



Universidad
Politécnica
de Cartagena



Análisis e implementación de redes de microondas basadas en resonadores en tecnología planar con respuesta de retardo de grupo especificada

Autor: Carlos García Méndez

Director: David Cañete Rebenaque

Abstract

En este proyecto se ha tratado de investigar y mejorar la síntesis de circuitos con respuesta en fase especificada, para a través de la fase poder modificar el parámetro retardo de grupo. La obtención de circuitos con un retardo de grupo especificado es el primer paso hacia la creación de redes de microondas capaces de ejecutar un procesado de señal analógico. Se ha comenzado utilizando las técnicas de síntesis empleadas en la bibliografía mencionada, para implementar un script de MatLab que devuelve los parámetros eléctricos necesarios para sintetizar estas redes. Una vez obtenidos los parámetros eléctricos de la red, que en este caso han sido impedancias par e impar, se ha llevado a cabo una simulación de los circuitos diseñados y una posterior optimización. Durante esta fase se ha conseguido afinar la respuesta en fase de los circuitos simulados hasta que esta se encontraba muy cerca de la deseada. Finalmente se han fabricado estos circuitos, nombrados por su creador como “phasers” y se han tomado las medidas de fase y retardo de grupo de estos, para finalmente compararlos con las respuestas de los diseños simulados.

The main objective of this project lies in keep on investigating and improving the synthesis techniques of phase response microwave circuits, by creating phase response circuits it is possible to obtain specific group delay response. Creating desired group delay response circuit is the first step towards the synthesis of Microwave analog signal processing nets. We started using the synthesis techniques described in the literatura for creating a MatLab script which give us the electrical parameters of each resonator of the filter. Originally we designed two filters and then make lots of simulations in order to obtain the desired group delay response, once we obtained something near to the desired response, the optimization process begins and the response will come near to the ideal response. The last step of this project is make the circuits called “phasers” and take the measures of the parameters in order to compare it with the designed responses.

Tabla de contenido

1. Introducción	4
2. Teoría de síntesis.....	6
2.1 Teoría de síntesis para circuitos de 1 puerto	6
2.1.1 Transformación paso-banda a paso-bajo.....	7
2.1.2 Generación de un polinomio de Hurwitz con una fase especificada en el dominio paso-bajo	9
2.1.3 Transformación paso-bajo a paso-banda.....	10
2.2 Teoría de síntesis para circuitos de 2 puertos.....	12
2.2.1 Método de síntesis de la función de transferencia.....	12
2.2.2 Generación de la matriz de acoplo	16
3. Desarrollo e implementación	19
3.1. Obtención de los parámetros eléctricos y elección de la tecnología de implementación.....	19
3.2. Simulación circuital y electromagnética.....	21
3.4. Proceso de fabricación.....	24
3.5. Medida de los parámetros del circuito.....	24
4. Resultados	26
4.1. Circuito de un solo puerto con respuesta lineal positiva.....	26
4.2. Circuito de dos puertos con respuesta lineal positiva.....	36
5. Conclusiones	53
6. Bibliografía	61

Agradecimientos

A David Cañete Rebenaque (Departamento de Tecnologías de Información y Comunicaciones) por la guía a lo largo del proyecto, el trato cordial, la paciencia y la cercanía transmitida.

A David Henarejos Navarro (SAIT) por su ayuda a la hora de la fabricación de los diseños.

A Ariadna y Alberto por el apoyo.

1. Introducción

El objetivo prioritario de este trabajo de fin de grado es el estudio de redes de microondas que presenten selectividad en frecuencia en la respuesta de fase. Este tipo de redes, como ecualizadores o filtros paso-todo han sido menos analizadas que las de respuesta en magnitud y respuestas lineales, además su respuesta presenta mayor sensibilidad y variabilidad en la respuesta en frecuencia con respecto a sus principales parámetros. Por ello, en este proyecto se quiere ahondar en la técnica de síntesis para comprobar la sensibilidad de estos circuitos y diseñar respuestas en fase más complejas. En cuanto a los objetivos fundamentales del trabajo se presentan en los siguientes puntos:

1. Estudio de técnicas disponibles de síntesis de redes de uno y dos puertos con respuesta de fase especificada disponible en la literatura.
2. Manejo de software de análisis circuital, Microwave Office y de análisis electromagnético, ADS para el diseño e implementación de redes de microondas.
3. Conocer técnicas de fabricación de circuito impreso.
4. Manejar instrumentación usada en la ingeniería de microondas.
5. Análisis de medidas de los prototipos realizados. Propuesta de mejoras.
6. Estudio de la influencia de la respuesta frecuencial de la variación de los principales parámetros: distinto tipos de respuesta de retardo de grupo, redes de mayor orden e influencia del ancho de banda.

Hoy en día, la demanda por sistemas de microondas más rápidos, compactos y fiables va en aumento. La tendencia actual consiste en el procesado digital de señal, que a bajas frecuencias permite una gran capacidad, flexibilidad pero el procesado digital de señales de alta frecuencia, como microondas en adelante presenta serios inconvenientes, los dispositivos que lo pueden llevar a cabo tienen un bajo rendimiento, un alto consumo de energía y un elevado coste. Para evitar estos inconvenientes se desarrollan dispositivos y redes que permitan el procesado analógico de señal, entre los que están los phasers. Las redes creadas en este proyecto son phasers, uno de reflexión (de 1 solo puerto) y otro de transmisión (2 puertos) implementadas en tecnología planar.

La respuesta de retardo de grupo especificado se consigue modificando la respuesta en fase de los circuitos y son el primer paso hacia la creación de redes que permitan el procesado analógico de señal. El procesado analógico de señal, en inglés ASP, se presenta como una meta futura para poder implementar redes de microondas de alta frecuencia con mayor eficiencia y menor coste. El concepto de procesado analógico de señal se sustenta en los conceptos de compresión, expansión, variación de tono (chirping) y discriminación en frecuencia. Los phasers representan el núcleo de los sistemas de procesado analógico de señal, estas redes presentan una respuesta de retardo de grupo dependiente de la fase, en este proyecto se ha diseñado, fabricado y medido dos circuitos de este tipo.

Un ejemplo del funcionamiento de estas redes sería el siguiente: supongamos que nos llega una señal a nuestra red de microondas con varias componentes frecuenciales mezcladas, tras la recepción la señal pasa a un circuito el cual consta de un phaser, el cual presenta un retardo de

grupo diferente dependiendo de la frecuencia de las señales que lo atraviesan, siguiendo este principio, las diferentes componentes que conformaban la señal original se dividirán el plano temporal, ya que la diferencia en nanosegundos que tarda en atravesar una componente respecto de la otra componente es detectable para el sistema receptor y causará una separación temporal de estas.

