador con resonador de línea de Tx Real

El layout del oscilador compuesto por un resonador de línea de transmisión es el siguiente:

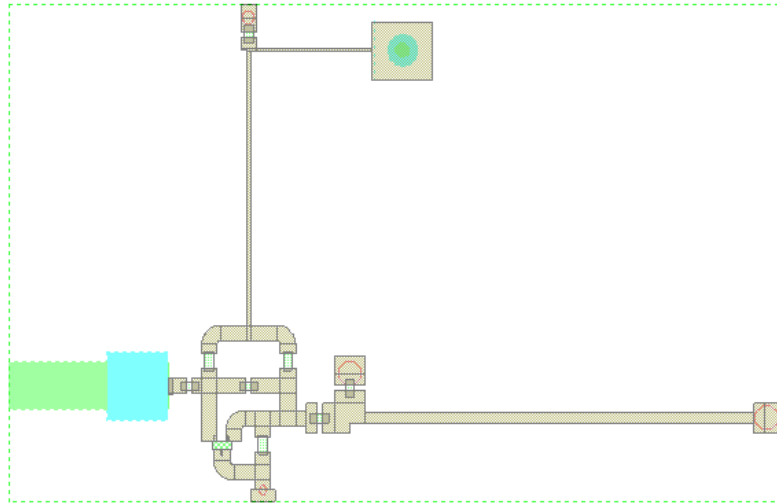


Figura 101. Layout oscilador con líneas de transmisión

Mientras que el layout en 3D es:

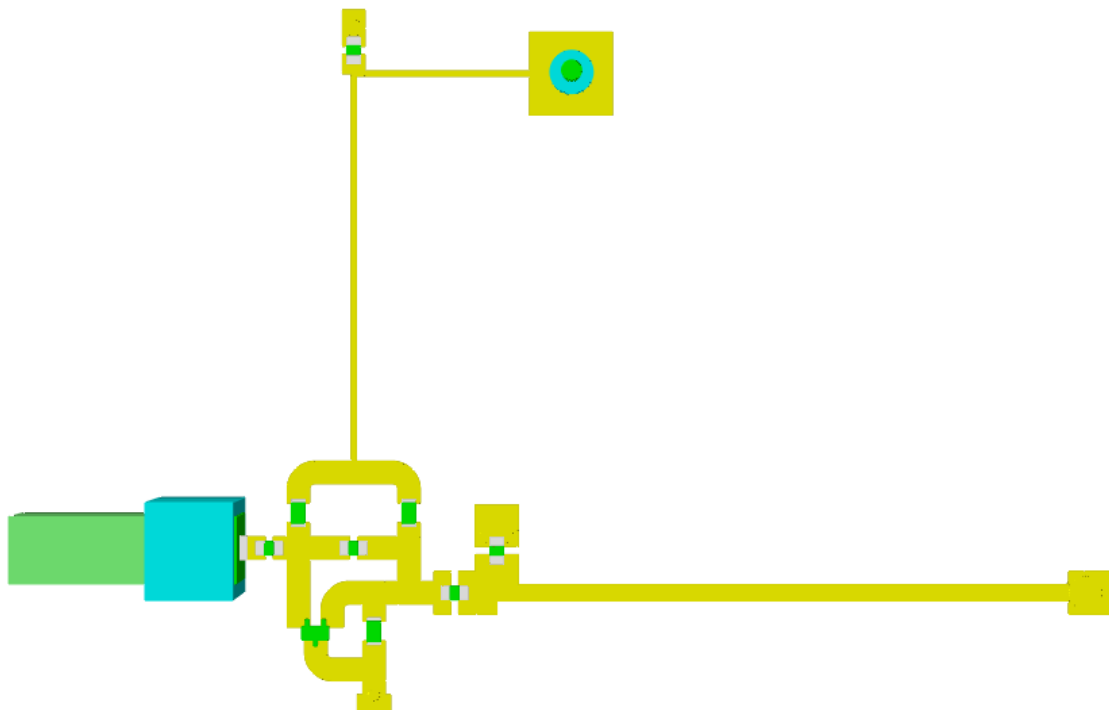


Figura 102. Layout oscilador con líneas de transmisión 3D I

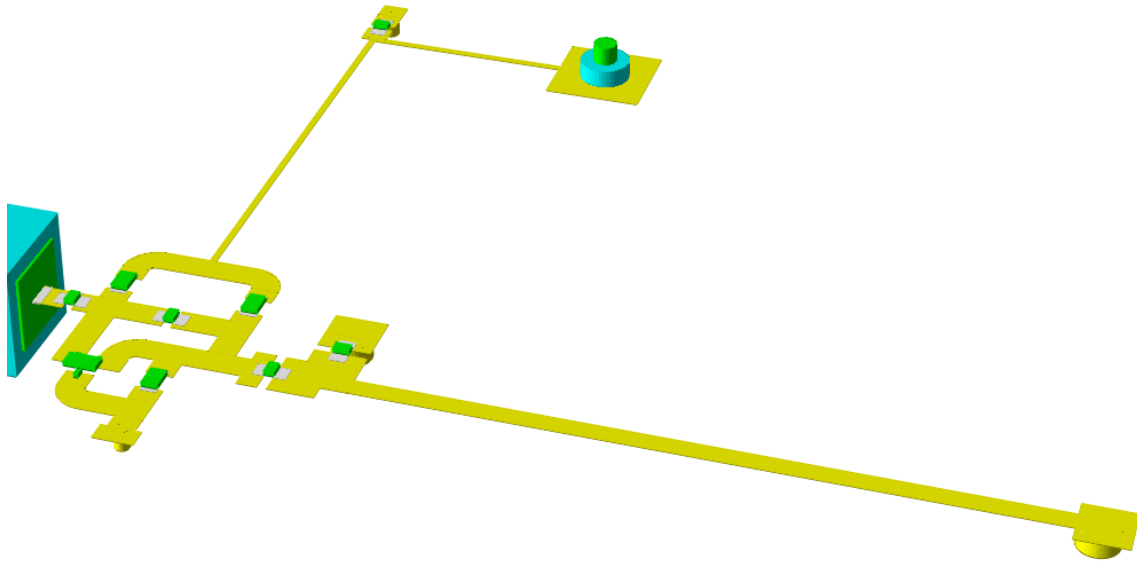


Figura 103. Layout oscilador con líneas de transmisión 3D II

Con el sustrato obtenemos el siguiente diseño:

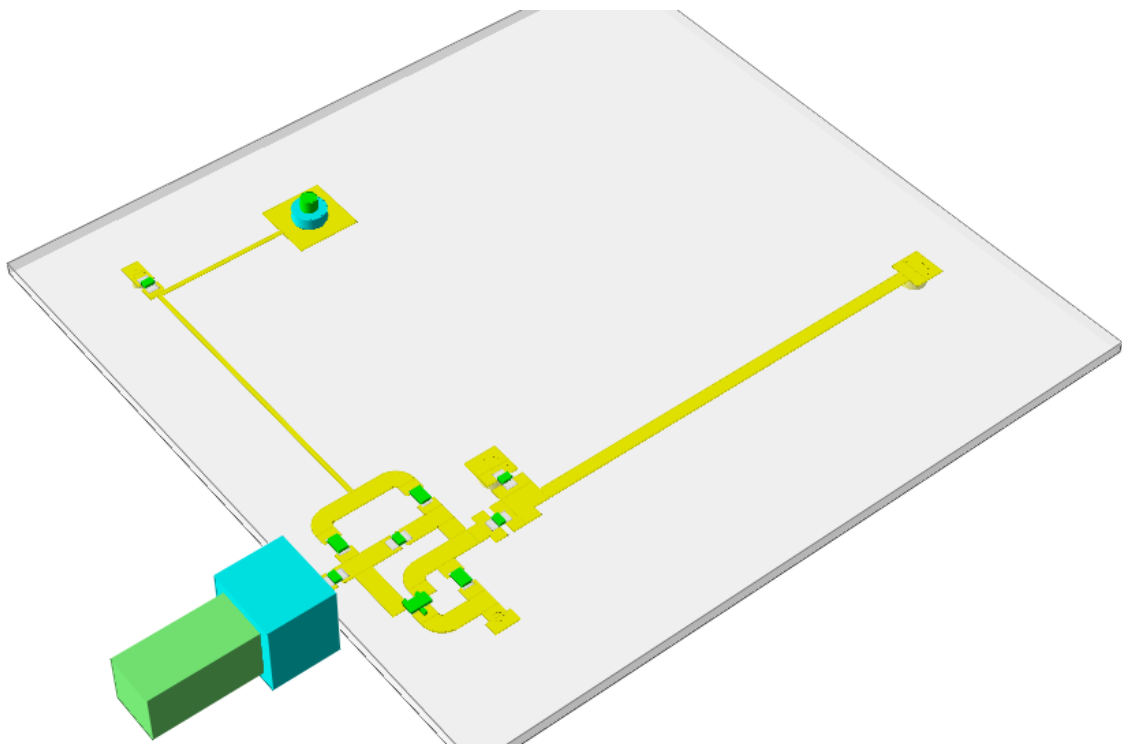


Figura 104. Layout oscilador con líneas de transmisión 3D II

La ganancia en bucle abierto del oscilador completo es el siguiente:

Para $C_S = 2.1 \text{ pF}$:

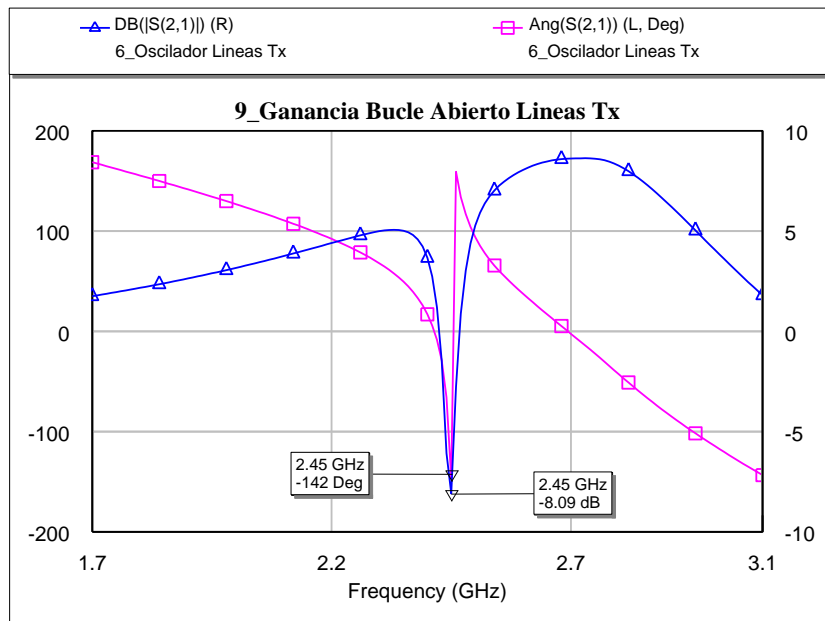


Figura 105. Ganancia en bucle abierto del oscilador

Para $C_S = 4 \text{ pF}$

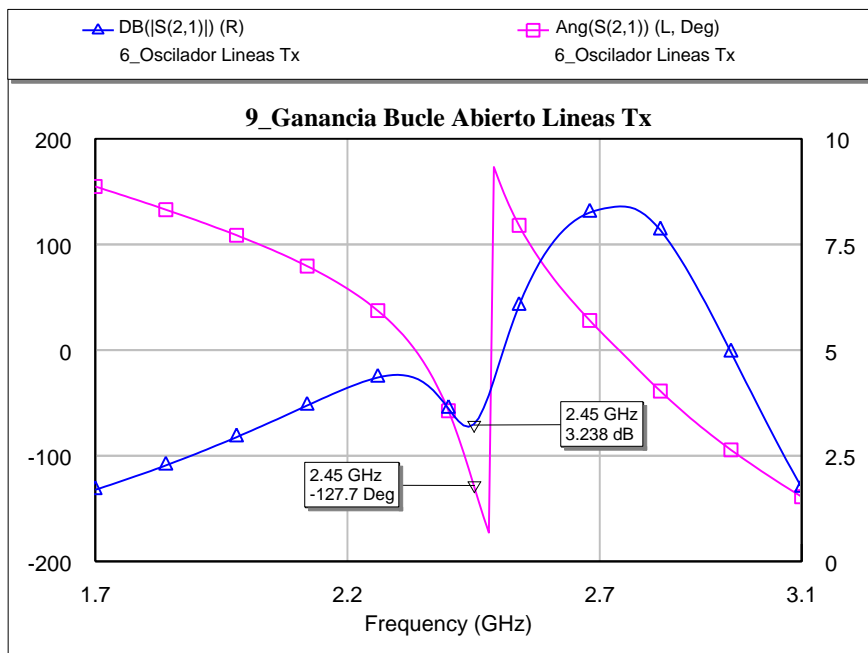


Figura 106. Ganancia en bucle abierto del oscilador

Al ser un oscilador compuesto de un resonador de línea de transmisión real, dependiendo de la configuración, la ganancia puede llegar a ser superior a 0dB, límite para que se cumpla la condición de arranque, al existir bastantes pérdidas, dependiendo de la configuración elegida puede no cumplirse la condición de arranque al no existir ganancia. Esto se debe principalmente a que las pérdidas inducidas por el subsistema de la red resonante son mayores que la ganancia introducida por la red activa.

Mediante este análisis se puede confirmar definitivamente que un oscilador compuesto por un resonador diseñado mediante una línea de transmisión real no es muy favorable debido a las grandes pérdidas que introduce el resonador. Por ello, la opción de utilizar un resonador mediante una línea coaxial es preferible debido al número reducido de pérdidas que introduce el coaxial, como se verá a continuación.

4.3. Oscilador con resonador Coaxial

El layout del oscilador compuesto por un resonador de línea de transmisión es el siguiente:

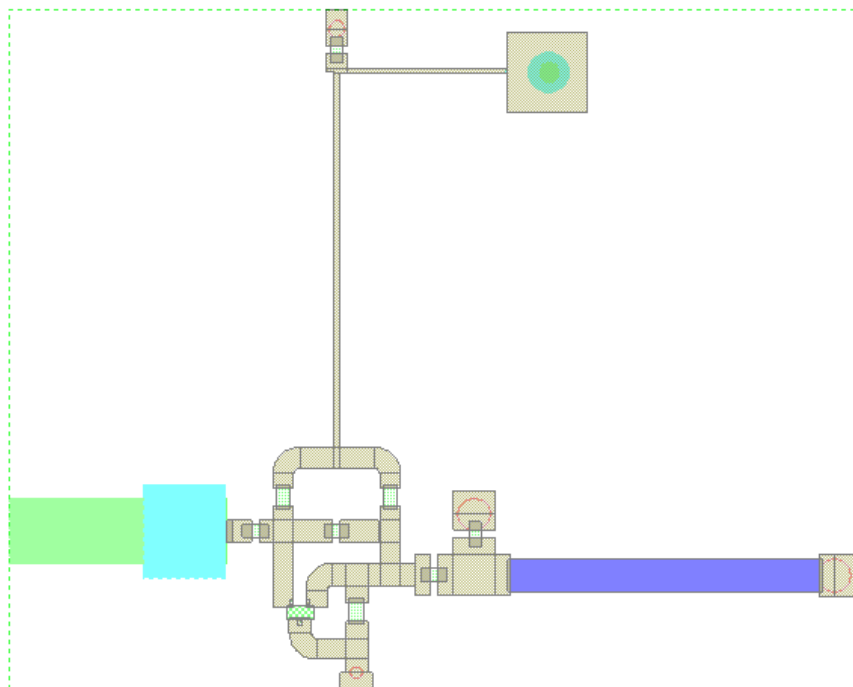


Figura 107. Layout oscilador coaxial

Mientras que el layout 3D es:

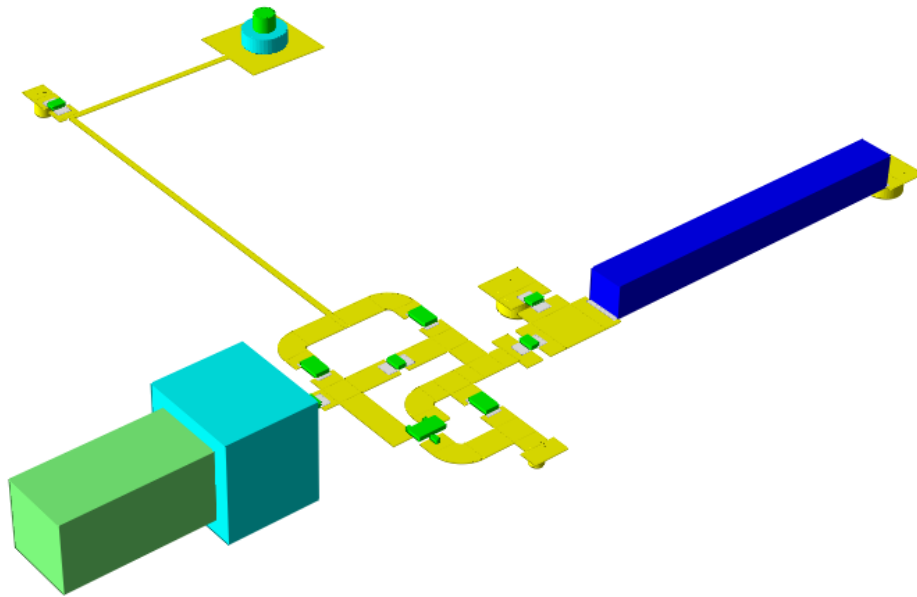


Figura 108. Layout oscilador coaxial 3D I

El diseño con el layout quedaría de la siguiente forma:

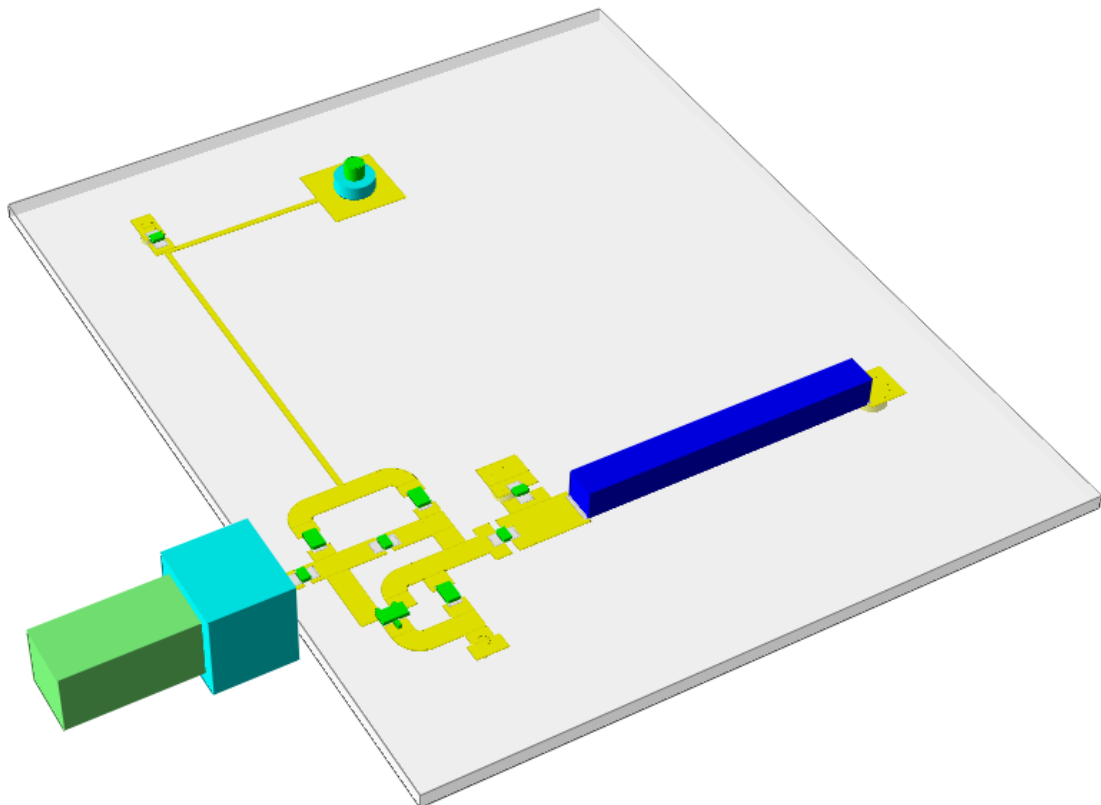


Figura 109. Layout oscilador coaxial 3D II

La ganancia en bucle abierto del oscilador completo es el siguiente:

Para $C_S = 0.433 \text{ pF}$:

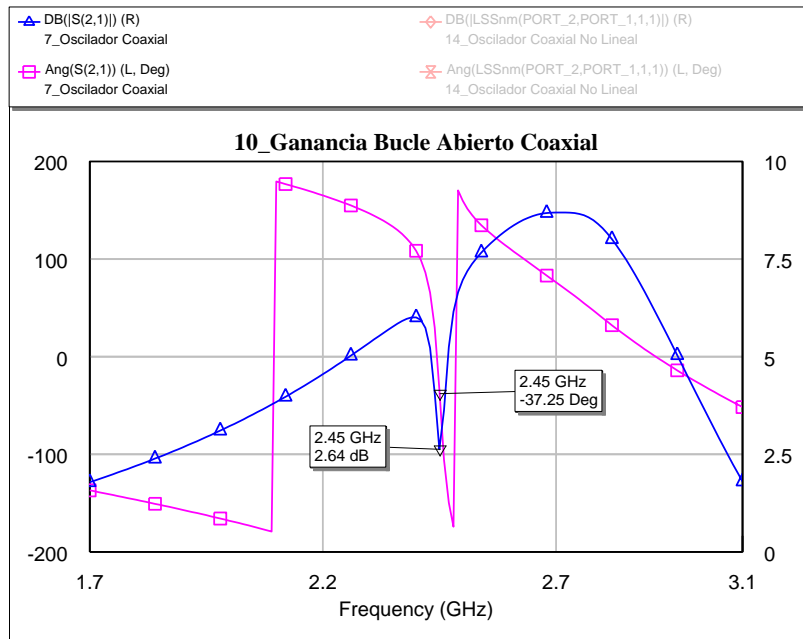


Figura 110. Ganancia en bucle abierto

Para $C_S = 1.18 \text{ pF}$

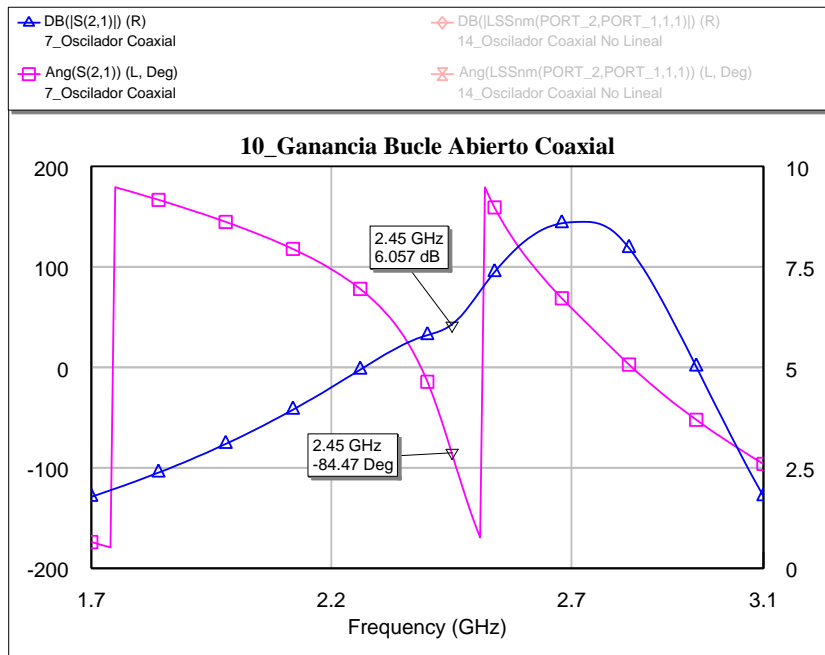


Figura 111. Ganancia en bucle abierto

El oscilador compuesto por un resonador coaxial, independientemente de la configuración, la ganancia es superior a 0dB, límite para que se cumpla la condición de arranque, al existir pérdidas reducidas. Para el oscilador final se elegirá la configuración que produce mayor resonancia, debido a que esta mayor resonancia ayudará a conseguir la condición de fase de oscilación.

4.4. Oscilador con resonador Coaxial No Lineal

A continuación se estudiará el fenómeno de saturación de resistencia negativa que presenta de momento únicamente la red activa.

Para ello se deberá generar primero un esquemático que presente un banco de medida de balance de armónicos para realizar la simulación no lineal de la red activa, en función de la potencia de entrada, pues hasta ahora no se ha considerado ninguna potencia de entrada, es decir, hasta ahora se realizaba un estudio lineal del oscilador.

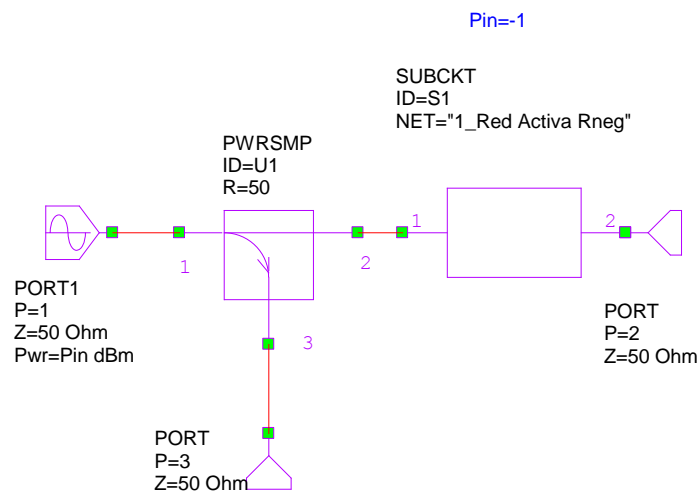


Figura 112. Análisis no lineal de la red activa

Para realizar el estudio no lineal, se medirá el coeficiente de reflexión de la red activa pero esta vez en régimen no lineal, es decir, al introducir la suficiente potencia como para considerar que no estamos en pequeña señal. Ahora se estarán teniendo en cuenta los fenómenos no lineales derivados de la inserción de potencia.

Si la potencia introducida es muy reducida, el resultado será similar a la simulación lineal, también llamada simulación en pequeña señal. Sin embargo, al aumentar la potencia de entrada, el dispositivo activo dejará de funcionar linealmente.

Por tanto en la simulación realizada a continuación se determina a que potencia de entrada el fenómeno de resistencia negativa se satura. Concretamente esta saturación se produce con una potencia de entrada de -1 dBm, pues esta potencia no produce ganancia o lo que es lo mismo, resistencia negativa.

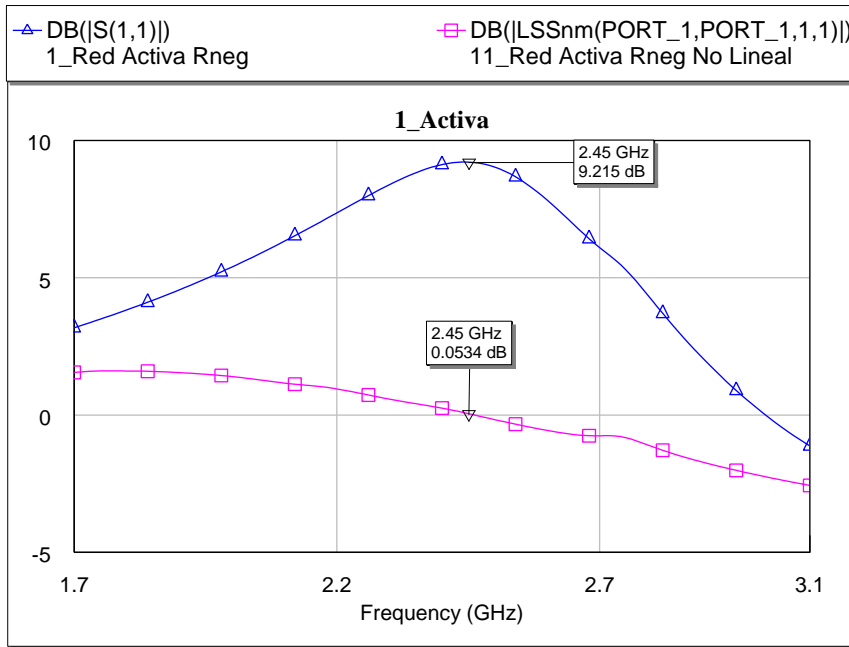


Figura 113. Límite de saturación de la red activa

Pero esta no será la potencia máxima que se podrá introducir en el oscilador, pues también se ha de tener en cuenta la red reactiva, por lo tanto, a continuación se realizará un análisis similar al anterior pero teniendo en cuenta el oscilador completo.

Para aplicar la simulación no lineal al oscilador total, se creará antes un nuevo esquemático que contenga el oscilador completo con la configuración deseada y el puerto de balance de armónicos para insertar potencia.

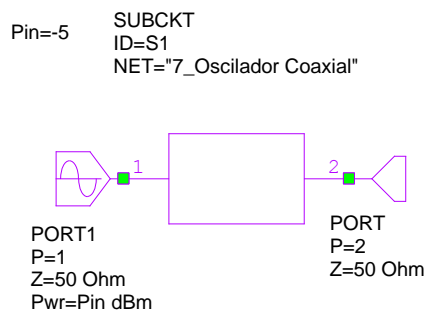


Figura 114. Análisis no lineal del oscilador

Al igual que el análisis realizado con el sub-circuito de la red activa, se partirá de un valor de potencia muy pequeño, de modo que la respuesta sea similar al análisis lineal, dicha potencia se irá elevando hasta conseguir una ganancia de bucle de 0 dB, determinando así, la potencia de entrada máxima para que se cumpla la condición de oscilación final. Esta potencia es de -5 dB, que como se observa, es menor a la potencia obtenida al analizar únicamente la parte activa, debido principalmente a las pérdidas que introduce el resonador.

Estos resultados se han obtenido utilizando la configuración del resonador coaxial que produce mayor resonancia y por lo tanto, mayores pérdidas.

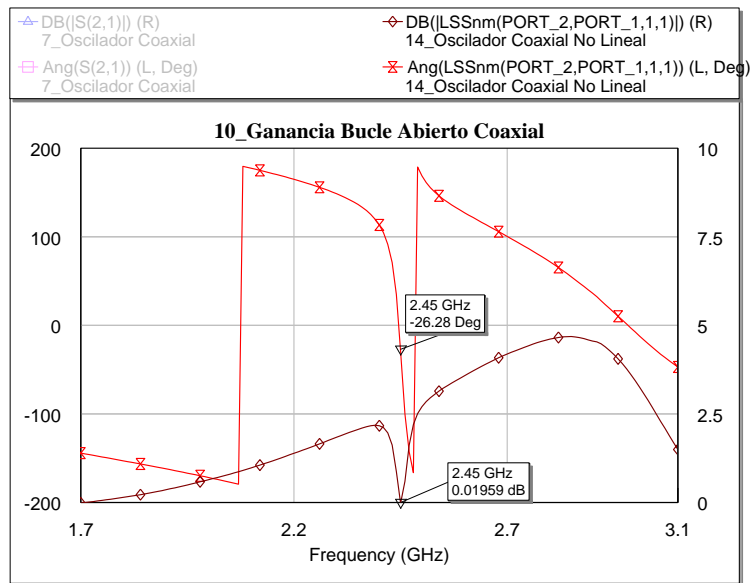


Figura 115. Límite de saturación del oscilador

Como se observa, para potencias menores a -5dB se cumple la condición de oscilación en cuanto a la ganancia para el arranque, mientras que la condición de fase no se cumple por poco. Para asegurarnos de que se cumpla variaremos ligeramente la longitud del coaxial, hasta que esta fase sea nula. Concretamente se ha tenido que acortar 0.05mm. Es una longitud mínima gracias a que el resonador es tan resonante que la fase es muy cambiante.

La solución optimizada será:

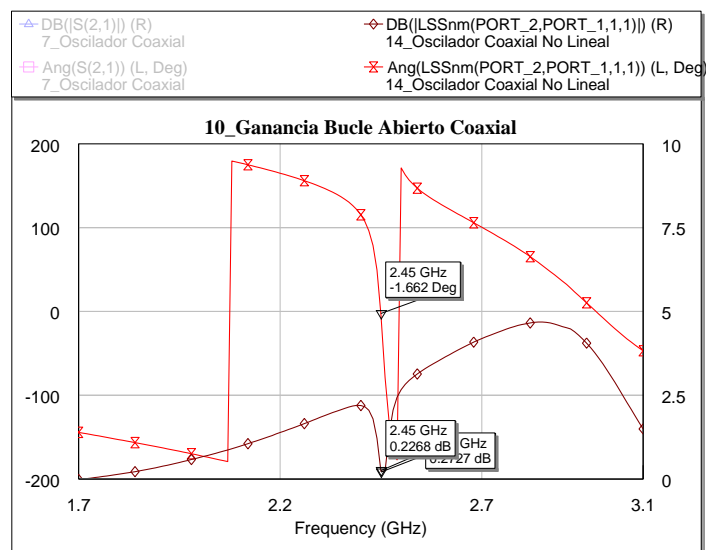


Figura 116. Respuesta del oscilador después de optimizar la red resonante

Por tanto, el resonador final tendrá las siguientes especificaciones:

$$C_s = 0.433 \text{ pF}$$

$$C_p = 2.09 \text{ pF}$$

$$L_{\text{coax}} = 19.31 \text{ mm}$$

$$P_{\text{max}} = -5 \text{ dBm}$$

4.5. Señal de Salida del Oscilador Coaxial No Lineal

Además de la frecuencia de oscilación, en un oscilador un parámetro de gran importancia es la potencia de salida, por ello a continuación se medirá la señal de salida del oscilador. El circuito a analizar es el siguiente:

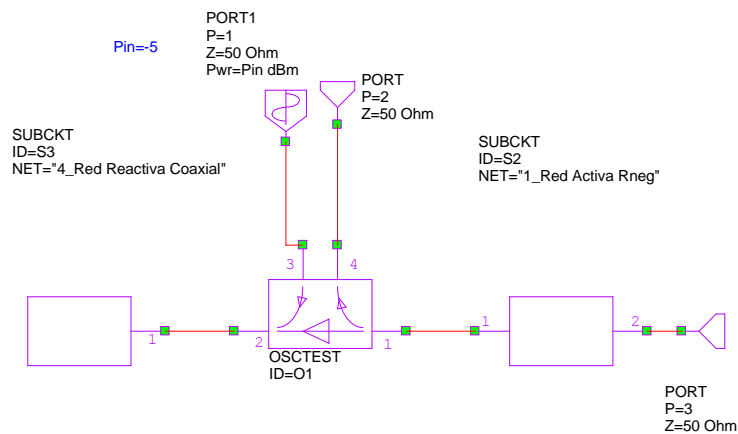


Figura 117. Circuito diseñado para determinar la señal de salida

Para realizar dicho análisis se medirá la señal de salida y entrada del oscilador a la frecuencia de oscilación y a la potencia de oscilación determinada anteriormente mediante la condición de oscilación.

El primer análisis a realizar será la medida de la tensión no lineal en el tiempo, de modo que se pueda observar la comparación entre el nivel de potencia de la señal de entrada y salida a la potencia a la que empieza a cumplirse la condición de oscilación. El resultado obtenido es el siguiente:

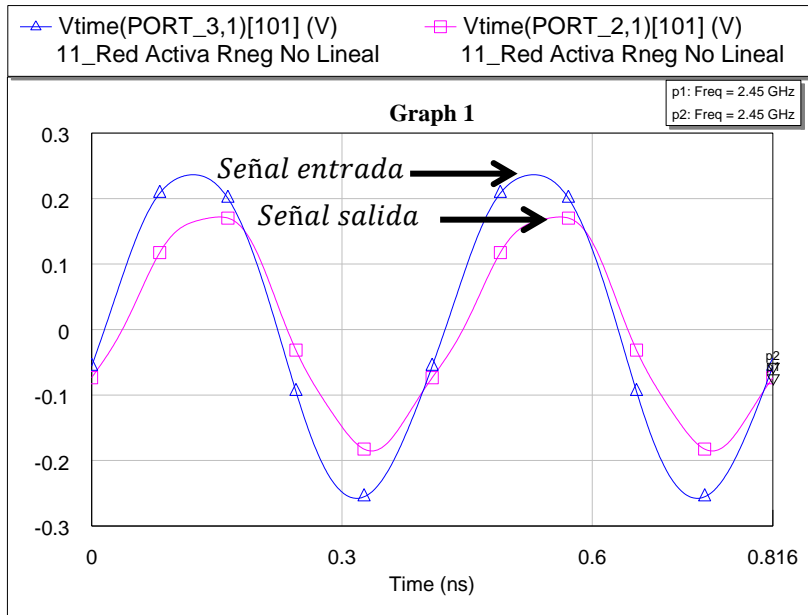


Figura 118. Medida de la tensión de salida no lineal en el tiempo

En la gráfica se puede observar como la señal de salida no es una señal armónica pura, sino que está claramente distorsionada. Esto es debido a que el transistor está trabajando en un régimen bastante no lineal, de manera que además de amplificar la señal de entrada, genera un conjunto de armónicos a la salida.

Para observar el conjunto de armónicos que se generan se realizará un análisis espectral, obteniendo el siguiente resultado:

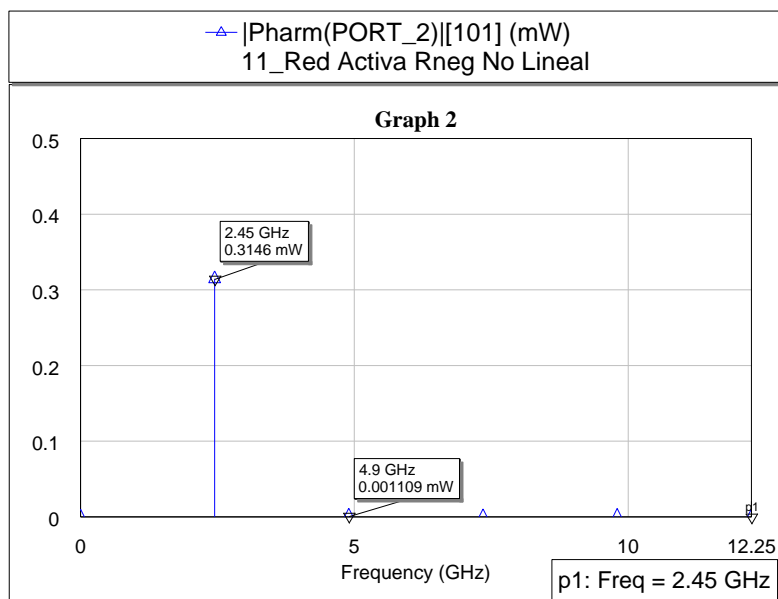


Figura 119. Análisis espectral

Capítulo 4. Conclusiones y líneas futuras

1. Conclusiones

En este proyecto fin de carrera se ha mostrado el diseño paso a paso de un oscilador y un amplificador a la frecuencia de 2,45 GHz a partir del software de simulación y diseño asistido por ordenador de circuitos de alta frecuencia (Microwave Office). A partir del cual se han analizado las distintas configuraciones de los sistemas analizados, pudiendo observar de forma gradual como se ha pasado de un diseño ideal a uno real, lo cual le dota a este proyecto un matiz didáctico, pues analiza y explica de forma muy directa los cambios producidos a lo largo de las distintas fases de diseño de un circuito.

En el caso del amplificador, se ha podido ver su evolución desde que es diseñado a partir de líneas ideales hasta que todas las líneas de transmisión que la componen son reales. A partir de este circuito, además de explicar el funcionamiento del mismo, se ha hecho hincapié en la influencia inevitable de las líneas de conexión, cuyas respuestas únicamente se pueden corregir a partir de la optimización de las líneas de optimización utilizadas para adaptar el amplificador.

Mientras que en el caso del oscilador, se han analizado principalmente dos configuraciones distintas, las cuales dependen valor del condensador de resonancia paralelo y el condensador de resonancia serie. A partir de estas configuraciones se llega a la conclusión de que se necesita un compromiso atenuación/ resonancia, debido a que estos parámetros son inversamente proporcionales. Si se quiere una gran resonancia se producirán grandes pérdidas, las cuales serán más difíciles de compensar con la ganancia que proporciona la red activa. Mientras que si buscamos baja atenuación, la resonancia también será baja, lo cual provocará que el cambio de fase sea más lineal y por tanto aumentará la dificultad a la hora de optimizar la respuesta del oscilador para que se cumpla la condición de oscilación de fase.

Siguiendo con el oscilador, también se han analizado las diferencias entre una red resonante diseñada mediante líneas de transmisión y un resonador coaxial. El resultado obtenido nos informa que para un mismo group delay, el resonador coaxial produce menos pérdidas y por tanto, ayuda a que se cumpla con más facilidad la condición de módulo de oscilación. Aunque una desventaja que podríamos achacarle al resonador coaxial es el gran espacio que ocupa si se compara con una línea de transmisión.