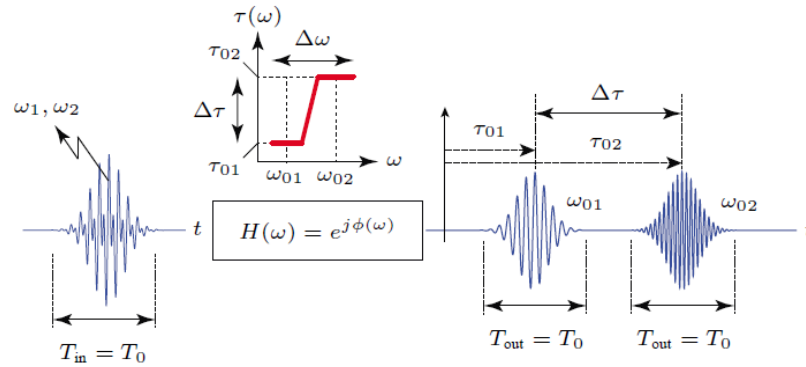


Figura 1. Separación temporal de las componentes.

Los dos phasers desarrollados en este proyecto presentan una respuesta en retardo de grupo similar a la del circuito presentado anteriormente, es decir, creciente. En el desarrollo del proyecto se ha podido experimentar las diferentes fases de desarrollo de un circuito y la fabricación del mismo, algo que no se puede experimentar durante el curso, además también de la practicar las técnicas de medida.

La estructura de este trabajo se divide en teoría de síntesis, donde se exponen la teoría necesaria para crear los circuitos, sacada de la bibliografía nombrada en el apartado 6. Le sigue una parte en la que se exponen las técnicas utilizadas para llevar a cabo el desarrollo y la implementación del circuito, en esta etapa se ha simulado y optimizado los circuitos diseñados. Posteriormente se ha detallado el proceso de fabricación y la toma de medidas en los circuitos fabricados y se han expuesto y comparado los resultados de cada medida con los resultados de la simulaciones. Finalmente se han expuesto una serie de líneas futuras y posibles mejoras para con los diseños creados y las técnicas de medida y fabricación empleadas.

2. Teoría de síntesis

En este apartado se explican los procedimientos llevados a cabo para la síntesis de los circuitos. Estos procesos se han implementado mediante un script de MatLab, una vez obtenidas los parámetros de cada resonador y con ellos las impedancias par e impar, mediante la herramienta LineCalc de ADS se han obtenido las dimensiones l_n, w_n, g_n de cada resonador.

2.1 Teoría de síntesis para circuitos de 1 puerto

Para los phasers de un solo puerto, existe un proceso específico que tiene en cuenta unas consideraciones e impone unas restricciones. En principio se parte de una configuración de resonadores de media onda acoplados lateralmente, donde cada resonador en cascada se acopla a los dos resonadores que están a su lado. Utilizamos esta configuración dado que es más compacta y no sufre los efectos parásitos de los armónicos pares, también se selecciona la estructura de acoplo lateral para obtener un circuito de un solo plano. La técnica de síntesis para circuitos de un solo puerto se ha obtenido de [3] de los artículos nombrados en la bibliografía.

En la figura 2 podemos observar un ejemplo de la topología utilizada. Cada sección de acoplo es una red de dos puertos obtenida mediante la apertura de dos puertos diagonales y opuestos de lo que sería una red de cuatro puertos de un circuito de líneas acopladas. Los parámetros clave de cada sección i -ésima son las impedancias par e impar Z_e y Z_o . La primera y última sección de las líneas acopladas tendrán la anchura correspondiente a 50 Ohmios a la frecuencia de trabajo y una longitud eléctrica correspondiente $\Theta = \pi/2$.

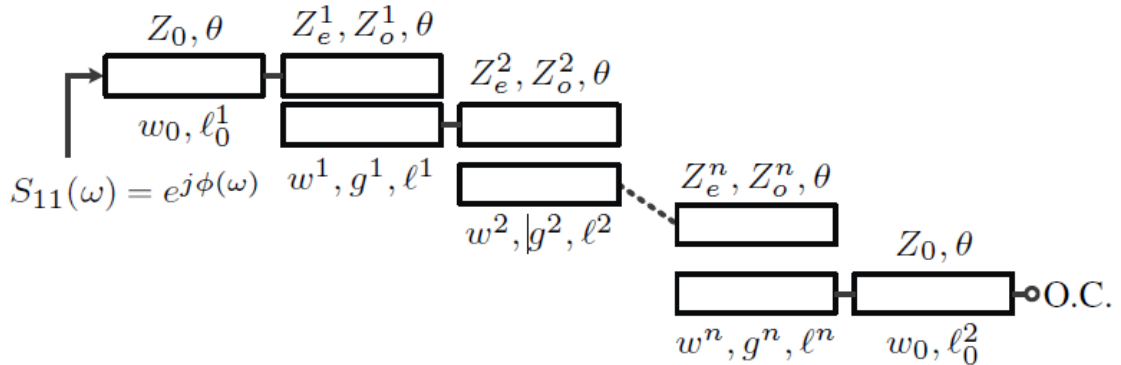


Figura 2. Modelo de circuito phaser.

La síntesis de la respuesta del retardo de grupo especificado $\tau(\omega) = -\frac{\partial \phi}{\partial \omega}$ es llevada a cabo para $\omega_0 \leq \omega \leq \omega_n$. Debido a la naturaleza puramente reflectiva del dispositivo, asumimos las siguientes condiciones:

$$\phi(\omega) = \angle \{S_{11}(\omega)\} \quad |S_{11}(\omega)| = 1 \quad (1)$$

Seguiremos el procedimiento establecido en [3]. Un phaser de un solo puerto puede ser modelado mediante una red paso-banda de elementos distribuidos acabada en cortocircuito, como se muestra en la figura 3(a). El objetivo consiste en sintetizar la respuesta deseada de la fase en función de la frecuencia $\phi(\omega)$ en el rango de frecuencias especificado, de ω_0 a ω_n , como se puede observar en la figura 3(a) usando la red paso-banda de elementos distribuidos.

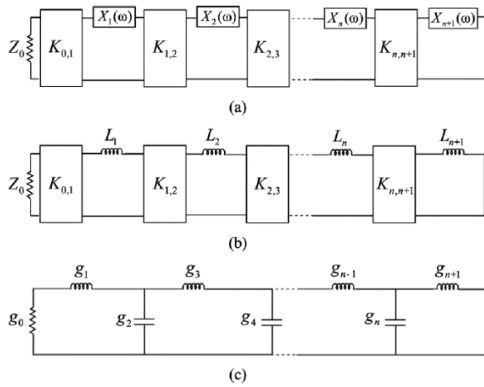


Figura 3. Modelo de red paso banda.

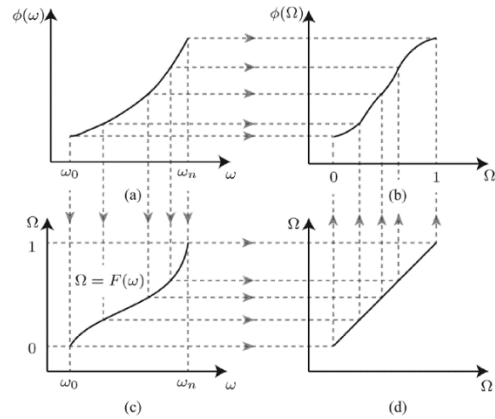


Figura 4. Transformaciones.

El principio de la técnica de síntesis propuesta empieza con la transformación de la función paso-banda original de fase $\phi(\omega)$ ($\omega_0 \leq \omega \leq \omega_n$) a su equivalente paso-bajo $\phi(\Omega)$ ($0 \leq \Omega \leq 1$) a través de la función de mapeo $\Omega = F(\omega)$, que proviene de la transformación entre la red paso-banda de elementos distribuidos figura 3(a) y la red paso-bajo de elementos concentrados figura 3(b). Siguiendo con el método de síntesis, esta red luego se transforma en la red LC en escalera paso-bajo que se muestra en la figura 3(c) de manera que el problema en fase de la red paso bajo se simplifica en un problema expresado en términos de un polinomio de Hurwitz. En la figura 4 se puede observar la transformación de la función paso banda a la función paso bajo mediante la función de mapeo previamente mencionada.

2.1.1 Transformación paso-banda a paso-bajo.

El phaser de un puerto es representado por el circuito equivalente mostrado en la figura 2(a) donde las reactancias distribuidas se sintetizan normalmente mediante líneas de transmisión de longitud $\lambda/2$ el retardo de grupo es la variable que nos interesa en las aplicaciones de procesamiento de señal, y su fase se obtiene de la siguiente manera:

$$\phi(\omega) = - \int_{\omega_0}^{\omega} \tau(\omega) d\omega + \phi_0 \quad (2)$$

donde ϕ_0 es una constante de fase arbitraria. Como se muestra en la figura 3 la función de fase paso-bajo $\phi(\Omega)$ se obtiene a partir de la función paso-banda $\phi(\omega)$ a través de la función de mapeo:

$$\Omega = F(\omega) \quad (3)$$

Y esta se puede expresar como:

$$\phi(\Omega) = \phi[F(\omega)] \quad (4)$$

Las redes de las figuras 2(a) y (b) solo difieren en términos de los elementos que los interconectan a los inversores K, por tanto su transformación paso-banda a paso-bajo sería:

$$X_i(\omega)|_{\omega_o \leq \omega \leq \omega_n} = j\Omega L_i |_{0 \leq \Omega \leq 1} \quad (5)$$

Y sujeto a las condiciones

$$X_i(\omega_o) = 0 \quad (6a)$$

$$X_i(\omega_n) = jL_i \quad (6b)$$

Donde X_i representa las reactancias de la figura 2(a) y L_i representa las inductancias de la figura 2(b). La división entre (5) y (6b) devuelve la función de mapeo requerida

$$\Omega = \frac{X_i(\omega_o)}{X_i(\omega_n)} = F(\omega) \quad (7)$$

Donde se puede observar que la función de mapeo depende de la implementación específica de las funciones de reactancia. Los resonadores distribuidos de la figura 2(a) son típicamente construidos con líneas de transmisión, lo que se puede aproximar mediante reactancias en serie cuando la longitud de las líneas de transmisión están cerca de la ser la mitad de la longitud de onda guiada. La reactancia en serie es

$$X_i(\omega) = jZ_o \tan \left[2\pi \frac{l_i}{\lambda_g(\omega)} \right] \quad (8)$$

Donde Z_o , l_i , y λ_g son la impedancia característica, longitud y la longitud de onda guiadas de la línea de transmisión i -ésima, respectivamente. Introduciendo (8) en (6a) se obtiene

$$l_i = \frac{1}{2} \lambda_g(\omega_o) \quad (9)$$

que sustituido en (8) devuelve

$$X_i(\omega) = jZ_o \tan \left[\pi \frac{\lambda_g(\omega_o)}{\lambda_g(\omega)} \right] \quad (10)$$

Debe resaltarse que en (9) la longitud de la línea de transmisión es la mitad de la onda guiada a la frecuencia más baja del ancho de banda especificada, ω_o . Introduciendo (10) en (6b) se obtiene la inductancia

$$L_i = Z_o \tan \left[\pi \frac{\lambda_g(\omega_o)}{\lambda_g(\omega)} \right] \quad (11)$$

Introduciendo ahora (10) en (7) obtenemos la función de mapeo

$$\Omega = \frac{\tan \left[\pi \frac{\lambda_g(\omega_o)}{\lambda_g(\omega)} \right]}{\tan \left[\pi \frac{\lambda_g(\omega_o)}{\lambda_g(\omega_n)} \right]} = F(\omega) \quad (12)$$

La cual es usada en la figura 3(c) para crear la función de pase en el dominio paso-bajo de la figura 3(b).

La red paso-bajo de la figura 2(b) se puede volver a transformar en la red LC en escalera de la figura 2(c), la cual es una red paso bajo simplificada sin inversores K. La red LC en escalera se utiliza ya que tiene una relación directa con el polinomio de Hurwitz, la impedancia correspondiente se puede escribir como

$$z(s) = sg_1 + \frac{1}{sg_2 + \frac{1}{sg_3 + \frac{1}{sg_4 + \dots}}} = \frac{P(s)}{Q(s)} \quad (13)$$

$$sg_n + \frac{1}{sg_{n+1}}$$

Donde $s = j\Omega$ representa la frecuencia compleja y $P(s)$ y $Q(s)$ representan las partes par e impar de un polinomio de Hurwitz, $H(s)$. El coeficiente de reflexión expresado en impedancias es por tanto:

$$S_{11} = \left[\frac{z(s)-1}{z(s)+1} \right] = \left[\frac{P(s)-Q(s)}{P(s)+Q(s)} \right] = \frac{H(-s)}{H(s)} \quad (14)$$

La función modulo del polinomio de Hurwitz es una función par, en cambio, la función fase del polinomio es una función impar, dado que las raíces del polinomio están distribuidas como pares de conjugadas en el plano complejo de Laplace, el dominio paso bajo es el siguiente

$$S_{11} = \left[\frac{H(-j\Omega)}{H(j\Omega)} \right] = e^{-2j\phi_H(\Omega)} \quad (15)$$