2. Líneas futuras

Las líneas futuras que se podrían proponer a este proyecto final de carrera estarán principalmente relacionadas con la realización de unas prácticas para alguna asignatura relacionada con las microondas debido a su aspecto didáctico. Dado este posible aplicación, he realizado un primer borrador de lo que podrían ser estas prácticas, las cuales se encuentran en el anexo I y anexo II.

Este proyecto podría ser fácilmente ampliable incluyendo distintos análisis sobre estos circuitos, como pueda ser la medición del ancho de banda, simulaciones dinámicas de las ondas electromagnéticas, etc. Así como el diseño de otros circuitos.

Anexo I



Universidad Politécnica de Cartagena

Grado en Ingeniería en Sistemas de
Telecomunicación

4º Curso - Primer cuatrimestre

**1-ANÁLISIS Y DISEÑO DE AMPLIFICADORES
DE MICROONDAS EN LA BANDA WiFi EN
TECNOLOGÍA MICROSTRIP – FR4**

Contenido

1. *Objetivos de esta práctica*
2. *Manual de usuario de Microwave Office*
3. *Práctica 1: Amplificador*
 - 3.1. *Amplificador ideal*
 - 3.1.1. *Creación del esquemático*
 - 3.1.2. *Etapa de entrada*
 - 3.1.3. *Etapa de salida*
 - 3.1.4. *Amplificador*
 - 3.2. *Amplificador real sin redes de polarización ni líneas de conexión*
 - 3.2.1. *Etapa de entrada*
 - 3.2.2. *Etapa de salida*
 - 3.2.3. *Amplificador*
 - 3.3. *Amplificador con líneas de conexión y sin red de polarización.*
 - 3.3.1. *Etapa de entrada*
 - 3.3.2. *Etapa de salida*
 - 3.3.3. *Amplificador*
 - 3.4. *Amplificador real I*
 - 3.4.1. *Etapa de entrada*
 - 3.4.2. *Etapa de salida*
 - 3.4.3. *Amplificador*
 - 3.5. *Amplificador real II*
 - 3.6. *Amplificador real III*

1. OBJETIVOS DE ESTA PRÁCTICA

Notas:

Es necesario que el alumno haya estudiado el manual de prácticas con anterioridad al desarrollo de las mismas, para el aprovechamiento óptimo de cada práctica. Asimismo, es necesario que haya comprendido los conceptos fundamentales que se manejan en cada sesión práctica, así como el tipo de resultados que debe obtener al realizar las simulaciones por ordenador.

Recursos:

Para la realización de la práctica cada grupo de dos alumnos dispondrá de un PC, en el que estará instalada una versión con licencia del programa Microwave Office.

Esta práctica presenta un software de simulación de circuitos de alta frecuencia, llamado "Microwave Office" (MWO). Para aprender a manejarlo y entender sus diferentes opciones y herramientas de análisis y diseño, se realizará el estudio de un amplificador de microondas. Se realiza primero un diseño con líneas ideales, para luego pasar al análisis con líneas reales y aplicar las correcciones oportunas para obtener el "layout" definitivo.

Objetivos de la práctica:

Al finalizar la práctica, el alumno debe haber desarrollado las siguientes competencias:

- Saber manejar el programa de simulación de circuitos de microondas "Microwave Office".
- Simular la respuesta en frecuencia de los parámetros S de los distintos amplificadores. Deducir el funcionamiento del amplificador.
- Comprobar que el diseño se realiza a una frecuencia central, en torno de la cual cada dispositivo tiene una respuesta en frecuencia, en la que se observa cómo se degradan sus parámetros S respecto de los valores óptimos de adaptación y transmisión.
- Asimilar las diferencias entre la simulación con líneas ideales y la simulación con líneas reales. Saber caracterizar el sustrato dieléctrico que se utiliza en tecnología impresa.
- Utilizar la herramienta "TxLine" para transformar las especificaciones eléctricas de las líneas impresas (impedancia característica y longitud eléctrica) en dimensiones físicas (anchura y longitud), dado un determinado sustrato dieléctrico.
- Comprender los efectos indeseados que introducen las discontinuidades, e intentar corregirlos para obtener la respuesta en frecuencia deseada.
- Obtener el "layout" del circuito impreso diseñado. Entender el proceso de diseño y fabricación de un circuito impreso a partir de las especificaciones iniciales.

2. MANUAL DE USUARIO DE MICROWAVE OFFICE

El programa Microwave Office 2001 es un entorno de trabajo muy cómodo de manejar, como se verá próximamente, y constituye una herramienta de gran interés para el desarrollo de circuitos de microondas.

Hace sólo unos años, el único software realmente interesante para la simulación de circuitos de microondas era el desarrollado por EESOF, conocido por TOUCHSTONE (y posteriormente LIBRA, cuando empezó a simular también circuitos no lineales). Este software, desarrollado inicialmente para PC, pasó rápidamente a ser un estándar en estaciones de trabajo. Posteriormente la empresa fue absorbida por HP, pasando, desde aproximadamente el año 2000, a ser conocido como ADS (Advanced Design System). Su entorno de trabajo era, inicialmente, en modo texto. Pero al pasar a estaciones de trabajo apareció el modo gráfico, que es como en la actualidad se utiliza. ADS, aunque está especialmente preparado para estaciones de trabajo, también tiene una versión para PC.

Paralelamente a estos avances por partes de HP (conocida ahora como AGILENT), otras empresas empezaron a crear entornos de simulación de circuitos de microondas. Entre estos programas cabe destacar el que presentaremos a continuación, y que será el utilizado en la asignatura de Laboratorio de Transmisión por Soporte Físico. Este software funciona sobre PC, con las ventajas que esto supone en los laboratorios docentes, y está desarrollado por la empresa AWR (Applied Wave Research, Inc).

Sus posibilidades son absolutamente comparables a las de ADS, siendo incluso los nemotécnicos que utilizan ambos programas para representar los distintos elementos que conforman las redes de microondas iguales. Destacar también que este programa está basado en modo gráfico, de tal forma que los circuitos se pueden ir construyendo mediante iconos, de igual forma que se suele hacer en los programas de estación de trabajo.

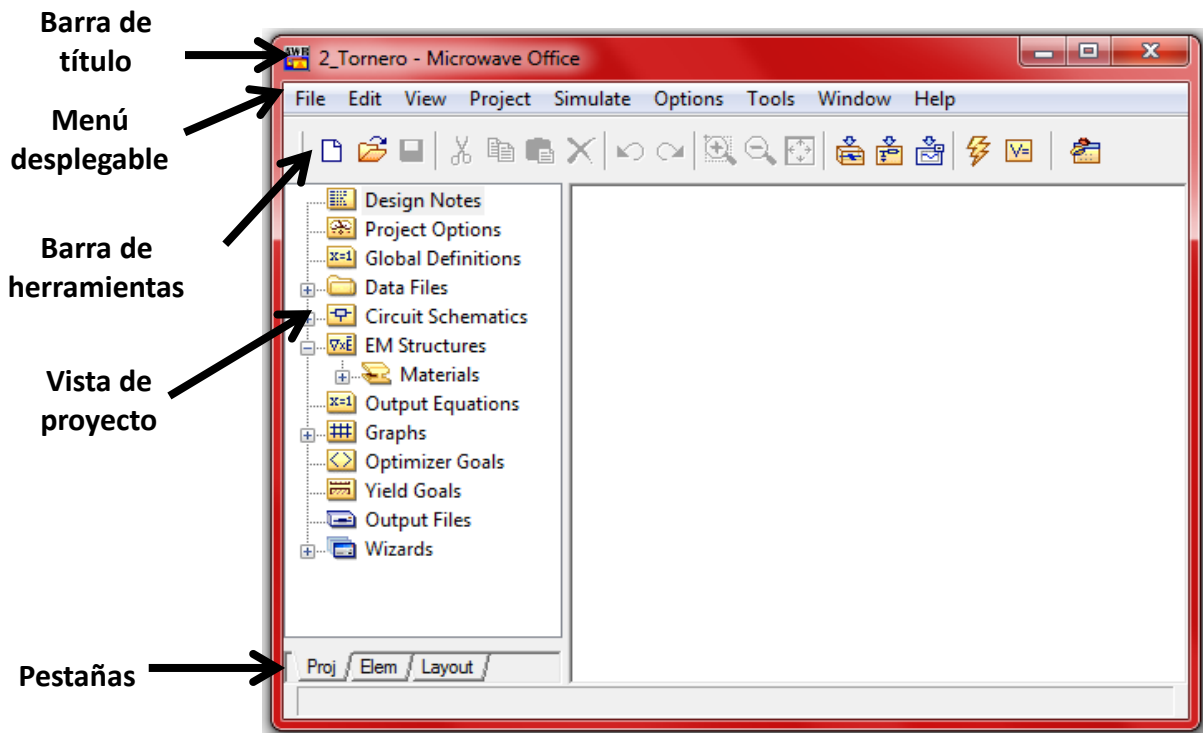
Y para terminar, decir que este programa tiene, además posibilidad de análisis electromagnético de circuitos planares. Como sabemos, existen dos formas básicas de simular circuitos de microondas: la primera, bastante más rápida pero algo menos exacta, se basa en la creación de circuitos y modelos equivalentes circuitales de las redes a simular; el segundo método se basa en la simulación completa de los campos electromagnéticos que existen en la red a simular. Evidentemente, este segundo método será mucho más preciso, ya que resuelve los campos totales, pero por el contrario su velocidad de proceso será muy lenta.

En general, tanto ADS como Microwave Office utilizan el primer método a base de precisos modelos equivalentes de las diferentes redes que forman la red global. Será en este tipo de simulaciones en las que nos centraremos. Pero, aun así, decir que Microwave Office presenta la opción de análisis electromagnético completo en el caso de circuitos planares. No entraremos en cómo se realiza dicho análisis, pero queda en conocimiento del estudiante su existencia y, caso de que fuera de su interés, puede recurrir a los manuales del programa.

Así pues, en las próximas páginas se presentara un breve manual de usuario de este software de simulación, con algunos ejemplos. El manual de usuario está basado en el

original del propio programa en inglés, que se puede consultar en cualquiera de los puestos de trabajo en su versión completa.

La ventana que aparece al iniciar el programa, y que constituirá nuestro entorno de trabajo, es la que se presenta en la figura.





En ella podemos ver los elementos fundamentales: por un lado, la *barra de título*, el *menú desplegable* y la *barra de herramientas*. Estos constituyen elementos habituales en cualquier aplicación Windows. Posteriormente entraremos a ver los significados y utilidades de los distintos botones, aunque en general, el entorno es bastante intuitivo.

Los otros tres elementos de la ventana principal son más propios de un entorno de trabajo de simulación. Así, tenemos la *vista de proyecto*, el *espacio de trabajo* y las *pestañas*.

La vista de proyecto constituye una ventana desde la que podremos acceder a todas las posibilidades que ofrece el Microwave Office para manejar circuitos de microondas. A través de pestañas también podemos acceder a otras posibilidades dentro del mismo proyecto. Y, por último, el espacio de trabajo es donde tendremos representado el circuito que deseamos simular, tanto en su forma de esquemático, como en layout del circuito, como las gráficas con los distintos parámetros que queremos medir del circuito.

Antes de entrar en el manejo propio del simulador a través de un ejemplo, que será sin duda la mejor forma de aprender su manejo, vamos a hacer una breve mención de las distintas opciones que conforman el panel *vista de proyecto*:

ICONO	DESCRIPCIÓN
 Design Notes	Block de notas sobre el proyecto
 Project Frequency	Establece diversas opciones globales de análisis.
 Global Equations	Establece operaciones globales
 Schematics	Para crear un nuevo circuito esquemático
 EM Structures	Para crear una nueva estructura electromagnética.
 Conductor Material	Para definir el material
 Output Equations	Establece operaciones particulares entre variables de salida.
 Graphs	Para crear gráficos de resultados
 Optimizer Goals	Para establecer objetivos de respuesta
 Yield Goals	Para establecer estadísticas
 Output Files	Establece ficheros de salida de resultados
 Wizards	Para obtener una guía de diseño

De todas estas posibilidades, las que más utilizaremos serán las que establecen las frecuencias de análisis, la que define los esquemáticos, la que crea gráficos de salida, la que establece los objetivos a cumplir por parte del circuito para la optimización correspondiente y la opción que crea un fichero de salida de datos, para su posterior manejo con otros programas, como por ejemplo MATLAB.

Por último, decir que, como en la mayoría de aplicaciones Windows, el botón derecho del ratón también tiene su utilidad, y permite abrir diversos submenús en cada una de las opciones, así como también podemos acelerar algunas operaciones a través de los botones de la barra de herramientas, que cambian de forma contextual según la operación que estemos realizando, y las ventanas que tengamos abiertas.

Para continuar, vamos a crear nuestra primera red de microondas a simular, y así iremos recorriendo las distintas opciones y posibilidades que ofrece Microwave Office.

Seguidamente realizaremos diversos ejemplos de redes, con el doble propósito de consolidar y completar los conocimientos vistos en clases teóricas, además de familiarizarnos con el programa. Empezaremos con la **práctica 1, con un amplificador**. Después veremos en la siguiente práctica, la practica 2, un oscilador.

3. PRÁCTICA 1: Amplificador

3.1. Amplificador Ideal

Este primer ejemplo nos va a servir para ver cómo crear una red y cómo simularla, sin detenernos en el proceso de diseño.

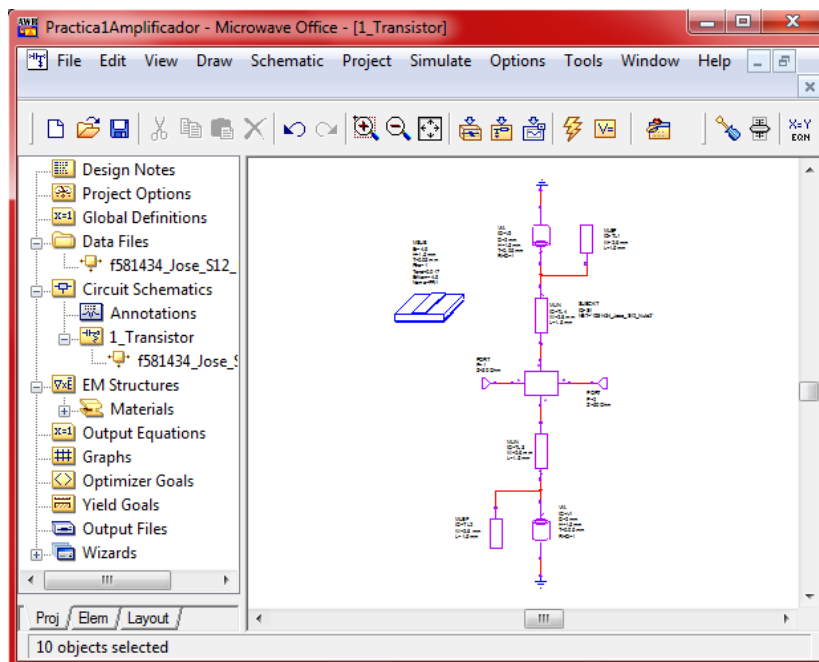
Para ello pasaremos por las siguientes fases:

- Creación del esquemático.
- Definición de frecuencias de trabajo.
- Añadir gráficos y medidas.
- Simulación y análisis del circuito.

Veamos pues, cada una de estas fases por separado.

3.1.1. Creación del esquemático

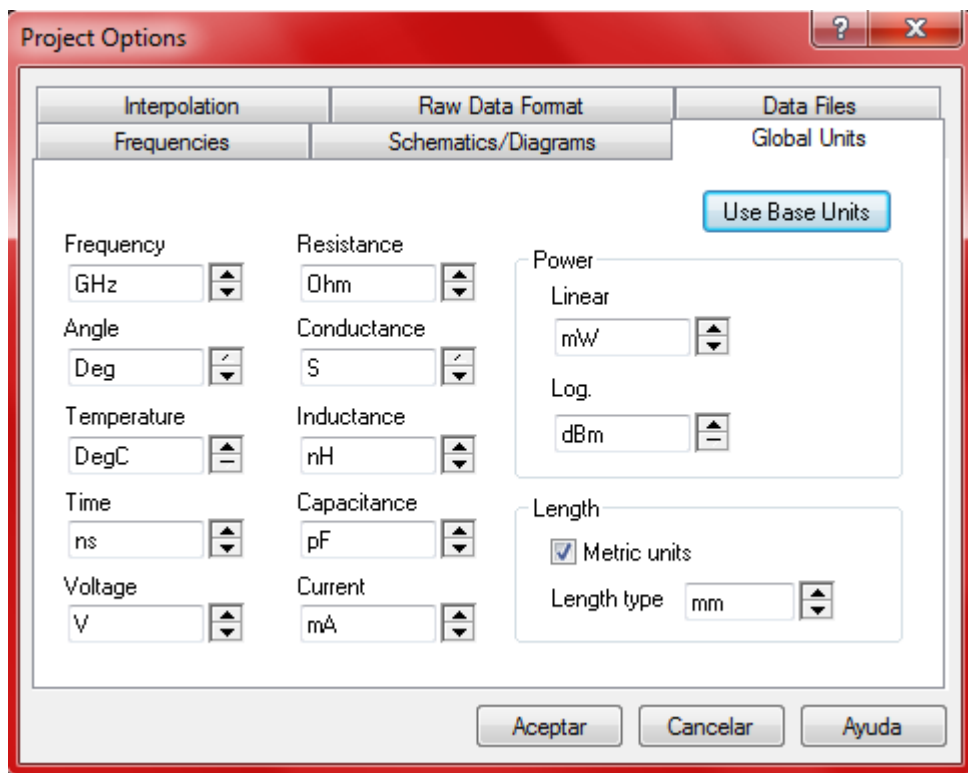
Para empezar, vamos a cargar el esquemático mostrado en la figura. Para ello vamos al menú **File** → **Open Project** y cargamos el fichero "**Practica1Amplificador.emp**". En el navegador del proyecto (pestaña Proj.), veremos que en el nodo **Circuit Schematics** aparece un esquemático con el nombre "**Transistor**", del cual a su vez cuelga un fichero de datos llamado "**f581434_Jose_S12_Nulo2**". Básicamente, el circuito está formado por un transistor cuyo modelo de comportamiento está guardado en un fichero (**f581434_Jose_S12_Nulo2**) contenido en el mismo esquemático.



El siguiente paso consistirá en definir las unidades que vamos a utilizar en el proyecto. Esta es la opción más cómoda, es decir, seleccionar las mismas unidades para todo el proyecto. Se pueden definir unidades propias para cada esquemático que hagamos, pero no es en absoluto recomendable, debido a la elevada probabilidad de olvidarnos de estos cambios y cometer errores.

Para establecer las unidades, seleccionamos del menú desplegable **Options -> Project Options -> Global Units**, para ver la pantalla de la figura. En esta pantalla podemos seleccionar las unidades que nos interesan. De todas formas, conviene estar especialmente atentos en las de longitud, ya que un error típico entre los españoles es confundir las unidades *mil* anglosajonas, y que se corresponden con milipulgadas, con *mm*, que son milímetros.

Una opción muy aconsejable es dejar las unidades como aparecen en la figura.



Antes de simular compruebe que en Project **Options**→**Frequency Values** vaya de 0.1 a 4 GHz en pasos de 0.01.

El siguiente paso es crear ya nuestro esquemático. Para ello podemos desplegar el menú **Project** → **Add Schematic** → **New Schematic**.

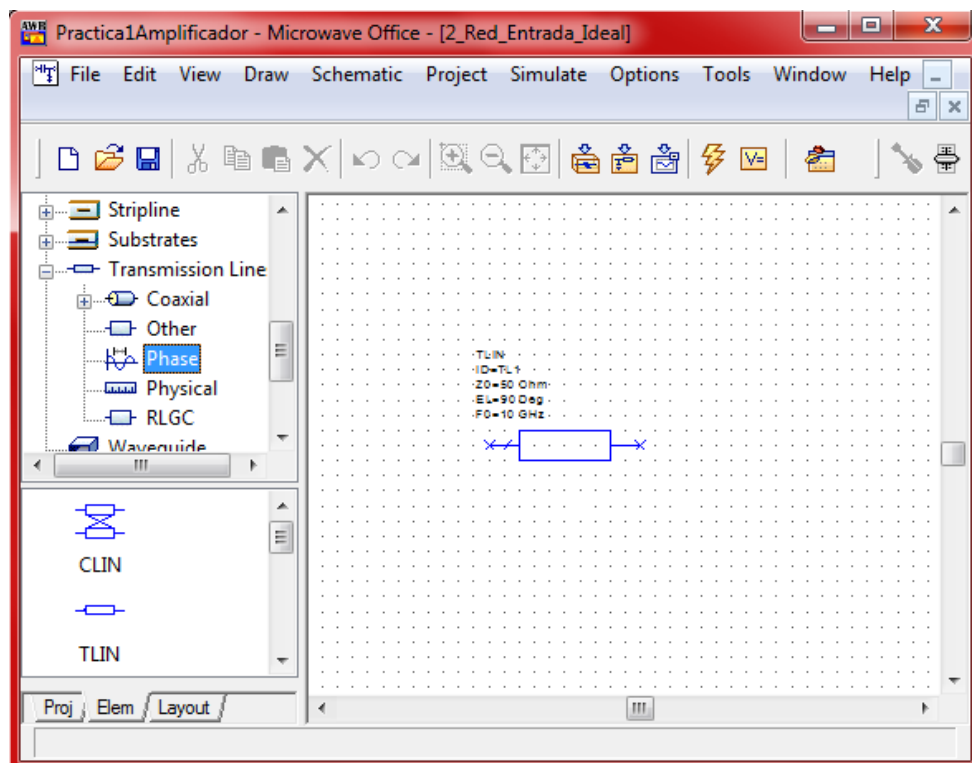
Al seleccionar la creación de un nuevo esquemático, se nos pedirá un nombre a crear. Por ejemplo, "2_Red_Entrada_Ideal".

Observamos cómo se ha creado una ventana en la zona de trabajo, denominada "2_Red_Entrada_Ideal", y que, además, también ha cambiado el menú desplegable y la barra de herramientas.

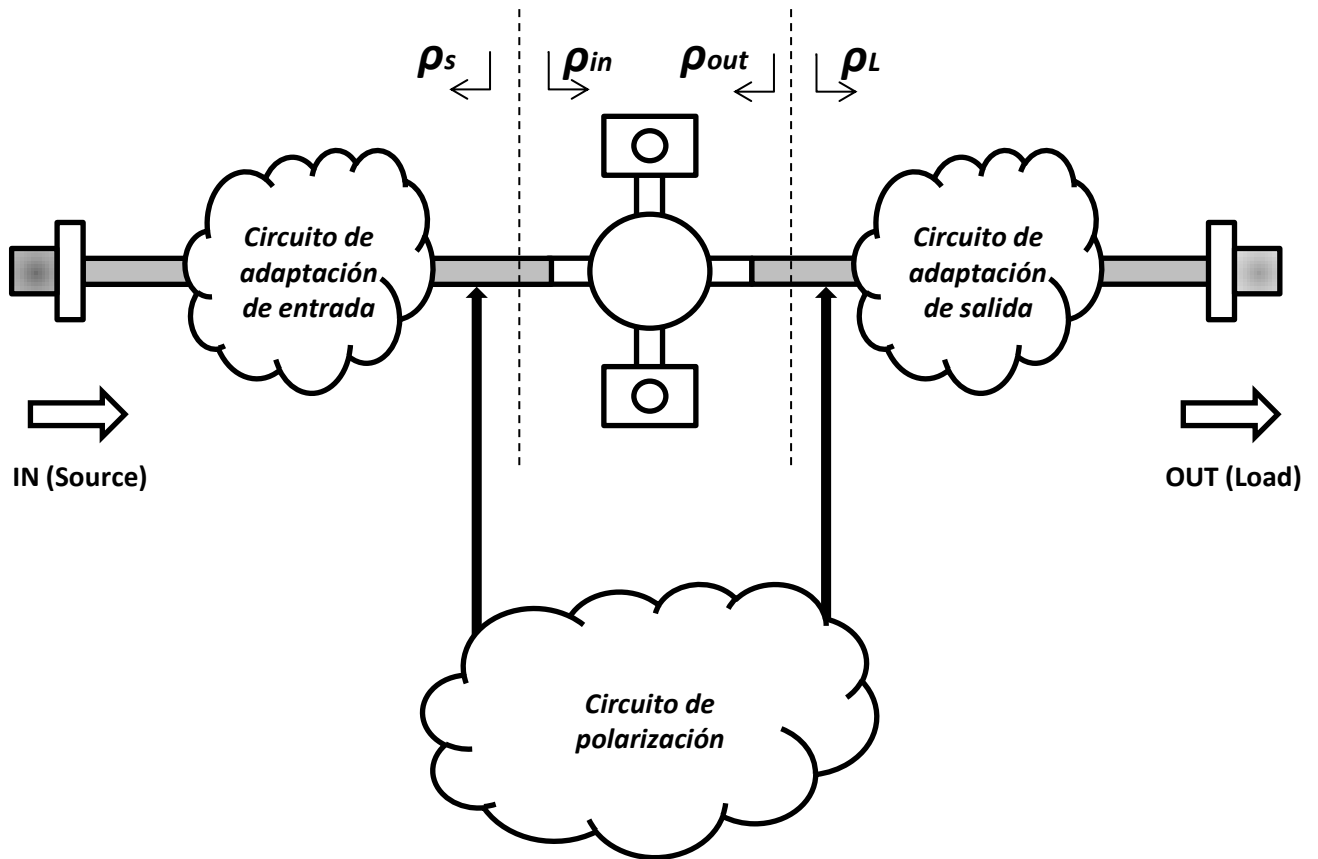
3.1.2. Etapa de entrada.

Para realizar el diseño de la etapa de entrada en primer lugar, se colocará el primer elemento de la etapa de adaptación de entrada, por ejemplo la línea de transmisión de $\lambda/4$, para ello, seleccionamos en la parte de debajo de la ventana principal *pestañas*, la pestaña que indica *Elem*. Vemos que la parte superior ha cambiado, de tal forma que se nos ofrecen gran cantidad de elementos que pueden formar parte de nuestro circuito. Se observa cómo podemos simular elementos concentrados, elementos microstrip (serán los que necesitaremos a continuación), elementos stripline, elementos lineales y no lineales, ideales, etc. Esta lista es la proporcionada por defecto por el programa, pero puede ampliarse por medio de programación o bien añadiendo de elementos medidos aparte. No entraremos más en estos temas, que son de más profundidad, y dejamos eso para usuarios más avanzados.

Siguiendo con la etapa de adaptación de entrada ideal, vemos que hemos seleccionado la opción de líneas de transmisión (*Transmission Lines*), de la sección de fase (*Phase*), el elemento **TLIN**. El elemento **TLIN** lo podemos pinchar y arrastrar hacia la ventana del esquemático, y lo soltamos donde nos interese (nótese, que mientras no lo soltemos, con el botón derecho podemos darle vueltas para colocarlo en la posición que más nos interese). Para saber más de cada elemento, lo mejor será acudir a la ayuda del programa que nos indicará cuáles son los parámetros que caracterizan a cada elemento. En este primer circuito, el elemento final que nos falta es el stub ideal **TLSC o TLOC**, dependiendo de si el stub está acabado en circuito abierto o cortocircuito. Dicho elemento se encuentran dentro de la pestaña elementos (*Elem*), en el menú *Transmission Lines*, dentro de la sección *Phase*.



En la siguiente figura se puede observar un esquema de cómo deberá quedar nuestro amplificador adaptado.



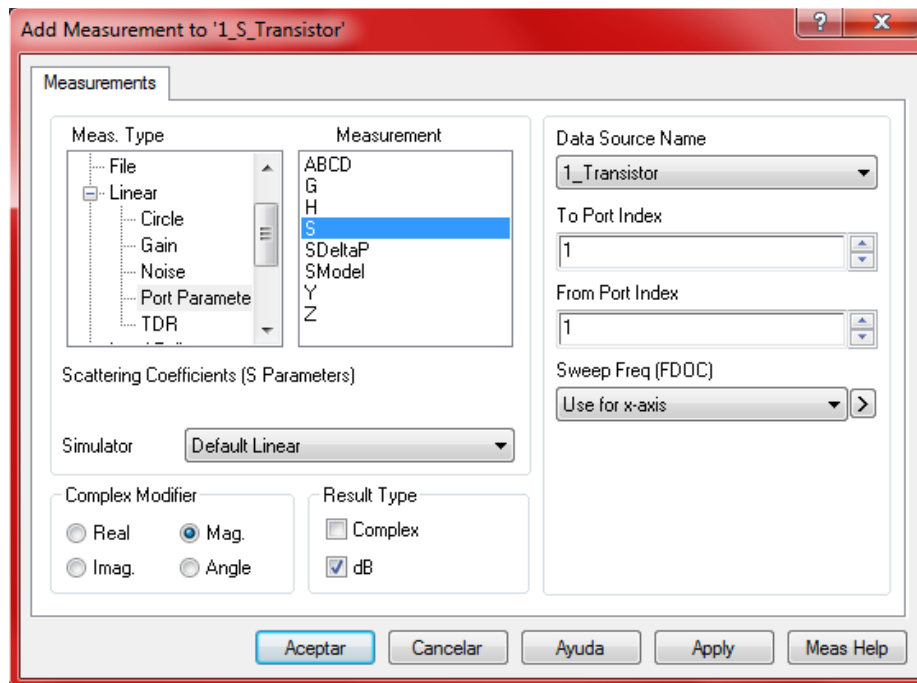
Un tema importante a la hora de adaptar un circuito es conseguir máxima transferencia de potencia (MTP), para la cual se deben cumplir las siguientes condiciones:


$$Z_{in} = Z_S^* \rightarrow \rho_{in} = \rho_S^* = \left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\rho_L}{1-S_{22}\rho_L} \right) \quad (I)$$

$$Z_{out} = Z_L^* \rightarrow \rho_{out} = \rho_L^* = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_S}{1-S_{11}\rho_S} \right) \quad (II)$$

A continuación pasaremos al análisis electromagnético del diseño. Comenzamos por determinar si el stub a colocar en la etapa de adaptación de entrada debe terminar en circuito abierto o cortocircuito. Para ello debemos fijarnos en el parámetro S_{11} , ya que los coeficientes de reflexión ρ_{in} , ρ_S^* dependen directamente de dicho parámetro y además, como el parámetro $S_{12} \approx 0$, el segundo término de la ecuación (I) desaparece. Para comenzar con el análisis deberemos determinar el valor del parámetro S_{11} del transistor, para ello simularemos los parámetros S del transistor. Los pasos a seguir son los siguientes: **Project** → **Add Graph**, y le pondremos el nombre de “1_S_Transistor” y

seleccionaremos el tipo de gráfica *Tabular*. Si observamos en el desplegable del menú de la izquierda en la sección “Graph” observaremos que se ha creado una nueva pestaña con dicho nombre. A continuación especificaremos el tipo de medidas a realizar, para ello, pincharemos el botón derecho del ratón sobre la gráfica creada con el nombre “1_S_Transistor” y seleccionaremos la opción “Add Measurements”, a partir del cual se abrirá una ventana como el de la siguiente figura.



En la ventana *Meas. Type* seleccionaremos el tipo de medida *Port Parameters*, en la ventana *Measurement* seleccionaremos el tipo de medida *S*, en *Data Source Name* indicaremos a que diseño se realizara dicha medida, y finalmente en la ventana *To Port Index* seleccionaremos la configuración de los puertos. Para observar el valor de todos los parámetros *S* del transistor analizaremos los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{22} y S_{21} tanto en fase como en módulo (dB) a la frecuencia de trabajo ($f=2,45$ GHz). Pinchamos sobre el icono () y obtendremos el siguiente resultado:

$$\rho_{in} = \rho_S^* = S_{11} = 0.32496 \angle -136.73^\circ$$

$$\rho_S = 0.32496 \angle 136.73^\circ = -0.2366 + j0.2227$$

Por tanto, para conseguir adaptación a la entrada, debemos compensar la parte real del parámetro S_{11} mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$ en serie, y la parte imaginaria con un stub de $\lambda/8$ en paralelo.

A partir del valor del coeficiente de reflexión de la fuente, se determina la impedancia y admitancia de la fuente:

$$\text{La impedancia de fuente es: } Z_S = Z_0 \frac{1+\rho_S}{1-\rho_S} = 50 \frac{0.76338+j0.2227}{1.2366-j0.2227} = 28.3249 + j14.1079$$

Mientras que la admitancia: $Y_S = \frac{1}{Z_S} = 0.0283 - j0.0141$ (III)

A partir de las expresiones anteriores se puede sacar en conclusión de que el stub utilizado en paralelo debe terminar en cortocircuito, ya que se debe conseguir una impedancia de fuente con una parte imaginaria positiva, la cual se consigue con una línea en $\lambda/8$ terminada en cortocircuito.

A partir del análisis de la red de adaptación de entrada, se obtiene la siguiente expresión, a partir de la cual se obtendrán los valores de la impedancia de la línea de transmisión de $\lambda/4$ y de $\lambda/8$.

$$Y_S = Y_{R1} - jY_{X1} = \frac{Z_0}{Z_{INV1}^2} - j \frac{1}{Z_{STUB1}} \quad (IV)$$

Dónde:

$$\begin{cases} Y_{R1} \text{ es la admitancia de una línea de } \lambda/4 \\ Y_{X1} \text{ es la admitancia de un stub de } \lambda/8 \end{cases}$$

Igualando términos obtenemos entre las ecuaciones (III) y (IV) se obtienen los siguientes valores de impedancias:

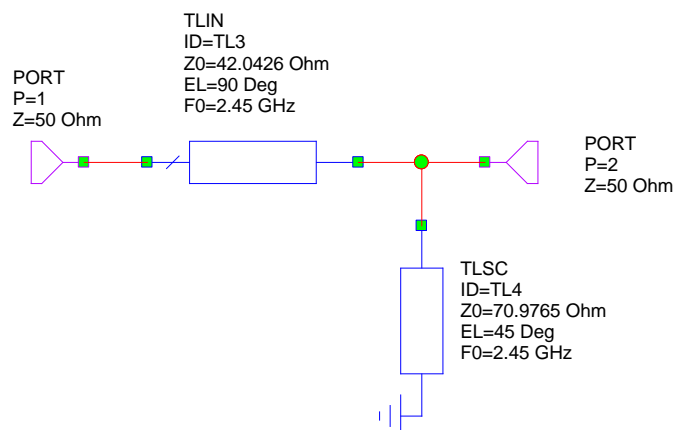
$$Re(Y_S) \rightarrow \frac{Z_0}{Z_{INV1}^2} = 0.0283 \rightarrow Z_{INV1} = \sqrt{\frac{Z_0}{0.0283}}$$

$$Z_{INV1} = 42.0426\Omega$$

$$Im(Y_S) \rightarrow -j \frac{1}{Z_{STUB1}} = -j0.0141 \rightarrow Z_{STUB1} = \frac{1}{0.0141}$$

$$Z_{STUB1} = 70.9765\Omega$$

Una vez calculados los valores de las impedancias de las líneas de transmisión que definirán la red de adaptación de entrada, el siguiente paso constará en implementar esa red de adaptación usando líneas ideales. La red de adaptación de entrada obtenida mediante líneas de transmisión ideales es:



Puesto que la impedancia del stub es bastante grande, lo cual implica que la línea sea muy estrecha, se realizará un cambio de fase en el stub fijando la impedancia que queremos obtener (50Ω). Teniendo en cuenta que la impedancia de entrada de un stub terminado en cortocircuito tiene la siguiente expresión:

$$Z_{X1} = jZ_{STUB1} * \tan \Phi$$

$$\Phi = \tan^{-1} \left(\frac{Z_{X1}}{Z_{STUB1}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{70.9765}{50} \right) = 54.8369^\circ$$

Por tanto, para que el stub tenga una impedancia de 50Ω , debe tener una fase de 54.8369° , de modo que dicho stub tenga la misma respuesta que con los valores calculados previamente en el desarrollo teórico.

3.1.3. Etapa de salida.

Ejercicio 1: *Determinar la impedancia de la línea inversora y el stub siguiendo el procedimiento seguido en la etapa de entrada ideal.*

Ejercicio 2: *¿El stub necesario para la adaptación de la etapa de salida debe ser un stub terminado en circuito abierto o cortocircuito?*

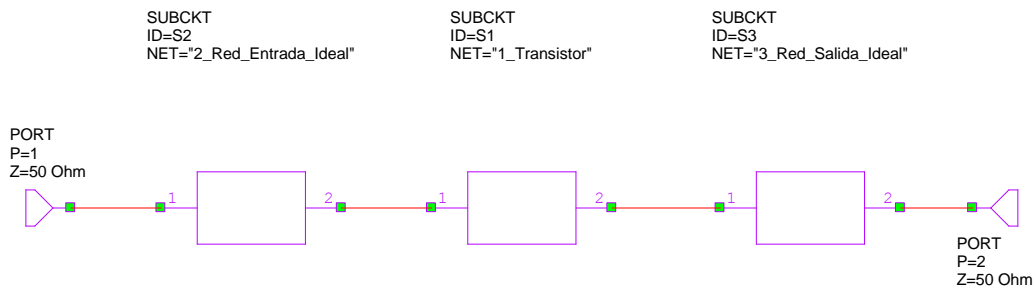
Ejercicio 3: *Si se quiere que el stub tenga una impedancia de 80Ω , ¿Cuál será el nuevo valor de la fase eléctrica del stub?*

Este cambio se realiza para que el stub sea más largo y estrecho, y por tanto la acción de la unión en T que se incluirá en la red real sea menos perjudicial, por ello se aumentará el valor de la impedancia del stub en paralelo.

Ejercicio 4: *Crear un nuevo esquemático con el nombre “3_Red_Salida_Ideal” y diseñar la etapa de salida ideal con las especificaciones calculadas anteriormente.*

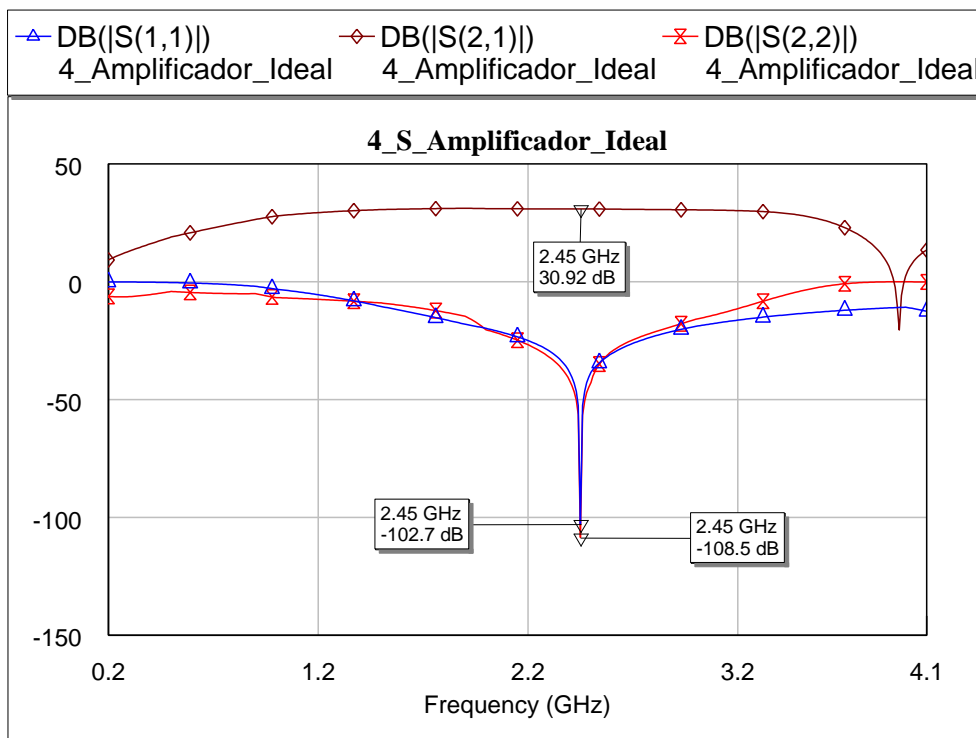
3.1.4. Amplificador.

Una vez se tiene diseñado el transistor, la etapa de entrada ideal y la etapa de salida ideal, uniremos estos subcircuitos para analizar el amplificador ideal. Para ello se creará un nuevo esquemático llamado “4_Amplificador_Ideal”. A continuación colocaremos en este esquemático los subcircuitos creados anteriormente, para ello, tendremos que irnos ventana principal *pestañas*, la pestaña que indica *Elem* y seleccionaremos la opción de subcircuitos (*Subcircuits*), donde estarán todos los subcircuitos creados en este proyecto. De aquí seleccionaremos los bloques “2_Red_Entrada_Ideal”, “3_Red_Salida_Ideal” y “4_Amplificador_Ideal”, tal y como se observa en la siguiente figura.