Asumiendo que la red en escalera es sin pérdidas, como se suele hacer en los métodos de síntesis de filtros, tenemos al mismo tiempo

$$S_{11} = e^{j\phi(\Omega)} \quad (16)$$

Las ecuaciones (15) y (16) nos indican que la fase del polinomio de Hurwitz está relacionada con la fase de la red en escalera por la relación

$$\phi_H(\Omega) = -\frac{1}{2}\phi(\Omega) \quad (17)$$

2.1.2 Generación de un polinomio de Hurwitz con una fase especificada en el dominio paso-bajo

Un polinomio con una fase deseada, cuya fase es cero en el origen y muestra unos valores específicos a determinadas frecuencias, puede ser generado usando el proceso recursivo

especificado en [13]. Primero se seleccionan una serie de puntos en frecuencia y se calculan los valores de fase correspondientes al polinomio de Hurwitz usando (17). Quedan establecidos los puntos $[\Omega_0, \Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_n]$ y $[\phi_{H0}, \phi_{H1}, \phi_{H2}, \dots, \phi_{Hn}]$ donde $\Omega_0 = 0$, $\Omega_n = 1$ y $\phi_{H0} = 0$ son los puntos de frecuencia y fase establecidos. La condición $\phi_{H0} = 0$ se satisface estableciendo $\phi_0 = 0$ en (2). Entonces podremos generar el polinomio n-ésimo $H_n(s)$ correspondiente a la fase utilizando la formula recurrente de [13]

$$\begin{cases} H_0(s) = 1, H_1(s) = s + \alpha_0 \\ H_n(s) = \alpha_{n-1}H_{n-1}(s) + (s^2 + \Omega_{n-1}^2)H_{n-2}(s) \end{cases} \quad (18)$$

donde

$$\alpha_i = \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_i^2}{\alpha_{i-1} - \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_{i-1}^2}{\alpha_{i-2} - \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_{i-2}^2}{\dots}}} \quad (19)$$

$$\alpha_0 = \frac{\Omega_1}{\tan \phi_{H(i+1)}}$$

Y para $i > 0$

$$\alpha_0 = \frac{\Omega_1}{\tan \phi_{H1}} \quad (20)$$

Para aplicar esta fórmula, primero se computan los coeficientes α_i desde $i = 0$ a $i = n - 1$, usando (19) y (20), y después se obtienen los polinomios $H_n(s)$ en (18). Esos polinomios corresponden a la función $H(s)$ de (15) de orden n . Ahora se puede construir la impedancia de entrada de la red en escalera $z(s)$ cogiendo la división entre la parte impar $Q(s)$ y la parte par $P(s)$ de $H_n(s)$, de acuerdo con (13). Los valores de los elementos concentrados g_i de la red en escalera de la figura 2(c) son directamente reconocidos después de escribir el resultado en forma de fracción en expansión como en (13).

2.1.3 Transformación paso-bajo a paso-banda

Una vez obtenidos los parámetros g_i , la red LC en escalera puede volver a ser transformada en la red paso-banda de elementos distribuidos a través de la red paso-bajo de elementos concentrados, usando la condición equivalente entre los inversores K y los parámetros g_i así como las inductancias equivalentes L_i , en la figura 3, la red se transformaría de nuevo desde la red en (c) hasta la (a).

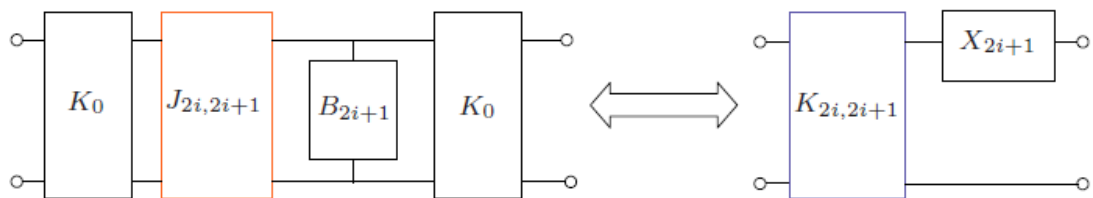


Figura 5. Transformación entre tipos de inversores.

En este proyecto, en lugar de utilizar inversores K , hemos utilizado inversores en admitancia J . Las susceptancias y reactancias se calculan de la siguiente manera:

$$\frac{B_{2i+1}(w)}{Y_o} = -j \cot\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_o}\right) \quad (21)$$

$$\frac{X_{2i+1}(w)}{Z_o} = -j \cot\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_o}\right) \quad (22)$$

La transformación entre inversores K a inversores J se muestra en la figura 5, que usando la equivalencia $K_o = Z_o$ lleva a las equivalencias

$$\frac{B_{2i+1}(w)}{Y_o} = \frac{X_{2i+1}(w)}{Z_o} \quad (23)$$

$$\frac{J_{2i,2i+1}(w)}{Y_o} = \frac{K_{2i,2i+1}(w)}{Z_o} \quad (24)$$

La función de mapeo utilizada una vez se han transformado desde inversores K a inversores J es la siguiente

$$\Omega = \frac{\tan\left(\pi \frac{\omega_i}{\omega_o}\right)}{\tan\left(\pi \frac{\omega_n}{\omega_o}\right)} \quad (25)$$

Una vez obtenidos los parámetros g_i se obtiene el valor de los parámetros $J_{n,m}$ usando

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_o C_1}{g_o g_1}} = Y_o \sqrt{\frac{B}{g_1}}, \quad J_{i-1,i} = \sqrt{\frac{C_{i-1} C_i}{g_{i-1} g_i}} = Y_o \frac{B}{\sqrt{g_{i-1} g_i}} \quad (26)$$

Como se puede observar, además de utilizar inversores en admitancia J, también se ha optado por cambiar el tipo de reactancia y modelarla como condensadores, el método de obtener los valores de los anteriormente citados y las reactancias es el siguiente

$$C_i = Y_o \tan\left(\pi \frac{\omega_o}{\omega_n}\right), \quad B_i = \tan\left(\pi \frac{\omega_o}{\omega_n}\right) \quad (27)$$

Se ha supuesto que $Y_o = 1/Z_o$ con $Z_o = 50 \Omega$. Los parámetros C_i y B_i son los mismos para todas las i 's dado que todos los resonadores están sintonizados a la misma frecuencia. Finalmente obtendremos las impedancias par e impar utilizando las siguientes ecuaciones

$$Z_e^i = \frac{1}{Y_o} \left[1 + \frac{J_{i-1,i}}{Y_o} + \left(\frac{J_{i-1,i}}{Y_o}\right)^2 \right] \quad (28)$$

$$Z_o^i = \frac{1}{Y_o} \left[1 - \frac{J_{i-1,i}}{Y_o} + \left(\frac{J_{i-1,i}}{Y_o}\right)^2 \right] \quad (29)$$

Cada par de impedancias par e impar representan unas líneas acopladas, es por esto que sus valores conllevan que el circuito sea realizable o no, ya que si dan valores irrealizables, como se puede dar el caso de valores imaginarios o valores mayores de 250 Ohmios, el circuito también será irrealizable.