Y finalmente, para finalizar con el amplificador ideal simularemos los parámetros S del amplificador ideal, para ello, los pasos a seguir son los siguientes: **Project** → **Add Graph**, le pondremos el nombre de “4_S_Amplificador_Ideal” y seleccionaremos el tipo de gráfica *Rectangular*. Si observamos en la desplegable del menú de la izquierda en la sección “Graph” observaremos que se ha creado una nueva pestaña con dicho nombre. A continuación especificaremos el tipo de medidas a realizar, para ello, pincharemos el botón derecho del ratón sobre la gráfica creada con el nombre “4_S_Amplificador_Ideal” y seleccionaremos la opción “Add Measurements”. En la ventana *Meas. Type* seleccionaremos el tipo de medida *Port Parameters*, en la ventana *Measurement* seleccionaremos el tipo de medida *S*, en *Data Source Name* indicaremos a que diseño se realizara dicha medida, en este caso, “4_Amplificador_Ideal”, y finalmente en la ventana *To Port Index* seleccionaremos la configuración de los puertos. Para observar el valor de todos los parámetros S del transistor analizaremos los parámetros S11, S22 y S21.

Pinchamos sobre el icono (⚡) para simular y deberemos obtener el siguiente resultado:



Ejercicio 5: Razonar la solución obtenida.

3.2. Amplificador real sin redes de polarización ni líneas de conexión

En este apartado se implementará el diseño realizado anteriormente mediante el uso de líneas de transmisión reales tanto en la línea inversora como en el stub. Para ello se deberán pasar las especificaciones eléctricas (impedancia y fase) a parámetros físicos (longitud y anchura). Este proceso se realizará mediante la herramienta que nos proporciona Microwave Office llamado TXLine (**Tools** → **TXLine**). A partir de esta herramienta, se puede determinar la longitud, anchura y grosor de una línea de transmisión, a partir de las características de la misma y del sustrato sobre el que se diseña el circuito. Por ello es importante conocer el material dieléctrico que se va a emplear, su constante dieléctrica o tangente de pérdidas, además del material del conductor que se va a usar.

Material Parameters	
Dielectric	GaAs
Dielectric Constant	4.9
Loss Tangent	0.017
Conductor	Silver
Conductivity	5.88E+07 S/m

Electrical Characteristics	
Impedance	50 Ohms
Frequency	10 GHz
Electrical Length	90 deg
Phase Constant	180 deg/m
Effective Diel. Const.	10
Loss	10 dB/m

Physical Characteristic	
Physical Length (L)	15.9934 mm
Width (w)	2.59033 mm
Height (H)	1.5 mm
Thickness (T)	0.05 mm

Por tanto, a partir de esta herramienta, se ha pasado a analizar un amplificador diseñado a partir de líneas ideales, a analizar un amplificador diseñado con líneas reales que introducen pérdidas, y provocarán desadaptación en el amplificador.

3.2.1. Etapa de entrada.

Comenzaremos por crear un nuevo esquemático llamado "5_Red_Entrada_Sin_Polarizacion". Puesto que las líneas ya no serán ideales, no se utilizará el mismo modelo de líneas de transmisión que el utilizado en el apartado anterior. En estos casos las líneas de transmisión utilizadas se encontraran en la pestaña que indica *Elem.*, en el menú *Microstrip*, de la sección *Lines*, el elemento **MLIN** (línea de transmisión) y **MLEF** (Stub c.a.). En estas nuevas líneas ya aparecerán como parámetros específicos la longitud y anchura de dicha línea, parámetros que se determinarán con la aplicación TXLine.

Usando TXLine obtenemos las siguientes especificaciones físicas para la línea inversora del circuito de adaptación de entrada:

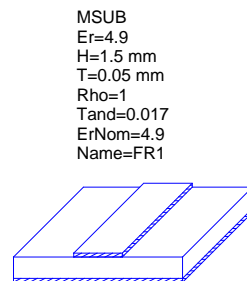
Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
42.0426 Ω	90°	15.7555 mm	3.45573 mm

Y para el stub terminado en cortocircuito obtenemos las siguientes especificaciones físicas:

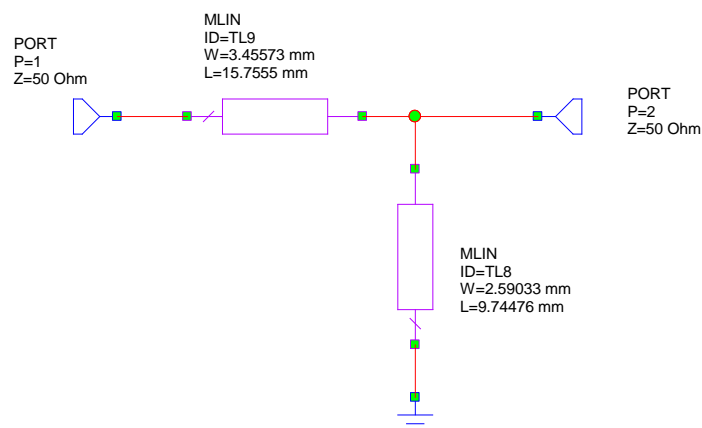
Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
50 Ω	54.8369°	9.74476 mm	2.59033 mm

Pero además de indicar la utilización de líneas de transmisión reales hay que especificar el sustrato a utilizar, que este caso será el "FR4" (**Elem** → **Substrates** → **MSUB**) con las siguientes especificaciones:

- Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r = 4.9$
- Altura del sustrato: $H = 1.5 \text{ mm}$
- Espesor del material conductor: $T = 0.05 \text{ mm}$
- Tangente de pérdidas: $Tand = 0.017$
- Resistividad normalizada respecto del oro: $Rho = 1$



Siguiendo el diseño realizado con líneas ideales, creamos el siguiente diseño con líneas reales:



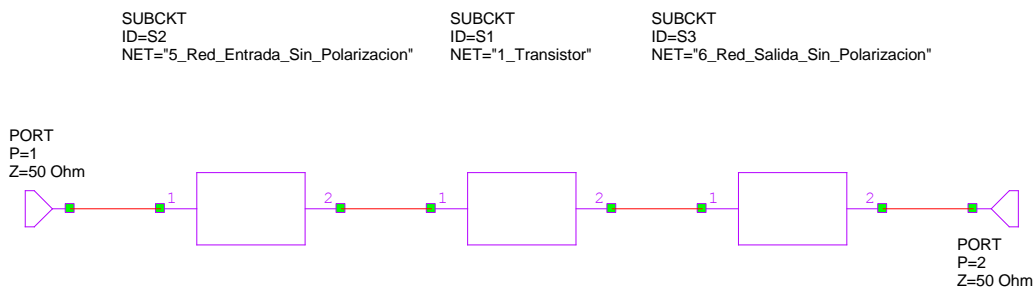
3.2.2. Etapa de salida.

Ejercicio 6: Determinar los parámetros físicos de las líneas de transmisión a partir de sus especificaciones eléctricas y la aplicación TXLine.

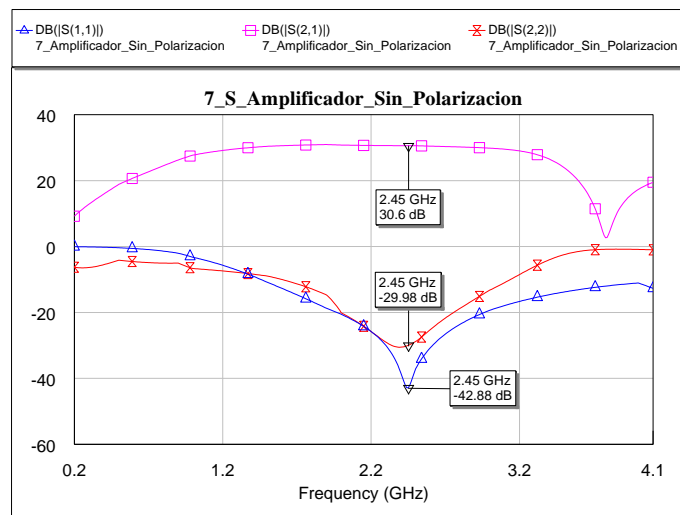
Ejercicio 7: Crear un nuevo esquemático con el nombre "6_Red_salida_Sin_Polarizacion".

3.2.3. Amplificador.

Una vez se tiene diseñado el transistor, la etapa de entrada y la etapa de salida, uniremos estos subcircuitos para analizar el amplificador. Para ello se creará un nuevo esquemático llamado "7_Amplificador_Sin_Polarizacion". Siguiendo los mismos pasos que los realizados en el caso del amplificador ideal tendremos que llegar al siguiente diseño:



Y finalmente, para finalizar con el amplificador simularemos los parámetros S del amplificador real sin red de polarización ni líneas de conexión, para ello crearemos una nueva gráfica con el nombre de "7_S_Amplificador_Sin_Polarizacion" y seleccionaremos el tipo de gráfica *Rectangular*. Para observar el valor de todos los parámetros S del transistor analizaremos los parámetros S11, S22 y S21. Al simular deberemos obtener el siguiente resultado:



Ejercicio 8: Razonar la solución obtenida y las diferencias respecto al diseño ideal.

3.3. Amplificador con líneas de conexión y sin red de polarización.

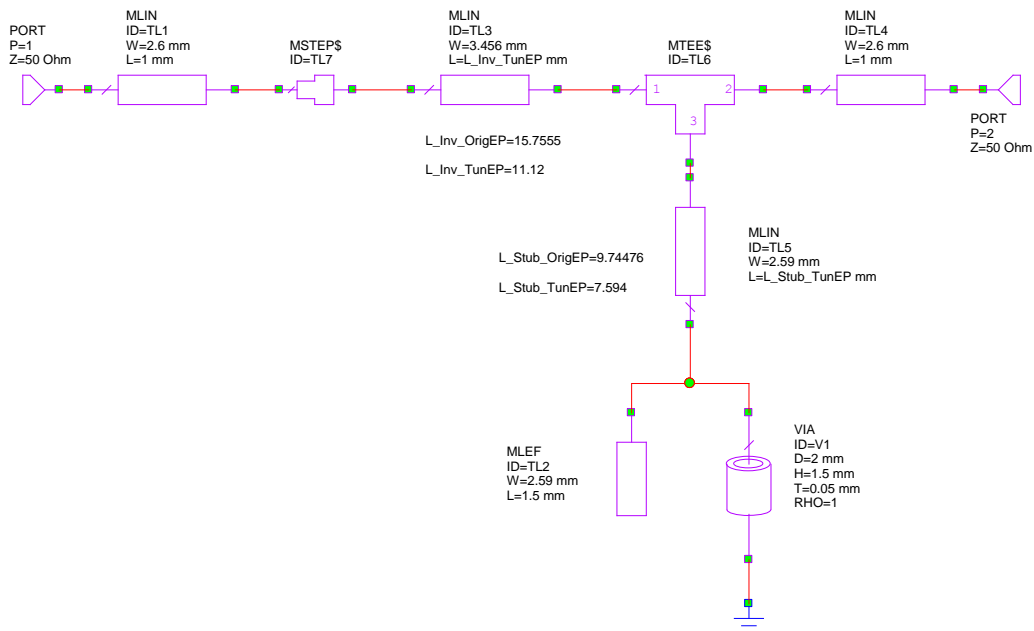
El siguiente paso consiste en implementar el diseño mediante el uso de líneas de transmisión reales, incluyendo las líneas de conexión y las uniones en T. Estos nuevos elementos que se introducen, tienen como misión principal, la de ofrecer continuidad a la hora de conectar líneas de transmisión en paralelo, via holes, o conectar líneas de transmisión con elementos discretos.

3.3.1. Etapa de entrada.

Comenzaremos por crear un nuevo esquemático llamado "8_Red_Entrada_Sin_Polarizacion". Para este nuevo diseño, se partirá de la línea inversora y el stub con las mismas especificaciones físicas que las definidas en el apartado anterior correspondiente con la etapa de adaptación de entrada real sin líneas de adaptación.



Cómo ya se ha nombrado, además de las dos líneas de transmisión utilizadas para adaptar el puerto de entrada, este diseño más realista, incorpora líneas de conexión. Dichas líneas son líneas de transmisión normales que tendrán una impedancia de 50Ω y una longitud muy corta (1mm). Además se incorporara una unión en T (Elem \rightarrow Microstrip \rightarrow Junctions \rightarrow MTEES) para garantizar continuidad con el stub y el elemento MSTEP\$ para garantizar continuidad entre líneas de transmisión de distinta anchura.


Ejercicio 9: ¿Por qué las líneas de conexión han de tener una longitud tan corta?



Como se observa en este nuevo diseño, se ha sustituido la masa del stub por un via hole (Elem \rightarrow Interconnects \rightarrow Via), elemento que atraviesa el sustrato para realizar la conexión masa.

Debido a la incorporación de nuevos elementos y a las pérdidas que incluyen las líneas reales será necesario proceder a optimizar mediante el software las dimensiones (longitud) de las líneas de transmisión (stub e inversor) para mejorar la respuesta final.

Para realizar dicha optimización hay que definir unas variables llamadas I1 y I2 correspondiente a la longitud del stub y de la línea de $\lambda/4$ respectivamente, pinchando en el icono () e introduciendo la igualdad. A continuación se colocará dicha variable dentro de la ventana que especifica la longitud de la línea de transmisión, seguidamente pincharemos en () y seleccionaremos la variable a optimizar, la cual se volverá azul.

Por ultimo pincharemos en () e iremos variando el valor de dicha variable de manera dinámica.

Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en cortocircuito, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 9.74476 \text{ mm}$ a $L = 7.594 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta líneas de transmisión en 2.15 mm . También se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.7555 \text{ mm}$ a $L = 11.12 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta línea de transmisión en 4.63 mm .

Ejercicio 10: ¿Por qué se han tenido que acortar dichas líneas de transmisión?

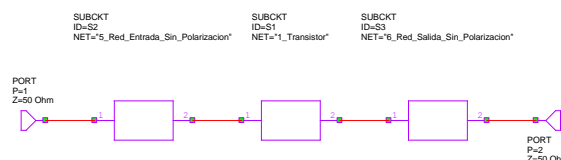
3.3.2. Etapa de salida.

Ejercicio 11: Crea el esquemático “9_Red_salida_Sin_Polarizacion” y diseñe la etapa de salida real con líneas de conexión.

Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en circuito abierto, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 10.3037 \text{ mm}$ a $L = 6 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4.3 mm . Principalmente esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en T. Además, también se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, de modo que esta longitud ha pasado de $L = 15.609 \text{ mm}$ a $L = 10 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 5.6 mm .

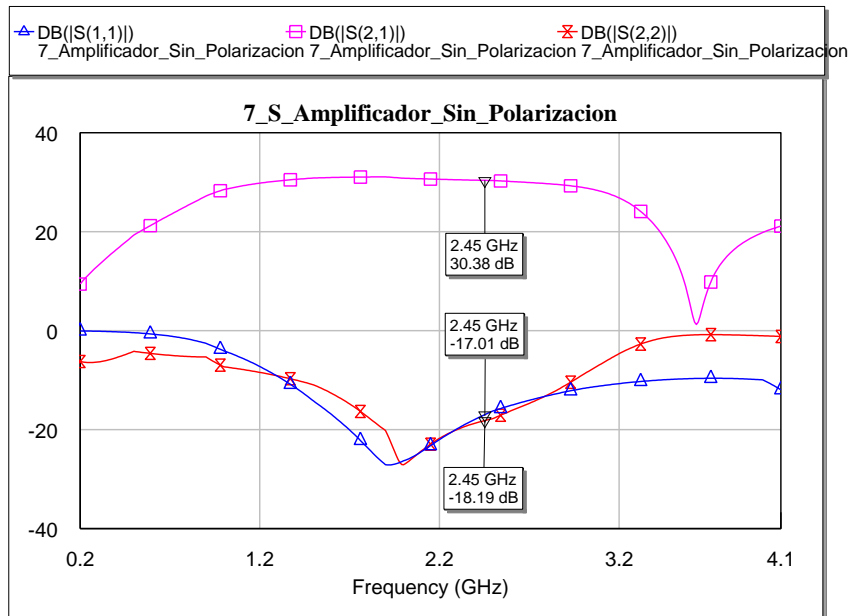
3.3.3. Amplificador.

Una vez se tiene el diseñado el transistor, la etapa de entrada y la etapa de salida, uniremos estos subcircuitos para analizar el amplificador. Para ello se creará un nuevo esquemático llamado “10_Amplificador_Sin_Polarizacion”. Siguiendo los mismos pasos que los realizados en el caso del amplificador ideal tendremos que llegar al siguiente diseño:

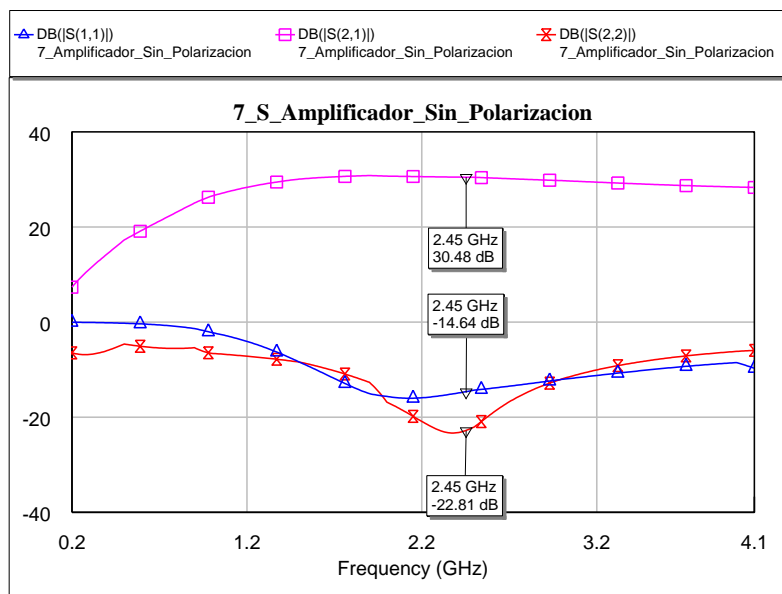


Finalmente, para finalizar con el amplificador simularemos los parámetros S del amplificador real sin red de polarización y con líneas de conexión, para ello crearemos unas nuevas gráficas con el nombre "8_S_Amplificador_Sin_Polarizacion" y "9_S_Amplificador_Sin_Polarizacion". En la primera gráfica simularemos el amplificador sin optimizar y en la segunda gráfica simularemos el amplificador optimizado. Para observar el valor de todos los parámetros S del transistor analizaremos los parámetros S11, S22 y S21. Al simular deberemos obtener el siguiente resultado:

- Sin optimizar:



- Optimizado:



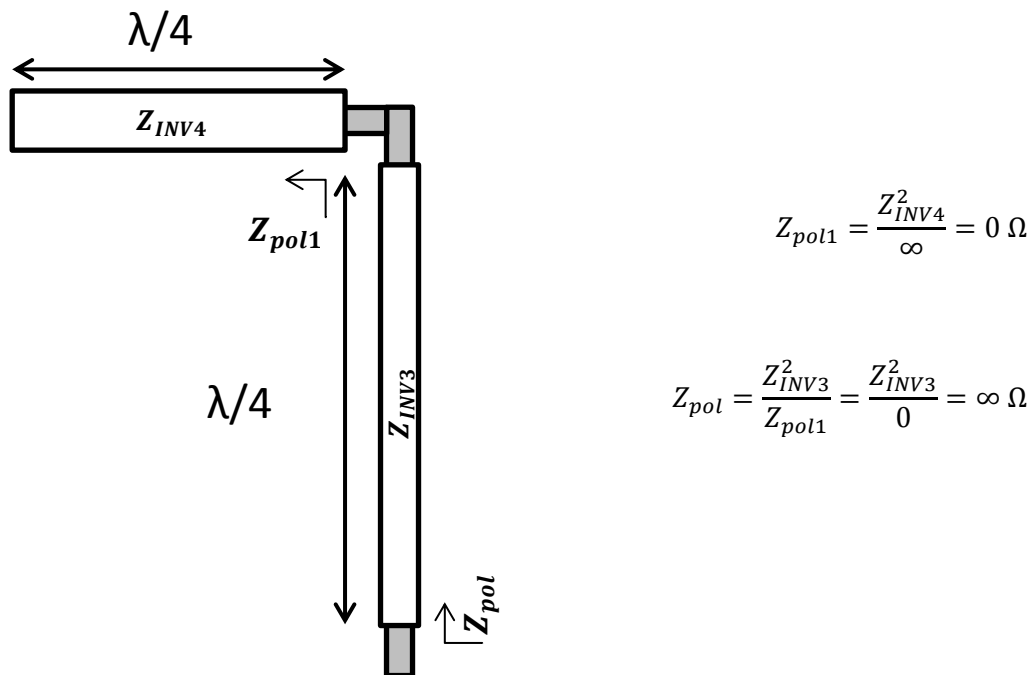
Ejercicio 12: Razonar las soluciones obtenidas.