2.2 Teoría de síntesis para circuitos de 2 puertos

De igual manera que para los circuitos de un puerto, la fabricación de redes DDS o dispersive delay structure de dos puertos conlleva unas determinadas restricciones y consideraciones así como un método específico de síntesis del circuito. Estas redes se diseñan normalmente como redes paso-todo, el problema reside en que estas redes paso todo requieren que la magnitud sea la misma a todas las frecuencias de funcionamiento, lo cual limita la implementación de estos circuitos usando líneas acopladas. Además, estas estructuras paso-todos parecen ser solo posibles de implementar con tecnología planar, ya que a día de hoy no se han reportado la existencia de guías de onda paso-todo. Para conseguir romper esta limitación se propone una técnica de síntesis de redes DDS utilizando redes que no sean paso-todo. Esto se puede conseguir de una manera eficiente utilizando técnicas de matrices de acoplo, lo que proporciona bastante flexibilidad a la hora de diseñar.

En [10] se presenta una técnica novedosa de síntesis donde la fase y la magnitud de la función de transferencia se controlan independientemente lo que proporciona una mayor flexibilidad. La técnica de síntesis propuesta se divide en dos partes, en la primera se obtiene la función de transferencia y en la segunda se explica cómo generar la matriz de acoplo.

2.2.1 Método de síntesis de la función de transferencia

2.2.1.1 Función de transferencia de orden reducido

En una red pasiva y recíproca, como un filtro de una determinada magnitud, los parámetros S_{11} y S_{21} se representan como

$$S_{21} = \frac{P(s)}{H(s)} \quad (30)$$

$$S_{11} = \frac{F(s)}{H(s)} \quad (31)$$

Donde $H(s)$ representa un polinomio de Hurwitz con raíces en la mitad izquierda del plano s , $P(s)$ es un polinomio real con raíces en el plano imaginario o distribuidas simétricamente en él, y $F(s)$ es un polinomio con raíces en el plano imaginario también, la naturaleza imaginaria de las raíces del polinomio $F(s)$ asegura que las frecuencias donde se producen los ceros en reflexión son positivas. Se asume que la red es una red sin pérdidas, que cumple la ecuación $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, lo que lleva a la siguiente ecuación

$$H(s)[H(s)]^* = F(s)[F(s)]^* + P(s)[P(s)]^* \quad (32)$$

En este método se asume que el polinomio $P(s)$ es un polinomio real, así que la fase de $S_{21}(s)$ está completamente determinada por $H(s)$. Dado que $P(s)$ debe tener un orden menor que

$H(s)$ para que la red sea realizable, entonces $S_{21}(s)$ tiene el mismo orden que $H(s)$. Otra condición que debe se debe satisfacer además de (31) y (30) es que el valor de $S_{21}(s)$ debe ser aproximadamente 1 en la banda de paso, como se puede observar en la figura 6. Esta condición nos lleva a

$$|P(j\Omega)| \approx |H(j\Omega)|, \quad 0 \leq \Omega \leq 1 \quad (33)$$

Dado que $H(s)$ ha sido fijado debido a la respuesta de fase especificada, $P(s)$ y $F(s)$ deben ajustarse para satisfacer las ecuaciones (33) y (34), el orden de $H(s)$ será el orden máximo de $P(s)$ y $F(s)$. Teniendo en cuenta que $P(s)$ es un polinomio real con raíces simétricamente distribuidas entre el eje imaginario, se puede expresar como

$$P(s) = \prod_{i=1}^{\frac{N}{2}} (s - s_{pi})(s + s_{pi}^*) \quad (34)$$

Donde s_{pi} corresponde a la raíz i -ésima del polinomio y además $P(s)$ está determinada por N parámetros ya que s_{pi} tiene parte real e imaginaria, además, $F(s)$ se puede determinar también como

$$F(s) = \prod_{i=1}^N (s - s_{fi}) \quad (35)$$

En este caso, s_{fi} simboliza la raíz i -ésima de $F(s)$ y es puramente imaginaria, así que $F(s)$ está también determinada por N parámetros. Es por ello que existen aproximadamente $2N$ parámetros los cuales deben ser resueltos para determinar $S_{21}(s)$ y $S_{11}(s)$. La relación (32) proporciona $2N$ ecuaciones dado que los polinomios que se multiplican en ella son cada uno de orden N , es por ello que $P(s)$ y $F(s)$ serán determinados por (32). Sin embargo, no existe garantía de que tanto $P(s)$ como $F(s)$ satisfagan (33). Debido a esto existe un grado de libertad faltante para asegurar que se cumple tanto la ecuación (33) como la (32).

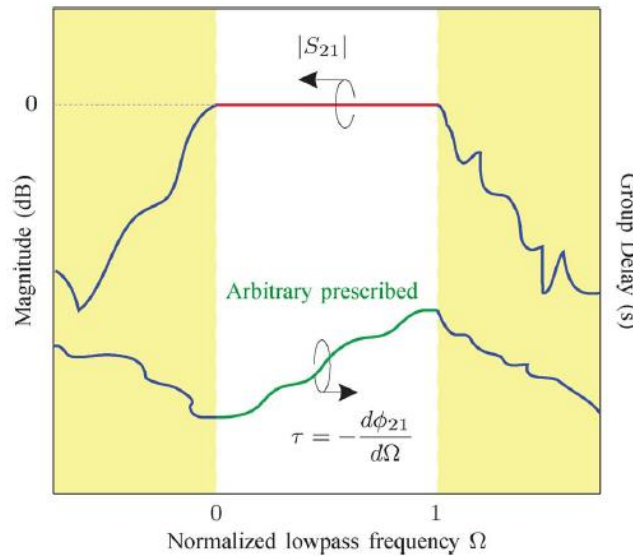


Figura 6. Parámetro S21 del circuito a diseñar.

El grado de libertad faltante debe ser generado relajando las restricciones en $F(s)$. El polinomio $P(s)$ se mantiene real debido a que si deja de serlo afectaría a la fase de $S21(s)$ lo cual complicaría el proceso de síntesis. Es por ello que las restricciones puramente imaginarias de $F(s)$ deben ser relajadas, el número de parámetros que determinan $F(s)$ se incrementa por tanto a $2N$, lo que conlleva un aumento del número máximo de parámetros a $3N$. La supresión de las restricciones de que las raíces de $F(s)$ sean imaginarias debe permitir que la red DDS sea aun realizable y compatible con técnicas de matrices de acople.

2.2.1.2 Generación de $H(s)$

La función de fase deseada $\phi_{21}(\Omega)$ puede ser creada desde la función de retardo de grupo deseada $T(\Omega)$ usando la ecuación siguiente, ϕ_0 es una constante que puede ser determinada más tarde.

$$\phi_{21}^{spec}(\Omega) = -\int_0^{\Omega} \tau^{spec}(\Omega) d\Omega + \phi_0 \quad (36)$$

Dado que el numerador en (30) y (31) se ha forzado a que sea real, la fase de $H(s)$ será representada por

$$\phi_H(\Omega) = -\phi_{21}^{spec}(\Omega) \quad (37)$$

Para generar el polinomio de Hurwitz con la respuesta en fase especificada (37) se usa el algoritmo citado en [13] y [14]. Este algoritmo es el mismo que el utilizado para las redes DDS de un solo puerto, explicadas anteriormente. Requiere que la fase en el origen sea cero que el polinomio de Hurwitz sea siempre una función impar en frecuencia. Se discretizan unos puntos en frecuencia y se calculan los valores de fase correspondientes al polinomio de Hurwitz usando (17). Quedan establecidos los puntos $[\Omega_0, \Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_n]$ y $[\phi_{H0}, \phi_{H1}, \phi_{H2}, \dots, \phi_{Hn}]$ donde $\Omega_0 = 0$, $\Omega_n = 1$ y $\phi_{H0} = 0$ son los puntos de frecuencia y fase establecidos. La condición $\phi_{H0} = 0$ se satisface estableciendo $\phi_0 = 0$ en (2). Entonces podremos generar el polinomio n-ésimo $H_n(s)$ correspondiente a la fase utilizando la formula recurrente de [13]

$$\begin{cases} H_0(s) = 1, H_1(s) = s + \alpha_0 \\ H_n(s) = \alpha_{n-1}H_{n-1}(s) + (s^2 + \Omega_{n-1}^2)H_{n-2}(s) \end{cases} \quad (38)$$

donde

$$\alpha_i = \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_i^2}{\alpha_{i-1} \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_{i-1}^2}{\alpha_{i-2} \frac{\Omega_{i+1}^2 - \Omega_{i-2}^2}{\dots}}} \quad (39)$$

$$\alpha_0 = \frac{\Omega_{i-1}}{\tan \phi_{H(i+1)}}$$

Y para $i > 0$

$$\alpha_0 = \frac{\Omega_1}{\tan \phi_{H1}} \quad (40)$$

La manera correcta de emplear esta fórmula, consiste en obtener primero los coeficientes α_i desde $i = 0$ a $i = n - 1$, usando (39) y (40), y después se obtienen los polinomios $H_n(s)$ en (38). El orden N determina el error entre la respuesta en fase del polinomio sintetizado y la respuesta en fase especificada.

2.2.1.3 Generación de $P(s)$

$P(s)$ se encuentra aplicando (33), la cual asegura que la amplitud de $S_{21}(s)$ será cercana a 1 en la banda de paso. Teniendo en cuenta que $P(s)$ es un polinomio real con polos en el eje imaginario, (33) se puede reescribir como

$$P(j\Omega) \approx \sqrt{H_N(j\Omega)H_N^*(j\Omega)} \quad (41)$$

Una posible aproximación para darle solución a la ecuación anterior sería expandir su lado derecho mediante ecuaciones de Chebyshev, dado que los polinomios de Chebyshev proporcionan un error de rizado equilibrado, lo que resulta bastante útil a la hora de diseñar un filtro. Primero se calcula la expansión de Chebyshev en el dominio $\Omega \in [-1, 1]$.

$$\sqrt{H_N(j\Omega)H_N^*(j\Omega)} = \sum_{i=0}^{\infty} c_i T_i(\Omega) \quad (42)$$

donde

$$c_i = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\sqrt{H_N(j\Omega)H_N^*(j\Omega)} T_i(d\Omega)}{\sqrt{1-\Omega^2}} & \text{para } i = 0 \\ \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\sqrt{H_N(j\Omega)H_N^*(j\Omega)} T_i(d\Omega)}{\sqrt{1-\Omega^2}} & \text{para } i > 0 \end{cases} \quad (43)$$

$T_i(\Omega)$ es el polinomio i -ésimo de Chebyshev. $P(j\Omega)$ será entonces construido truncando (42) al termino superior al N -ésimo

$$P(j\Omega) = \sum_{i=0}^{N_p} c_i T_i(\Omega) \quad (44)$$

Donde N_p debe satisfacer la condición $N_p \leq N$ así que la función de transferencia puede ser construida mediante una red pasiva. Una vez que $P(j\Omega)$ ha sido creado con (44), se normaliza de acuerdo a

$$P(j\Omega) = \frac{P(j\Omega)}{\max\left\{\frac{P(j\Omega)}{|H_N(j\Omega)|}\right\}_{-1 \leq \Omega \leq 1}} \quad (45)$$

Así que la magnitud de $S_{21}(j\Omega)$ será menor de 1. En este caso el dominio Ω coincide con el eje imaginario del dominio s . $P(s)$ encontrado desde $P(j\Omega)$ aplicando la transformación $s = j\Omega$, consigue satisfacer la restricción de ser un polinomio real.

2.2.1.4 Generación de $F(s)$

Una vez que $H(s)$ y $P(s)$ se han obtenido, $F(s)$ se puede obtener mediante la ecuación de la conservación de la energía (32), que se puede reescribir como

$$F(s)[F(s)]^* = H_N(s)[H_N(s)]^* - P_{Np}^2(s) \quad (46)$$

Como $F(s)[F(s)]^*$ es un polinomio real, sus raíces estarán simétricamente distribuidas alrededor del eje imaginario o yacen en este como raíces de segundo orden. Las N raíces de $F(s)$ se pueden seleccionar de las raíces de $F(s)[F(s)]^*$ tomando una sola raíz de cada par de raíces y tomando las raíces secundarias. Una de las posibles elecciones será tomar todas las raíces en el plano izquierdo además de las raíces del eje imaginario.