3.4. Amplificador real I.

La etapa final del diseño del amplificador consiste en la incorporación de la red de polarización del diseño completo.

La red de polarización, tiene como objetivo no dejar pasar la señal de microondas a las fuentes de alimentación continua, y viceversa, es decir, no dejar pasar la señal continua al exterior del circuito pero si hacia el transistor.

Además, un detalle que se debe tener en cuenta, es que dicha red no debe afectar al funcionamiento del amplificador, por lo que la impedancia que se ve desde dicha red de polarización debe ser infinita, es decir, $Z_{pol} = \infty$ y por tanto, no desadapte al amplificador.



La primera línea de transmisión que forma la red de polarización, tendrá una impedancia de 100Ω y será de $\lambda/4$, de modo que sus especificaciones serán:

Impedancia	Longitud Eléctrica
100Ω	90°

Y el stub en abierto colocado en paralelo con respecto a la línea de transmisión anterior, tendrá las siguientes especificaciones:

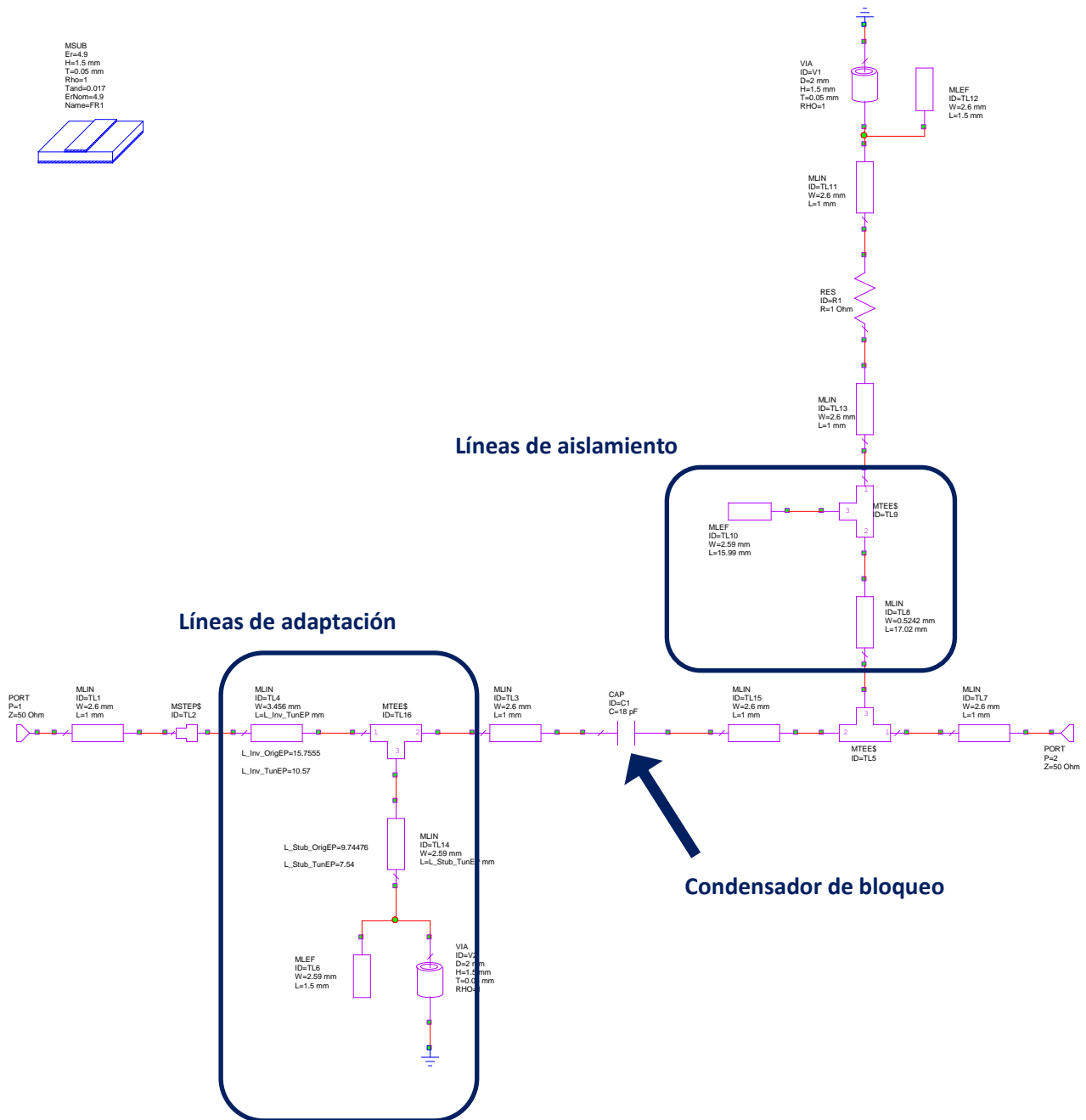
Impedancia	Longitud Eléctrica
80Ω	90°

Ejercicio 13: ¿Por qué se escoge un valor de impedancia tan elevado en el caso de la línea de transmisión? Determina las especificaciones físicas de las líneas de transmisión.

3.4.1. Etapa de entrada.

Comenzaremos por crear un nuevo esquemático llamado “11_Red_Entrada_Real_A”.

En este diseño final, al introducir la red de polarización, se ha debido introducir una unión T adicional y más líneas de transmisión de conexión al diseño final, las cuales afectarán en la adaptación final del amplificador, teniendo que volver a optimizar las redes de adaptación. El diseño final de la red de adaptación final quedará como:

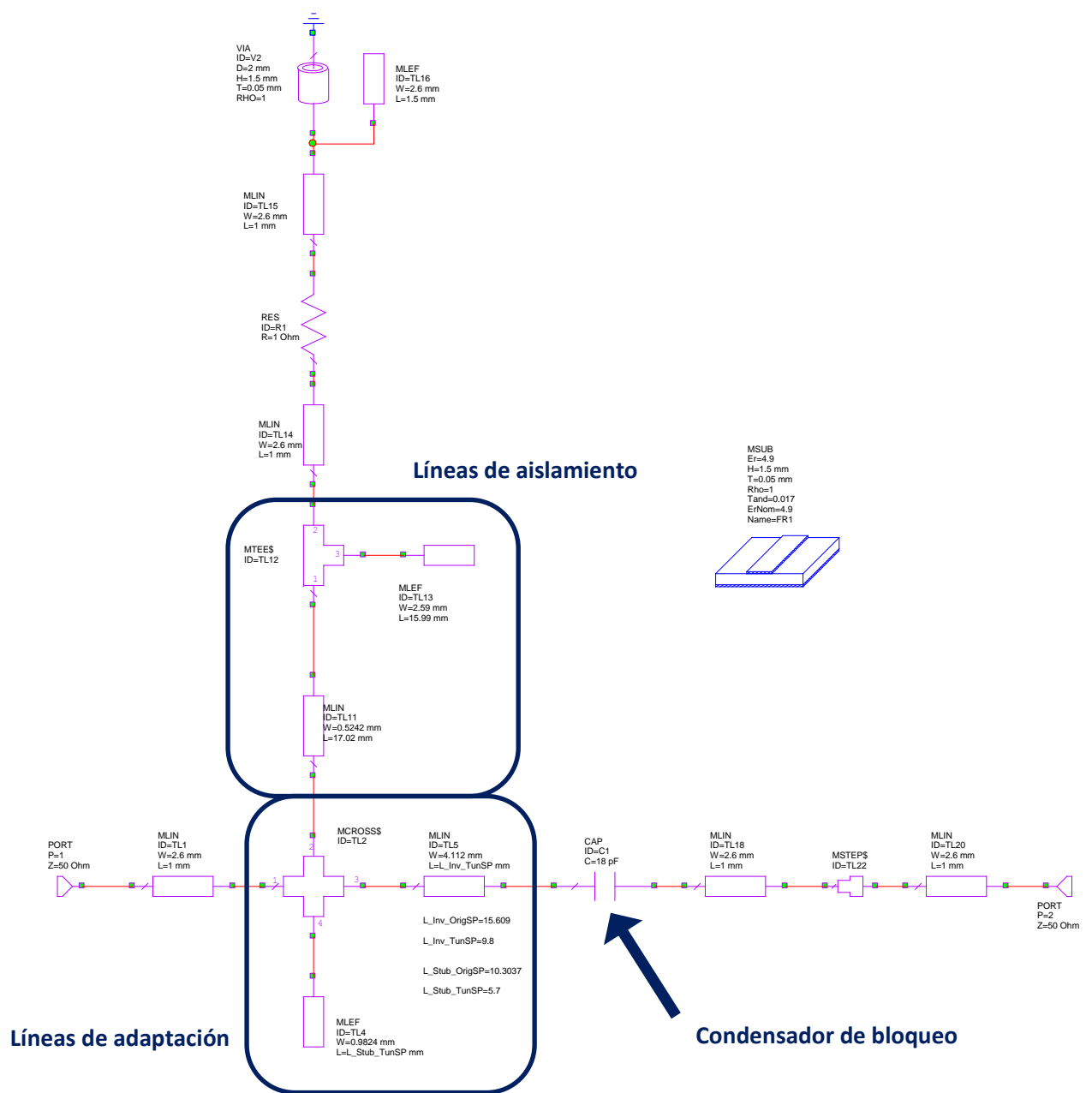


Ejercicio 14: ¿Qué función cumple el condensador de bloqueo?

Para optimizar la adaptación de la red de entrada, se ha tenido que modificar la longitud únicamente de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.7555 \text{ mm}$ a $L = 11.755 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4 mm . Esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en T y a causa de las líneas de conexión.

3.4.2. Etapa de salida.

Comenzaremos por crear un nuevo esquemático llamado “12_Red_Salida_Real_A”. En este diseño final, al introducir dicha red de polarización, se ha debido introducir más líneas de transmisión de conexión y un elemento de conexión en +.



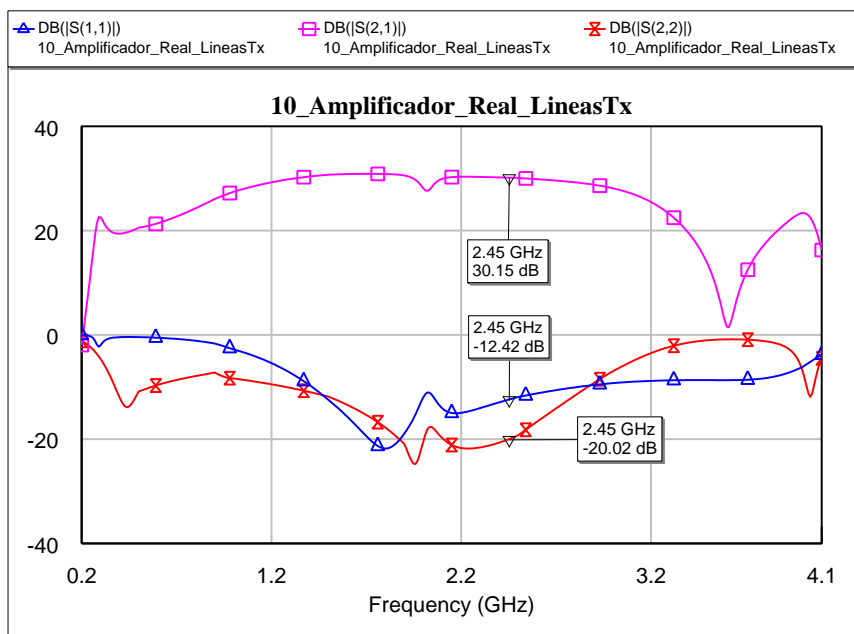
Para optimizar dicho diseño, se ha tenido que modificar la longitud de stub terminado en circuito abierto, más concretamente esta longitud ha pasado de $L = 10.3037 \text{ mm}$ a $L = 5.7 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 4.6037 mm . Esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en +. Además, también se ha tenido que modificar la longitud de la línea inversora, más concretamente esta longitud ha pasado de medir $L = 15.609 \text{ mm}$ a $L = 9.8 \text{ mm}$, es decir, hemos disminuido esta longitud en 5.8 mm . Esta longitud se ha acortado para compensar la cantidad de línea de transmisión que incorpora la unión en + y a causa del número elevado de líneas de conexión.

3.4.3. Amplificador.

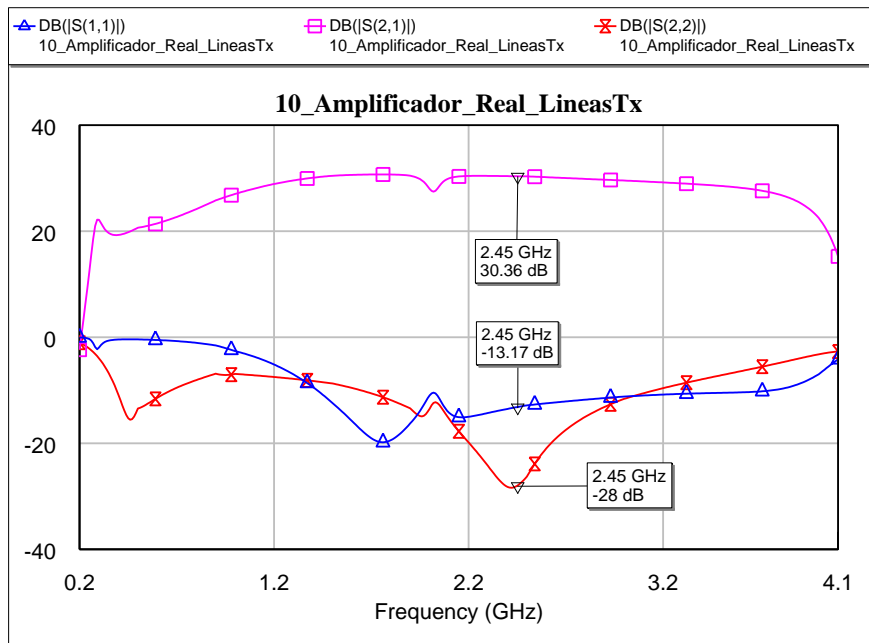
Una vez se tiene el diseñado el transistor, la etapa de entrada y la etapa de salida, uniremos estos subcircuitos para analizar el amplificador. Para ello se creará un nuevo esquemático llamado "13_Amplificador_Real_LineasTx".

Y finalmente, para finalizar con el amplificador simularemos los parámetros S del amplificador real sin red de polarización y con líneas de conexión. En la primera gráfica simularemos el amplificador sin optimizar y en la segunda gráfica simularemos el amplificador optimizado.

- Sin optimizar:



- Optimizado:



Ejercicio 15: Razonar las soluciones obtenidas.

Ejercicio 16: Visualizar el layout 2-D y 3-D.

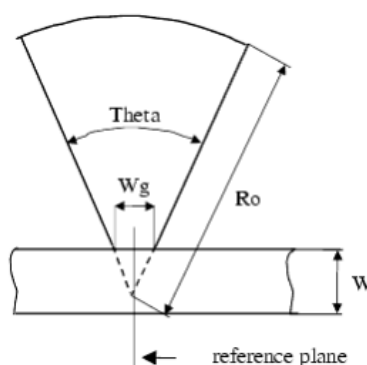
3.5. Amplificador real II.

En base al diseño anterior, se sustituirá el stub de $\lambda/4$ terminado en circuito abierto de la etapa de polarización por un stub radial de $\lambda/4$.

El stub, como se ha dicho anteriormente, tendrá una longitud de $\lambda/4$, y una impedancia de 50Ω , de modo que sus dimensiones físicas serán:

Impedancia	Longitud Eléctrica	Longitud Física	Anchura
50Ω	90°	15.9934 mm	2.59033 mm

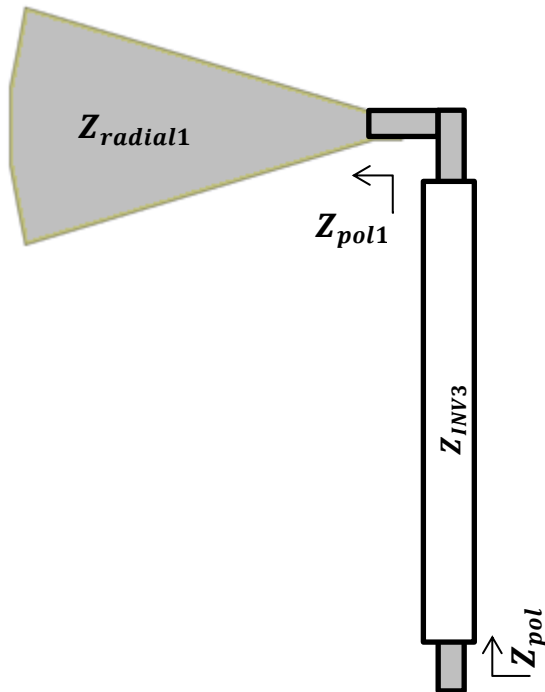
Pero estas dimensiones han de trasladarse a los parámetros de la estructura del stub radial:



Siguiendo las especificaciones anteriores, las dimensiones finales del stub radial seran:

Radio (Theta)	Longitud (R_0)	Anchura Base (W)	Longitud Base W_g
33°	15 mm	1 mm	1 mm

La respuesta eléctrica que se obtiene mediante este diseño es el siguiente:



$$Z_{pol1} = \frac{Z_{radial1}^2}{\infty} = 0 \Omega$$

$$Z_{pol} = \frac{Z_{inv3}^2}{Z_{pol1}} = \infty \Omega$$

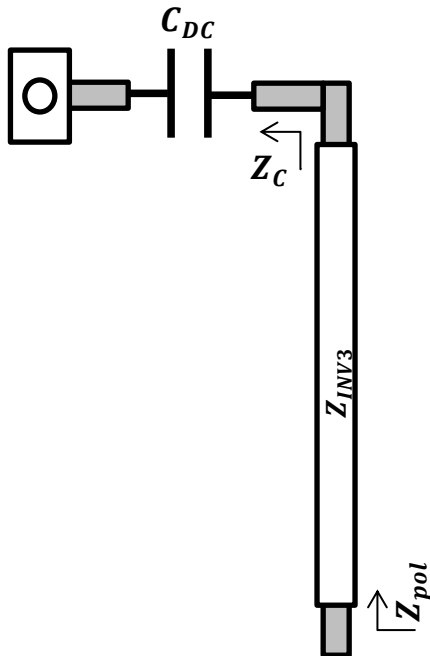
Ejercicio 15: Determinar la respuesta del amplificador.

Ejercicio 16: Visualizar el layout 2-D y 3-D.

3.6. Amplificador real III.

En este apartado, en vez de utilizar líneas de transmisión terminadas en circuito abierto, o stubs radiales, en la etapa de polarización se van a emplear componentes discretos, como es el condensador, el cual a altas frecuencias se comporta como un cortocircuito, provocando la respuesta buscada en la etapa de polarización.

La respuesta eléctrica que se obtiene mediante este diseño es el siguiente:



$$Z_C(f \uparrow) = 0 \Omega$$
$$Z_{pol} = \frac{Z_{inv3}^2}{Z_C} = \infty \Omega$$

Mediante este nuevo diseño obtenemos la misma respuesta que con los diseños compuestos por una línea de $\lambda/4$ terminada en circuito abierto y por un stub radial.

Ejercicio 17: Determinar la respuesta del amplificador.

Ejercicio 18: Visualizar el layout 2-D y 3-D.

Anexo II



Universidad Politécnica de Cartagena

Grado en Ingeniería en Sistemas de
Telecomunicación

4º Curso - Primer cuatrimestre

**2-ANÁLISIS Y DISEÑO DE OSCILADORES DE
MICROONDAS EN LA BANDA WiFi EN
TECNOLOGÍA MICROSTRIP – FR4**

Contenido

- 1. Objetivos de esta práctica**
- 2. Práctica 2: Oscilador**
 - 2.1. Conceptos teóricos previos**
 - 2.2. Red activa**
 - 2.3. Red resonante o reactiva**
 - 2.3.1. Línea de transmisión ideal**
 - 2.3.2. Línea de transmisión real**
 - 2.3.3. Coaxial**
 - 2.4. Amplificador**
 - 2.4.1. Línea de transmisión ideal**
 - 2.4.2. Línea de transmisión real**
 - 2.4.3. Coaxial**
 - 2.5. Oscilador con resonador coaxial no lineal**

1. OBJETIVOS DE ESTA PRÁCTICA

Notas:

Es necesario que el alumno haya estudiado el manual de prácticas con anterioridad al desarrollo de las mismas, para el aprovechamiento óptimo de cada práctica. Asimismo, es necesario que haya comprendido los conceptos fundamentales que se manejan en cada sesión práctica, así como el tipo de resultados que debe obtener al realizar las simulaciones por ordenador.