2.2.2 Generación de la matriz de acoplo

2.2.2.1 Condición necesaria para poder aplicar las técnicas de matrices de acoplo

En la sección anterior se ha utilizado un polinomio de reflexión poco convencional, cuyas raíces no están restringidas a estar en el eje imaginario. Ahora se debe examinar si las restricciones relajadas todavía permiten una realización física y la aplicación de la técnica de matriz de acoplo. Esta técnica no establece ninguna condición específica en $F(s)$. La única condición es que el sistema sea pasivo sin pérdidas y recíproco. Esos tres requerimientos se satisfacen simultáneamente mediante las leyes de conservación de la energía.

$$S_{11}(s)[S_{11}(s)]^* + S_{21}(s)[S_{21}(s)]^* = 1 \quad (47)$$

$$S_{22}(s)[S_{22}(s)]^* + S_{12}(s)[S_{12}(s)]^* = 1 \quad (48)$$

Y la ecuación de ortogonalidad

$$S_{11}(s)[S_{12}(s)]^* + S_{21}(s)[S_{22}(s)]^* = 0 \quad (49)$$

Expresando $S_{22}(s)$ como $S_{22}(s) = F_{22}(s)/H(s)$ e insertándolas junto a (30) y (31) se obtiene

$$F(s)[P(s)]^* + P(s)[F_{22}(s)]^* = 0 \quad (50)$$

Teniendo en cuenta que $P(s)$ es un polinomio real, $P(s) = [P(s)]^*$ por lo que (50) equivale a

$$F_{22}(s) = - [F(s)]^* \quad (51)$$

Es importante resaltar que esta ecuación solo indica la relación existente entre $F_{22}(s)$ y $F(s)$, pero no impone ninguna restricción sobre $F(s)$. Es importante también examinar el efecto de (51) en el layout de la red DDS resultante, normalmente cuando las raíces de $F(s)$ yacen sobre el eje imaginario, (51) dicta que la fase de $F_{22}(s)$ es igual a la de $F(s)$. En este caso, ya que las raíces no yacen en el eje imaginario, la fase de $F_{22}(s)$ será completamente diferente a la de $F(s)$, lo que llevará a un layout asimétrico a la hora de la implementación física.

2.2.2.2 Matriz de acoplo

La técnica de generación de la matriz de acoplo se ha obtenido de [15]. Se usará para convertir la función de transferencia sintetizada en una matriz de acoplo. Aunque el procedimiento general, es el mismo que en [15], la fórmula de generación difiere. Para generar la matriz de acoplo, el primer paso es convertir la matriz de scattering en una matriz de admitancias. Introduciendo (51) en (30), se obtiene

$$\begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{H(s)} \begin{bmatrix} F(s) & P(s) \\ P(s) & -[F(s)]^* \end{bmatrix} \quad (52)$$

Esta matriz se puede convertir en una matriz de admitancias

$$Y_{11}(s) = \frac{H(s)-F(s)+ [H(s)-F(s)]^*}{H(s)+F(s)- [H(s)+F(s)]^*} \quad (53)$$

$$Y_{22}(s) = \frac{H(s)+F(s)+ [H(s)+F(s)]^*}{H(s)+F(s)- [H(s)+F(s)]^*} \quad (54)$$

$$Y(s) = Y_{12}(s) = \frac{-2P(s)}{H(s)+F(s)- [H(s)+F(s)]^*} \quad (55)$$

El numerador y el denominador de (54) contienen la parte compleja par e impar de $[H(s) + F(s)]$, respectivamente. El dominio de los coeficientes $H(s)$ y $F(s)$ es real, el denominador de (24) debe tener un orden menor que el numerador cuando el orden de $H(s)$ es par, lo que resulta en términos inusuales en la expansión fraccional parcial. Para evitar esto tanto $H(s)$ como $F(s)$ deben ser multiplicados por j , lo que es equivalente a intercambiar las partes compleja par y compleja impar de $[H(s) + F(s)]$.

Una vez obtenidas las admitancias $Y_{22}(s)$ y $Y_{21}(s)$, la expansión fraccionaria parcial se ha obtenido, correspondiente a un array transversal o una matriz de acoplo transversal. El array transversal puede ser transformado en varios tipos de circuitos aplicando transformaciones similares en la matriz de acoplo.

$$K_{i+1} = \frac{\Delta f^* M_{n+1,n+2}^2}{f_{central}} \quad (56)$$

Una vez obtenidas los parámetros de acoplo se obtienen los parámetros K mediante (56), una vez tenemos los parámetros K se obtienen las impedancias par e impar mediante las formulas análogas a (28) y (29).

$$Z_e^i = Z_0 \left[1 + \frac{K_{i-1,i}}{Z_0} + \left(\frac{K_{i-1,i}}{Z_0} \right)^2 \right] \quad (57)$$

$$Z_o^i = Z_0 \left[1 - \frac{K_{i-1,i}}{Z_0} + \left(\frac{K_{i-1,i}}{Z_0} \right)^2 \right] \quad (58)$$

3. Desarrollo e implementación

En este punto ahondaremos en la técnica que se ha empleado para llevar a cabo la implementación y posterior fabricación de los circuitos. En este caso se usa como ejemplo la red de retardo de grupo especificado de un solo puerto y de orden 4, el cual se conecta a la red mediante un circulador, en este circuito la señal entra, recorre todos los resonadores y vuelve al punto origen, por lo que el parámetro de scattering que más nos interesa es la fase de S_{11} , las especificaciones del primer circuito fabricado se listan en la tabla 1.

Orden 4	Inicio	Final
Frecuencia (GHz)	2	2.06
Retardo de grupo (ns)	20	25

Tabla 1. Especificaciones del circuito de un solo puerto diseñado.

Un breve resumen del proceso llevado a cabo para la síntesis del circuito sería el siguiente:

1. Obtención de los parámetros eléctricos mediante la técnica de síntesis.
2. Elección de la tecnología a utilizar para implementar el circuito.
3. Simulación circuital mediante la herramienta Microwave Office.
4. Simulación electromagnética mediante ADS.
5. Optimización del circuito mediante Microwave Office.
6. Fabricación del circuito.
7. Medidas en el circuito.
8. Verificación entre las medidas tomadas y las simulaciones.

En este punto es importante resaltar que la obtención de los parámetros eléctricos como son la impedancia par e impar y los parámetros de acoplo K son independientes de la tecnología utilizada para implementar el circuito. Una vez obtenidos estos se pueden utilizar herramientas como TxLine de Microwave Office o LineCalc de ADS para obtener las dimensiones físicas de cada resonador. En este proyecto se ha optado por utilizar la herramienta de ADS en lugar de la de MicrowaveOffice dado que la segunda no permitía sintetizar líneas acopladas en tecnología microstrip introduciendo las impedancias pares e impares Z_{even} y Z_{odd} , respectivamente. En la figura 7 se puede observar como en el menú de TxLine no aparece la opción de introducir las impedancias par e impar.