Recursos:

Para la realización de la práctica cada grupo de dos alumnos dispondrá de un PC, en el que estará instalada una versión con licencia del programa Microwave Office.

Esta práctica presenta un software de simulación de circuitos de alta frecuencia, llamado "Microwave Office" (MWO). Para aprender a manejarlo y entender sus diferentes opciones y herramientas de análisis y diseño, se realizará el estudio de un oscilador por reflexión en microondas. Se realiza primero un diseño con líneas ideales, para luego pasar al análisis con líneas reales y finalmente se realizará el análisis con un resonador coaxial. Se deberán aplicar las correcciones oportunas para obtener el diseño real ("layout") definitivo.

Objetivos de la práctica:

Al finalizar la práctica, el alumno debe haber desarrollado las siguientes competencias:

- Saber manejar el programa de simulación de circuitos de microondas "Microwave Office".
- Simular la respuesta en frecuencia en módulo y fase de los parámetros S de la parte reactiva y activa del oscilador. Deducir el funcionamiento del oscilador, tanto del subsistema activo como el subsistema resonador o reactivo.
- Comprobar que el diseño se realiza a una frecuencia central, en torno a la cual cada dispositivo tiene una respuesta en frecuencia, en la que se observa cómo se degradan sus parámetros S respecto de los valores óptimos de sintonización.
- Diferenciar entre la simulación con líneas ideales, líneas reales y coaxiales. Saber caracterizar el substrato dieléctrico que se utiliza en tecnología impresa.
- Utilizar la herramienta "TxLine" para transformar las especificaciones eléctricas de las líneas impresas (impedancia característica y longitud eléctrica) en dimensiones físicas (anchura y longitud), dado un determinado substrato dieléctrico.
- Comprender los efectos indeseados que introducen las discontinuidades, e intentar corregirlos para obtener la respuesta en frecuencia deseada.

- Obtener el “layout” del circuito impreso diseñado. Entender el proceso de diseño y fabricación de un circuito impreso a partir de las especificaciones iniciales.

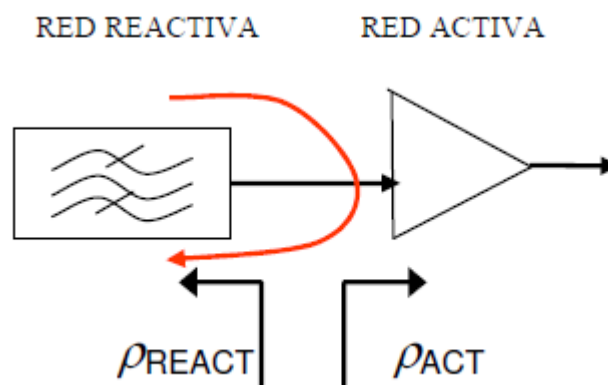
2. PRÁCTICA 2: Oscilador

2.1. Conceptos teóricos previos

Se va a abordar el diseño de un oscilador de microondas en reflexión que funcione en la banda de 2.45 GHz (WiFi). Se irán realizando diferentes medidas de los parámetros S de los diferentes sub-circuitos que forman el oscilador, intentando desglosar la función de cada sub-circuito.

Un oscilador en reflexión está formado básicamente por dos sub-circuitos, la red activa y la red reactiva o resonante. La red activa debe presentar un coeficiente de reflexión ρ_{act} , cuyo módulo sea mayor a la unidad, lo cual significa que este circuito activo es capaz de reflejar la señal incidente amplificada. De esta manera, a partir del ruido térmico que existe en cualquier circuito, se debe producir una realimentación positiva que haga que, a una cierta frecuencia aparezca una señal oscilatoria.

Por otra parte, la parte reactiva será la encargada de seleccionar dicha frecuencia a la que se produce la realimentación positiva. Para que esto se produzca, la señal realimentada por reflexión debe ir sumándose progresivamente, para lo cual es necesario que se sume en fase, es decir, que tras cada “rebote” por reflexión se produzca un desfase de 0 grados.



Así, se distinguen dos condiciones diferentes para determinar el inicio o arranque de la oscilación y el régimen permanente o estable de la oscilación. Para que la oscilación arranque, se debe producir que a una determinada frecuencia y con una señal de potencia muy baja (ruido térmico), la ganancia de realimentación tenga un módulo mayor que la unidad (para que la señal crezca en cada vuelta) y una fase igual a cero (para que en cada vuelta la señal se sume coherentemente y se produzca una interferencia constructiva o realimentación positiva). Por otro lado, conforme la señal vaya aumentando, llegará un momento en que la red activa empezará a saturarse, es decir, la amplificación en reflexión se irá limitando (porque no puede amplificar una señal indefinidamente). De esta manera, se llegará al régimen estable cuando la señal oscilante, a una determinada frecuencia y

una potencia elevada (en comparación con el nivel de ruido), no crezca más (módulo de la ganancia de realimentación igual a la unidad), y siga produciéndose una realimentación coherente. Las siguientes ecuaciones reflejan estos dos estados:

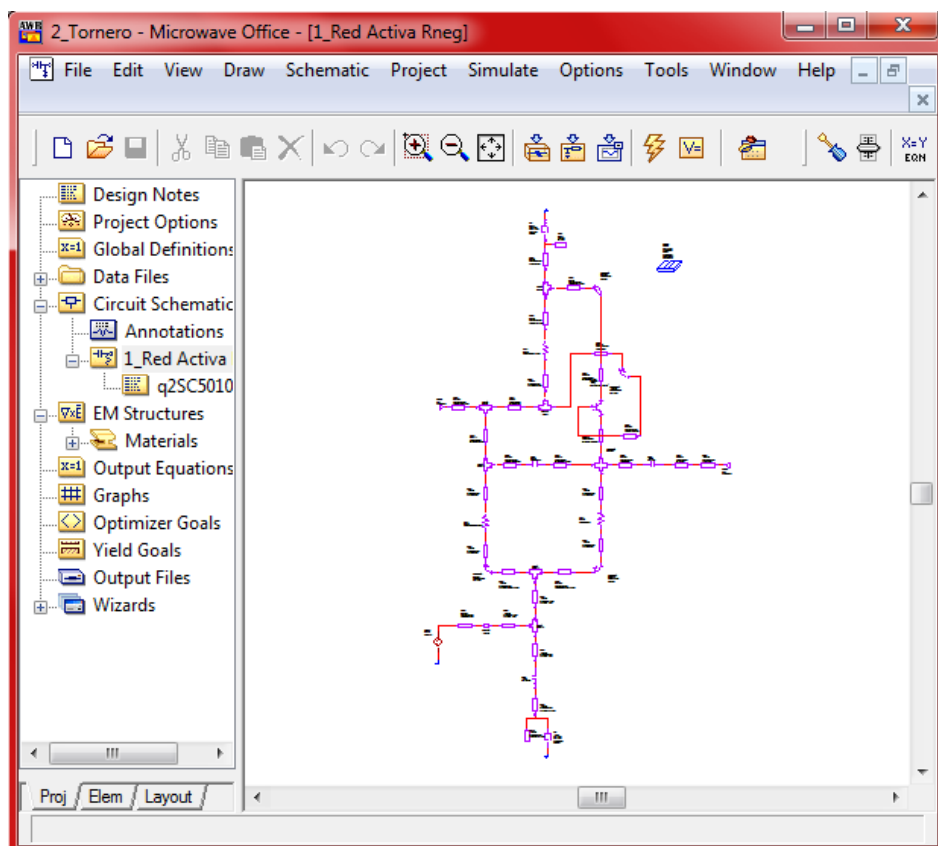
Condición de Arranque $\rightarrow \text{fase}(G_{REAL}) = 0^\circ \quad |G_{REAL}| > 1$

Condición de Osc. Estable $\rightarrow \text{fase}(G_{REAL}) = 0^\circ \quad |G_{REAL}| = 1$

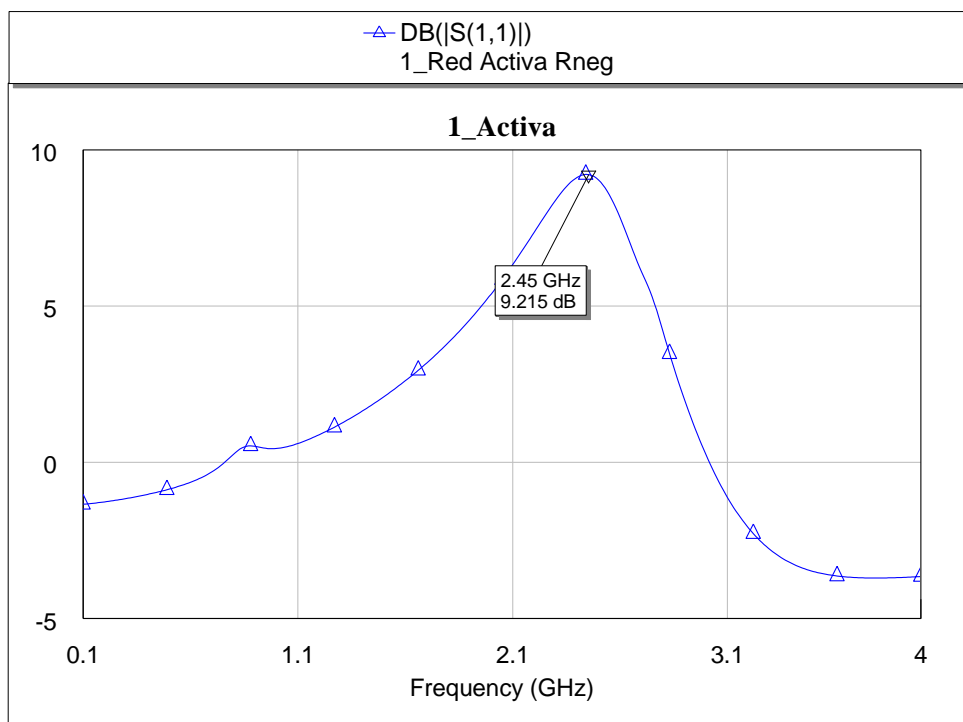
En esta práctica se pretende que alumno estudie por separado el subcircuito activo y el subcircuito resonador del oscilador por reflexión, de manera que pueda identificar la función de cada subcircuito.

2.2. Red Activa

Para empezar, vamos a cargar el esquemático mostrado en la siguiente figura. Para ello vamos al menú **File** \rightarrow **Open Project** y cargamos el fichero "**2_Tornero.emp**". En el navegador del proyecto (pestaña Proj.), veremos que en el nodo *Circuit Schematics* aparece un esquemático con el nombre "**1_RedActivaRneg**", del cual a su vez cuelga un fichero de datos llamado "**q2SC5010_v11**". Básicamente, el circuito está formado por un transistor cuyo modelo de comportamiento está guardado en un fichero (**f581434_Jose_S12_Nulo2**) contenido en el mismo esquemático.



Con el objetivo de observar la respuesta de la red activa, se realiza un barrido en frecuencia de la señal reflejada, de modo que se observe que el coeficiente de reflexión ρ_{act} , produce una ganancia que tenga un módulo mayor a la unidad, lo cual significa que este circuito activo es capaz de reflejar la señal incidente amplificada (ganancia en reflexión). Genere una gráfica mediante el menú **Project** → **Add Graph**→**Rectangular**, y luego en Add Measurement seleccionaremos como medida el parámetro S11 del esquemático “1_RedActivaRneg”, del cual representaremos su módulo en dB. La medida de la fase en la red activa no es tan importante pues esta fase es lineal y no nos aportará gran información. Antes de simular compruebe que en Project **Options**→**Frequency Values** vaya de 0.1 a 4 GHz en pasos de 0.01. A continuación simule y deberá obtener una respuesta como la de la siguiente figura.



Tal y como se observa en la gráfica, la señal incidente es reflejada por el circuito activo, dotándole a esta señal una ganancia de 9.215 dB. Este resultado es necesario para que se cumpla la condición de ganancia de arranque del oscilador pero no suficiente, pues también se debe tener en cuenta el subsistema resonante y lo más probable es que este subsistema produzca pérdidas, las cuales han de compensarse con la ganancia de la parte activa.

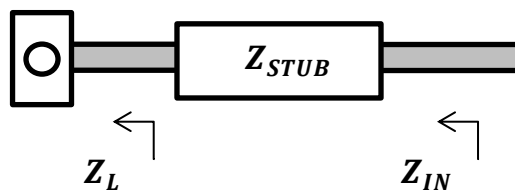
2.3. Red Resonante o reactiva.

El diseño de la red reactiva se va a realizar de forma progresiva, partiendo del diseño de una red activa con líneas de transmisión ideales, posteriormente se diseñará el resonador mediante líneas de transmisión reales y finalmente con un coaxial.

El elemento fundamental del circuito reactivo debe ser algún tipo de circuito resonante que sea capaz de seleccionar la frecuencia de oscilación. Para ello, dicho circuito resonante debe tener una frecuencia de resonancia a la cual se produzca una variación rápida de la fase de su coeficiente de reflexión. Este fenómeno se puede conseguir con una línea de transmisión, más concretamente, acaba en cortocircuito ($\lambda/2$) o en circuito abierto ($\lambda/4$).

Mediante la línea terminada en un cortocircuito, la reflexión en la carga es total, en el que la distancia entre los mínimos es de $\lambda/2$. En este caso, la señal (voltaje) sufre una inversión de fase de 180° , de modo que el patrón de la onda estacionaria se mantiene a lo largo de la línea. La distancia de la carga al primer mínimo de voltaje será de $\lambda/2$ en el caso de una línea terminada en cortocircuito, y de $\lambda/4$ para la terminación en circuito abierto, pues la distancia de la carga al primer mínimo es de 90° . En estos diseños se van a utilizar stub terminados en cortocircuito, por lo que la longitud de la línea ha de ser de $\lambda/2$.

El cambio de fase de 180° se debe a que la línea de transmisión utilizada esta cortocircuitada a una longitud de $\lambda/2$, y por tanto, la impedancia de entrada debe ser igual al cortocircuito:



$$Z_{IN} = Z_L = 0\Omega$$

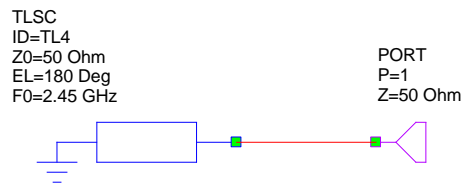
$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_{STUB}}{Z_L + Z_{STUB}} = \frac{0 - Z_{STUB}}{0 + Z_{STUB}} = -1$$

$$\text{fase } S_{11} = 180^\circ$$

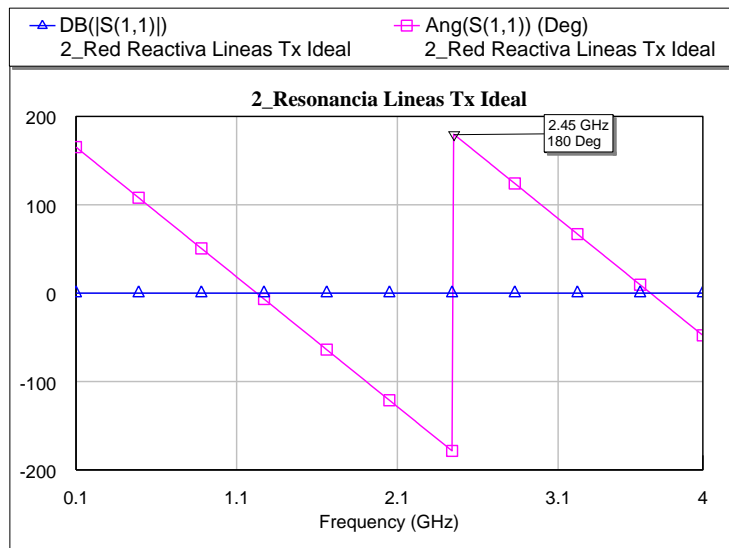
2.3.1. Línea de transmisión ideal.

Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante una línea de transmisión ideal, para ello seleccione en la pestaña **Project** → **Circuits Schematic** → **New Schematic** y le damos el nombre de "2_Red Reactiva Lineas Tx Ideal".

El modelo de la línea de transmisión ideal se encuentra en **Elem**→**Transmission Lines**→**Phase**→**TLSC**. Colocamos dicho elemento en el nuevo esquemático tal y como se observa en la siguiente figura.



A continuación se creara una nueva gráfica y se simulara dicha línea de transmisión en módulo y fase, del cual se deberá obtener la siguiente gráfica:



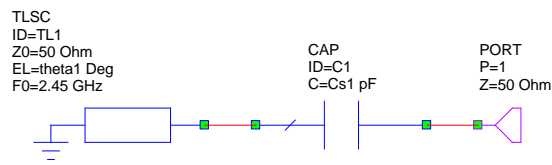
Se dice que el resonador tiene una resonancia serie, pues presenta una impedancia nula a la frecuencia de trabajo. De la misma manera, se puede ver que para $f = 1.225GHz$ y para $f = 3.675 GHz$ el resonador presenta una resonancia paralelo, pues a estas frecuencias el resonador presenta una longitud de $\lambda/4$ y $3\lambda/4$, y por lo tanto una impedancia infinita.

Como se puede observar en la gráfica, a la frecuencia deseada ($f=2.45GHz$), se produce un cambio brusco de fase, mientras que la ganancia es nula, esto se debe a que toda la señal que entra, sale, sin producirse pérdidas debido a que la línea es ideal, pero con un cambio de fase de 180° .

Sin embargo este circuito no vale para diseñar un oscilador, pues la variación de fase con la frecuencia es lineal, y un circuito resonador debe ser selectivo en frecuencia, de manera que presente una frecuencia de resonancia a la cual se pueda cumplir la condición de oscilación, mientras que al resto de frecuencias no se produzca dicha condición de oscilación.

Una vez observada la respuesta ideal, al final de la línea de transmisión se añadirán dos condensadores, uno colocado en paralelo a la línea resonadora, y otro en serie.

Dicho paso se realizará por fases, introduciendo al principio únicamente el condensador en serie. El diseño se puede observar en la siguiente figura:



Para conseguir un comportamiento más selectivo en frecuencia se usa el condensador serie, cuya capacidad no influye cuando el resonador está en resonancia paralelo, pues la unión de la línea de transmisión y el condensador en serie presenta una impedancia infinita, de modo que las resonancias paralelo permanecen invariantes ante la presencia del condensador serie. Sin embargo, las resonancias serie se ven fuertemente afectadas por dicho condensador, pues es en estas resonancias donde se hace nula la impedancia de entrada a la línea de transmisión y que como impedancia total queda la del condensador serie. De esta forma las resonancias serie pueden ser modificadas y se acercan a las resonancias paralelo, creando un efecto de respuesta selectiva en frecuencia de la fase S_{11} .

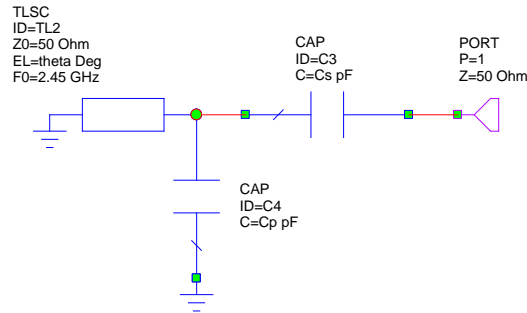
Antes de simular compruebe que en Project **Options** → **Frequency Values** vaya de 2 a 3.5 GHz en pasos de 0.01.

Ejercicio 1: Sobre la misma gráfica creada anteriormente, varía el valor de C_s partiendo de unos valores elevados mediante la herramienta Tune Tool. Razone lo observado.

Ejercicio 2: ¿Con que valores de C_s conseguimos una respuesta más resonante, con $C_s = 2.1 \text{ pF}$ o $C_s = 4 \text{ pF}$?

Por otro lado, el condensador paralelo actuará sobre las resonancias paralelo, arrastrando también las resonancias serie, de manera que podremos disminuir la frecuencia de resonancia serie aumentando el valor del condensador paralelo, sintonizando dicha resonancia a la frecuencia de trabajo. Pero como se verá a continuación, no será posible sintonizar dicha resonancia únicamente con el condensador en paralelo, sino que tendremos que variar la longitud de la línea de transmisión acabada en cortocircuito para sintonizar la resonancia en serie a la frecuencia de trabajo.

La incorporación de este nuevo condensador conlleva al siguiente diseño:



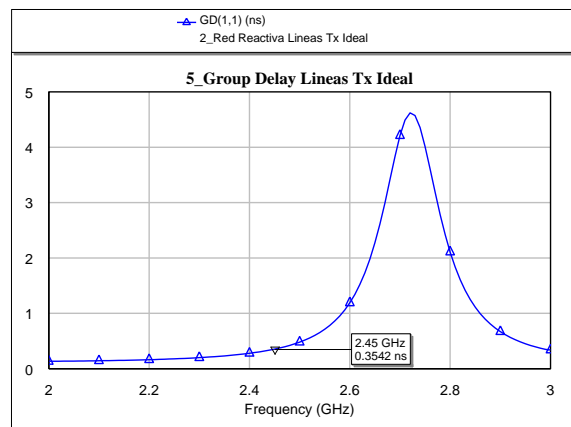
Ejercicio3: Sobre la misma gráfica, varía el valor de C_p partiendo de unos valores pequeños mediante la herramienta Tune Tool, tanto para $C_s = 2.1 \text{ pF}$ a como para $C_s = 4 \text{ pF}$. Razone las diferencias.

Otro parámetro importante a partir del cual se puede analizar y sacar conclusiones sobre un resonador es el *Group Delay*, que puede ser interpretado como el retraso temporal de una senoide en un intervalo de frecuencias pequeño en torno a la frecuencia de trabajo. Es decir, cuando mayor sea el GD a la frecuencia de trabajo, mayor será la resonancia

Genere una nueva gráfica para simular el GD mediante el menú **Project** → **Add Graph** → **Rectangular**, y luego añadiremos una nueva medida con la opción Add Measurement. Seleccionaremos en Meas. Type la opción Linear y dentro de este tipo de medida escogeremos la medida GD para el esquemático “2_Red Reactiva Lineas Tx Ideal” y como parámetro S, el S11.

Ejercicio 4: Para los dos valores de C_s ¿es posible obtener una respuesta resonante variando únicamente C_p ? Razone la respuesta observando la respuesta de la fase y del GD.

Fije para $C_s = 2.1 \text{ pF}$ un valor de $C_p = 2.5 \text{ pF}$. Para estos valores se ha obtenido este GD:



Como se observa, el resonador no resuena a la frecuencia de trabajo. Una de las opciones intuitiva para conseguir esta sintonización sería seguir aumentando C_p .

Ejercicio 4: ¿Por qué no es viable seguir aumentando C_p ?

Una alternativa más viable es optimizar el valor de la longitud de la línea de transmisión (fase en este caso).

Ejercicio 5: ¿Con que valor de fase se consigue la resonancia a la frecuencia de trabajo?

Ejercicio 6: Dibuje el nuevo GD y la fase.

Para $C_S = 4 \text{ pF}$ un valor de $C_P = 1.5 \text{ pF}$:

Ejercicio 7: ¿Con que valor de fase se consigue la resonancia a la frecuencia de trabajo?

Ejercicio 8: Dibuje el nuevo GD y la fase.

Ejercicio 9: ¿Qué configuración produce un mayor GD? Razone.

Diseño	C_S	C_P	GD
Diseño 1	2.1 pF	2.5 pF	
Diseño 2	4 pF	1.5 pF	

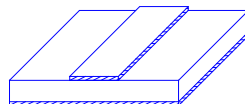
2.3.2. Línea de transmisión real.

Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante una línea de transmisión real, para ello seleccione en la pestaña **Project** → **Circuits Schematic** → **New Schematic** y le damos el nombre de "3_Red Reactiva Lineas Tx".

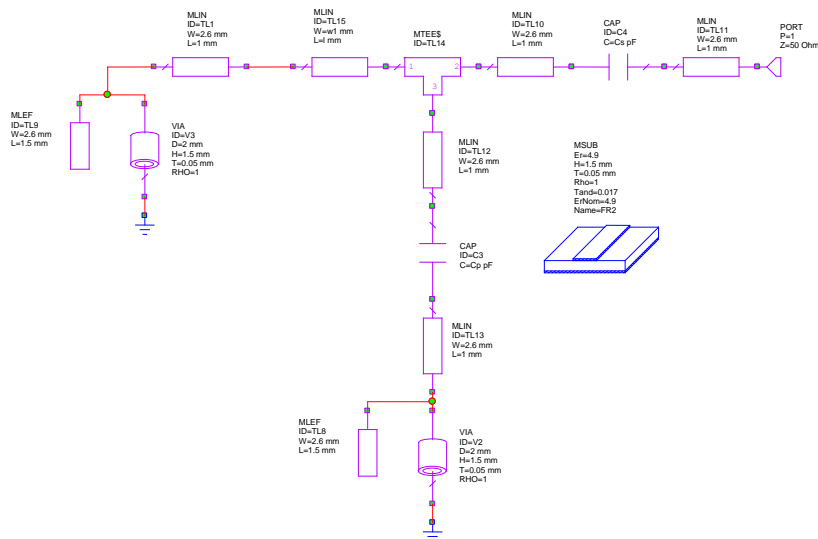
El sustrato utilizado será el "FR4" (**Elem** → **Substrates** → **MSUB**) con las siguientes especificaciones:

- Constante dieléctrica relativa: $\epsilon_r = 4.9$
- Altura del sustrato: $H = 1.5 \text{ mm}$
- Espesor del material conductor: $T = 0.05 \text{ mm}$
- Tangente de pérdidas: $Tand = 0.017$
- Resistividad normalizada respecto del oro: $Rho = 1$

MSUB
Er=4.9
H=1.5 mm
T=0.05 mm
Rho=1
Tand=0.017
ErNom=4.9
Name=FR1



Este nuevo diseño real incluirá líneas de transmisión reales, conexiones en T y via hole, tal y como se observa en la siguiente figura:



Como en la Practica 1 de amplificadores, las líneas de conexión serán líneas de 50 Ω con 1 mm de longitud, mientras que la línea resonadora tendrá una impedancia de 80Ω y sus dimensiones físicas se determinarán mediante la herramienta TXLine (**Tools**→**TXLine**).

Crea dos gráficas, una para representar la fase y módulo del parámetro S11 y otra para representar el GD.

Ejercicio 10: Ejecuta estas gráficas para $C_S = 2.1 \text{ pF}$ y $C_p = 2.5 \text{ pF}$. Optimice la longitud de la línea de transmisión si es necesario.

Ejercicio 11: Ejecuta estas gráficas para $C_S = 4 \text{ pF}$ y $C_p = 1.5 \text{ pF}$. Optimice la longitud de la línea de transmisión si es necesario.

Ejercicio 12: Compara el GD. ¿A qué se debe la bajada del módulo que se produce en la señal?

Diseño	C_S	C_p	GD	S11
Diseño 1	2.1 pF	2.5 pF		
Diseño 1	4 pF	1.5 pF		

Ejercicio 13: Determine el layout.

2.3.3. Línea de transmisión coaxial.

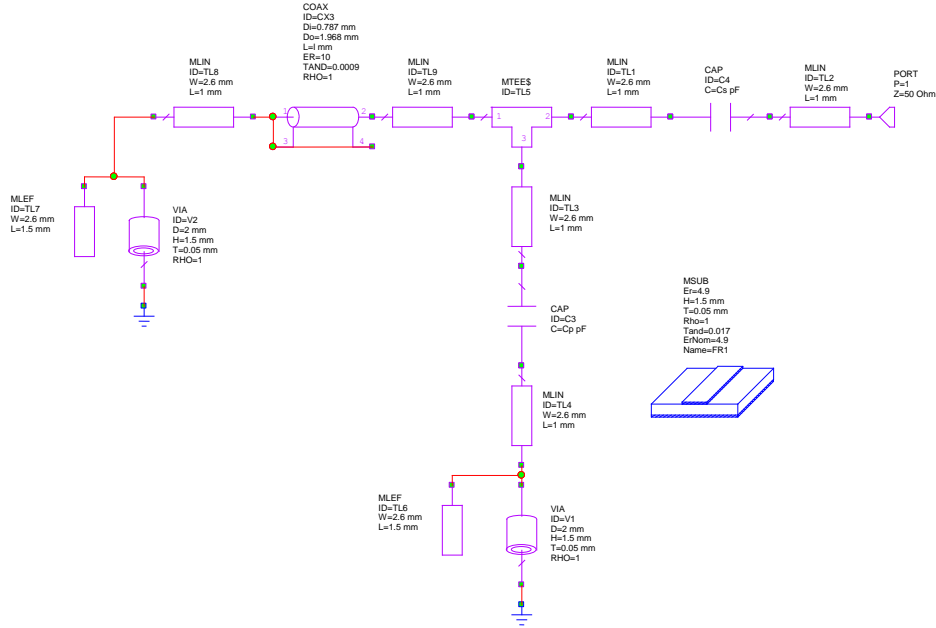
Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante coaxial llamado “4_Red Reactiva Coaxial”.

La línea coaxial tendrá una longitud de $\lambda/2$ terminada en cortocircuito al igual que las líneas de transmisión utilizadas como resonadores, de modo que su longitud será la siguiente:

$$L_{coax} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 2.45 * 10^9 * \sqrt{10}} = 19.36 \text{ mm}$$

Con $\epsilon_r = 10$

Este nuevo diseño real incluirá líneas de transmisión reales, conexiones en T y via hole, tal y como se observa en la siguiente figura:



A partir de este nuevo diseño, escogeremos unos valores de C_S y C_p que produzcan un mismo GD que el conseguido con el resonador de línea de conexión real. Mediante este nuevo análisis podremos observar como para el mismo GD existen diferencias significativas.

Crea dos gráficas, una para representar la fase y módulo del parámetro S_{11} y otra para representar el GD.

Ejercicio 14: Determine el valor de C_p partiendo de un valor conocido de C_S a partir del cual se pueda obtener un $GD=18.24ns$.

Diseño	C_S	C_p	GD
Diseño 1	0.433 pF		18.24 ns

Ejercicio 15: Determine el valor de C_p partiendo de un valor conocido de C_S a partir del cual se pueda obtener un $GD=3.82ns$.

Diseño	C_S	C_p	GD
Diseño 2	1.18 pF		3.82 ns

Ejercicio 16: Para el mismo GD, rellene la siguiente tabla y razone las diferencias en cuanto a las pérdidas.Cuál es la mejor opción, ¿línea de transmisión o coaxial?

Diseño	C_S	C_P	GD	Pérdidas
Línea de Tx	2.1 pF	2.5pF	18.25 ns	
Coaxial	0.433 pF	2.09pF	18.24 ns	
Línea de Tx	4 pF	1.5 pF	3.827 ns	
Coaxial	1.18 pF	1.9 pF	3.82 ns	

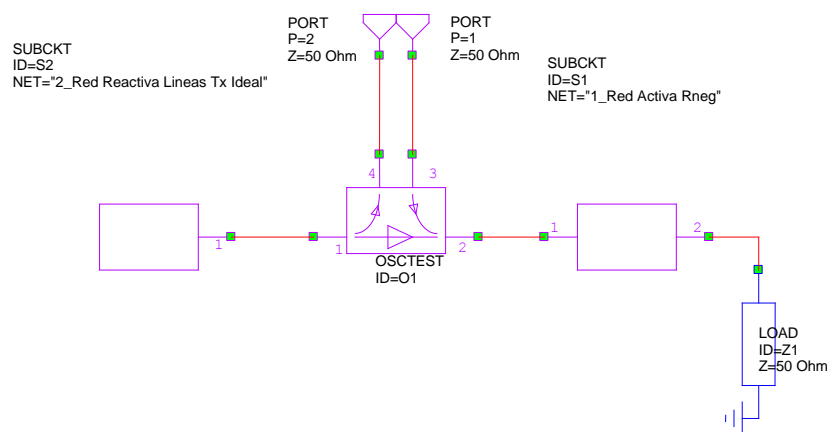
Ejercicio 17: Determine el layout.

2.4. Oscilador.

Este paso consiste en unir la parte activa y la reactiva, para completar el oscilador. Mediante este diseño, se puede realizar un análisis de bucle abierto.

2.4.1. Oscilador con resonador de línea de Tx ideal

Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante coaxial llamado "5_Oscilador Lineas Tx Ideal". Mediante este diseño se podrá realizar un análisis de bucle abierto, a partir del cual se podrá comprobar la condición de arranque de oscilación. A continuación colocaremos en este esquemático los subcircuitos creados anteriormente, para ello, tendremos que irnos **Elem** → **Subcircuits** donde estarán todos los subcircuitos creados en este proyecto. De aquí seleccionaremos los bloques "1_Red Activa Rneg" y "2_Red Reactiva Lineas Tx Ideal". Estos subcircuitos se deberán unir mediante un elemento especial que permite medir la ganancia de bucle abierto (**Elem**→**MeasDevice**→**Probes**→**OSCTEST**). Dicho diseño quedará como:



A continuación se realizarán las medidas de ganancia en bucle abierto, para ello, cree una gráfica donde se represente el módulo y fase del parámetro S₂₁ del esquemático creado.

Ejercicio 18: Dibuje la ganancia de bucle abierto para las dos configuraciones, $C_S = 2.1 \text{ pF}$, $C_p = 2.5 \text{ pF}$ y $C_S = 4 \text{ pF}$, $C_p = 1.5 \text{ pF}$. Razone las respuestas.

2.4.2. Oscilador con resonador de línea de Tx real.

Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante coaxial llamado "6_Oscilador Lineas Tx". Diseñe el oscilador con el mismo procedimiento anterior pero con el resonador de línea de transmisión real.

A continuación se realizarán las medidas de ganancia en bucle abierto, para ello, cree una gráfica donde se represente el módulo y fase del parámetro S_{21} del nuevo esquemático creado.

Ejercicio 19: Dibuje la ganancia de bucle abierto para las dos configuraciones, $C_S = 2.1 \text{ pF}$, $C_p = 2.5 \text{ pF}$ y $C_S = 4 \text{ pF}$, $C_p = 1.5 \text{ pF}$. Razone las respuestas.

Ejercicio 20: ¿Son válidas las dos configuraciones para funcionar como un oscilador? ¿Porque?

Ejercicio 21: Determine el layout.

2.4.3. Oscilador con resonador coaxial.

Comenzaremos creando el esquemático de la red resonante diseñada mediante coaxial llamado "7_Oscilador Coaxial". Diseñe el oscilador con el mismo procedimiento anterior pero con el resonador coaxial.

A continuación se realizarán las medidas de ganancia en bucle abierto, para ello, cree una gráfica donde se represente el módulo y fase del parámetro S_{21} del nuevo esquemático creado.

Ejercicio 19: Dibuje la ganancia de bucle abierto para las dos configuraciones, $C_S = 0.433 \text{ pF}$, $C_p = 2.09 \text{ pF}$ y $C_S = 1.18 \text{ pF}$, $C_p = 1.9 \text{ pF}$. Razone las respuestas.

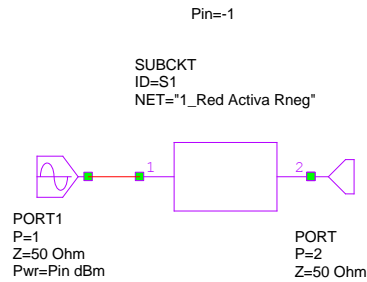
Ejercicio 20: Cual de las dos configuraciones podría funcionar como un oscilador. Razone la respuesta.

Ejercicio 21: Determine el layout.

2.5. Oscilador con resonador coaxial no lineal.

A continuación se estudiará el fenómeno de saturación de resistencia negativa que presenta de momento únicamente la red activa.

Para ello se deberá generar primero un esquemático que presente un banco de medida de balance de armónicos (**Elem**→**Ports**→**Harmonic Balance**→**Port1**) para realizar la simulación no lineal de la red activa, en función de la potencia de entrada, pues hasta ahora no se ha considerado ninguna potencia de entrada, es decir, hasta ahora se realizaba un estudio lineal del oscilador.

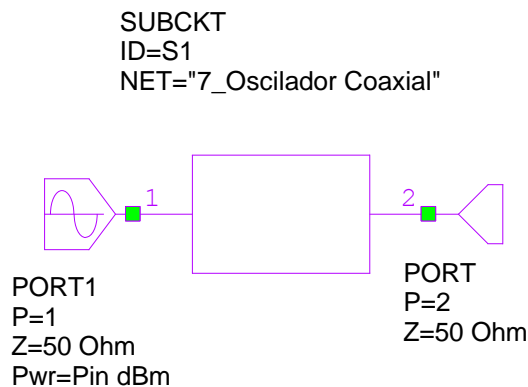


Crea una variable llamada Pin, inicializado con un valor muy pequeño de modo que no afecte y selecciónelo mediante la opción Tune Tool. Genera una gráfica donde se representa el parámetro S11 del esquemático y aumente el valor de Pin hasta que la ganancia a la frecuencia de trabajo sea de 0 dB.

Por tanto en la simulación realizada a continuación se determina a que potencia de entrada el fenómeno de resistencia negativa se satura. Concretamente esta saturación se produce con una potencia de entrada de -1 dBm, pues esta potencia no produce ganancia o lo que es lo mismo, resistencia negativa.

Pero esta no será la potencia máxima que se podrá introducir en el oscilador, pues también se ha de tener en cuenta la red reactiva, por lo tanto, a continuación se realizará un análisis similar al anterior pero teniendo en cuenta el oscilador completo.

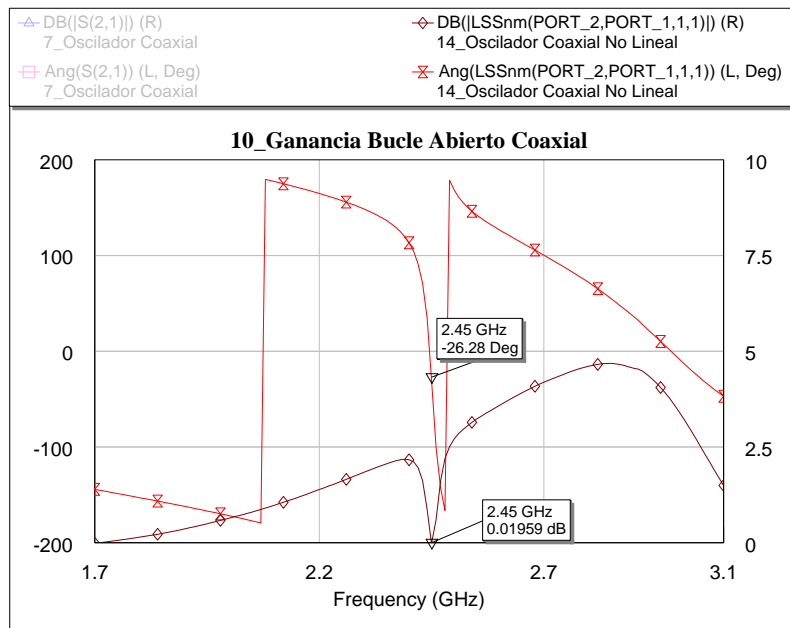
Para aplicar la simulación no lineal al oscilador total, crea un nuevo esquemático que contenga el oscilador completo con el banco de medida de balance de armónicos.



Crea una variable llamada Pin, inicializado con un valor muy pequeño de modo que no afecte y selecciónelo mediante la opción Tune Tool. Genera una gráfica donde se representa el parámetro S11 del esquemático y aumente el valor de Pin hasta que la ganancia a la frecuencia de trabajo sea de 0 dB. Esta potencia es de -5 dB, que como se observa, es menor a la potencia obtenida al analizar únicamente la parte activa, debido principalmente a las pérdidas que introduce el resonador.

Estos resultados se han obtenido utilizando la configuración del resonador coaxial que produce mayor resonancia, pues de esta manera es más fácil conseguir la condición de

oscilación en cuanto a que la fase sea de 0° , pues a mayor resonancia menos lineal es la fase.



Ejercicio 22: Ajuste el valor de la longitud del coaxial para que la fase a la frecuencia de trabajo sea de 0° , y de este modo se cumplan las condiciones de oscilación.

Bibliografía

"Microwave Engineering". **David M. Pozar**.

"Transmisión por Soporte Físico; Ejercicios resueltos de circuitos pasivos y activos de microondas", Universidad Politécnica de Cartagena, Editorial MORPI, S.L., 1ª Edic. Marzo 2006 (ISBN: 84-95781-70-0). **J.L. Gómez Tornero y A. Álvarez Melcón**.

"Ejercicios de Subsistemas de Microondas", Universidad Politécnica de Cartagena, Editorial MORPI, S.L., 1ª Edic. Enero 2013 (ISBN: 978-84-96997-97-4). **J.L. Gómez Tornero**

"Diseño y fabricación de amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía". **PFC de Ricardo Alarcón Llamas**.

"Diseño de un oscilador por reflexión en la banda de 1200 MHz para aplicaciones de radioastronomía". **PFC de Pedro Bermejo Martínez**.

"Avago Technologies Web Page". (www.avagotech.com)