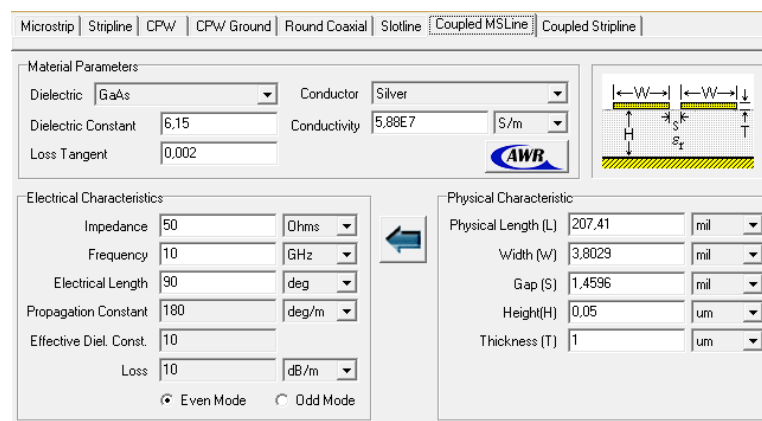


Figura 7. Menú de TxLine.

3.1. Obtención de los parámetros eléctricos y elección de la tecnología de implementación.

La síntesis matemática de los filtros se ha llevado a cabo mediante dos scripts de MatLab, a los cuales se introduce el rango de frecuencias de funcionamiento y el orden

y devuelve las impedancias par e impar asociadas a cada resonador, además de una estimación de la respuesta del circuito en módulo y fase; se puede observar en la figura 9 lo que devuelve el script para el primer circuito.

Una vez obtenidos los parámetros eléctricos de la red a implementar, el siguiente paso consiste en realizar la elección de la tecnología para llevar a cabo su implementación, se ha optado por emplear tecnología microstrip, en concreto por el sustrato RO3006, cuyas características físicas se citan en la tabla 2 y se muestran en la figura 8.

H(mm)	1.27
ϵ_r	6.15
$\tan \delta$	0.002
Tolerancia	0.15
T(μm)	35

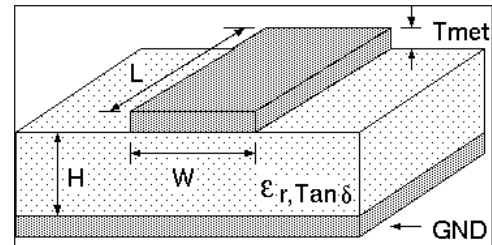


Tabla 2. Parámetros físicos del sustrato RO3006.

Figura 8. Parámetros físicos.

Una vez conocidas las impedancias pares e impares de cada resonador, la manera de obtener las dimensiones físicas del circuito pasa por utilizar el software ADS, más concretamente su herramienta LineCalc, a la cual se introducen las impedancias par e impar de cada resonador y devuelve las dimensiones. Hay que resaltar que estas dimensiones no son las finales, ya que tras la obtención de estas, habrá que optimizar el circuito. En la figura 10 se puede apreciar una captura del proceso de conversión. En la tabla 3 se pueden mostrar las dimensiones iniciales tras realizar la conversión utilizando la herramienta LineCalc del primer circuito fabricado.

```

n=4;
Puertos=1;

retardo_inicial=20;
retardo_final=retardo_inicial+5;
frecuencia_o=2;
frecuencia_f=2.06;

g =
    0.7302    1.4746    1.9332    2.2931

k =
    17.9905    4.5549    2.7993    2.2448

J =
    0.0072    0.0018    0.0011    0.0009

Ze =
    74.4636    54.9699    52.9560    52.3456

Zo =
    38.4827    45.8600    47.3574    47.8560
    
```

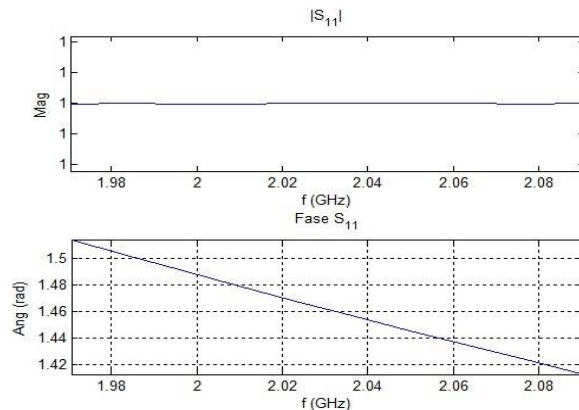


Figura 9. Síntesis matemática mediante MatLab

En la figura 11 se puede observar lo que devuelve el script de síntesis de circuitos de dos puertos, se ha seleccionado esta imagen para esclarecer que a la hora de realizar el diseño es muy importante que todas las raíces H y las raíces Fdato que devuelve el script de síntesis deben situarse en el semieje negativo del plano, además de que las raíces Fdato deben ser conjugadas entre sí.

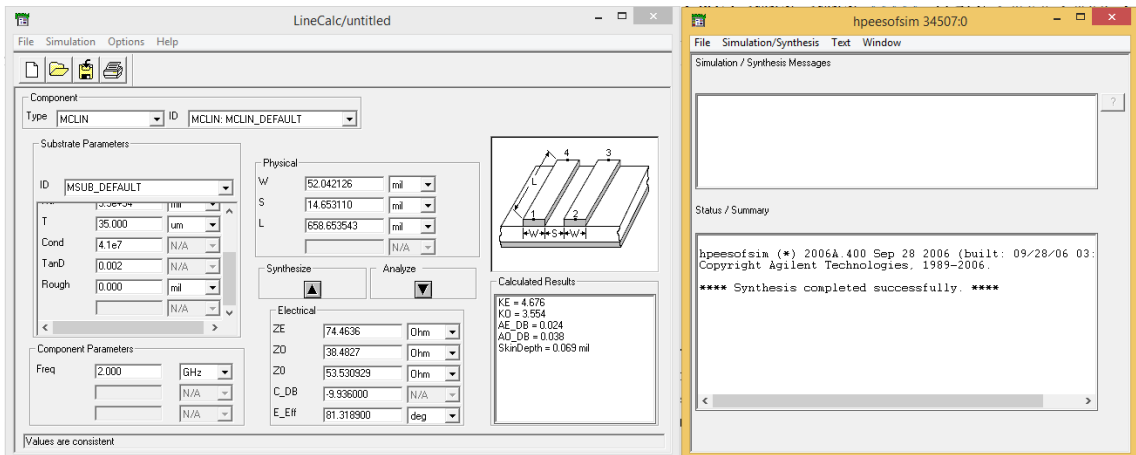


Figura 10. Captura de la herramienta LineCalc.

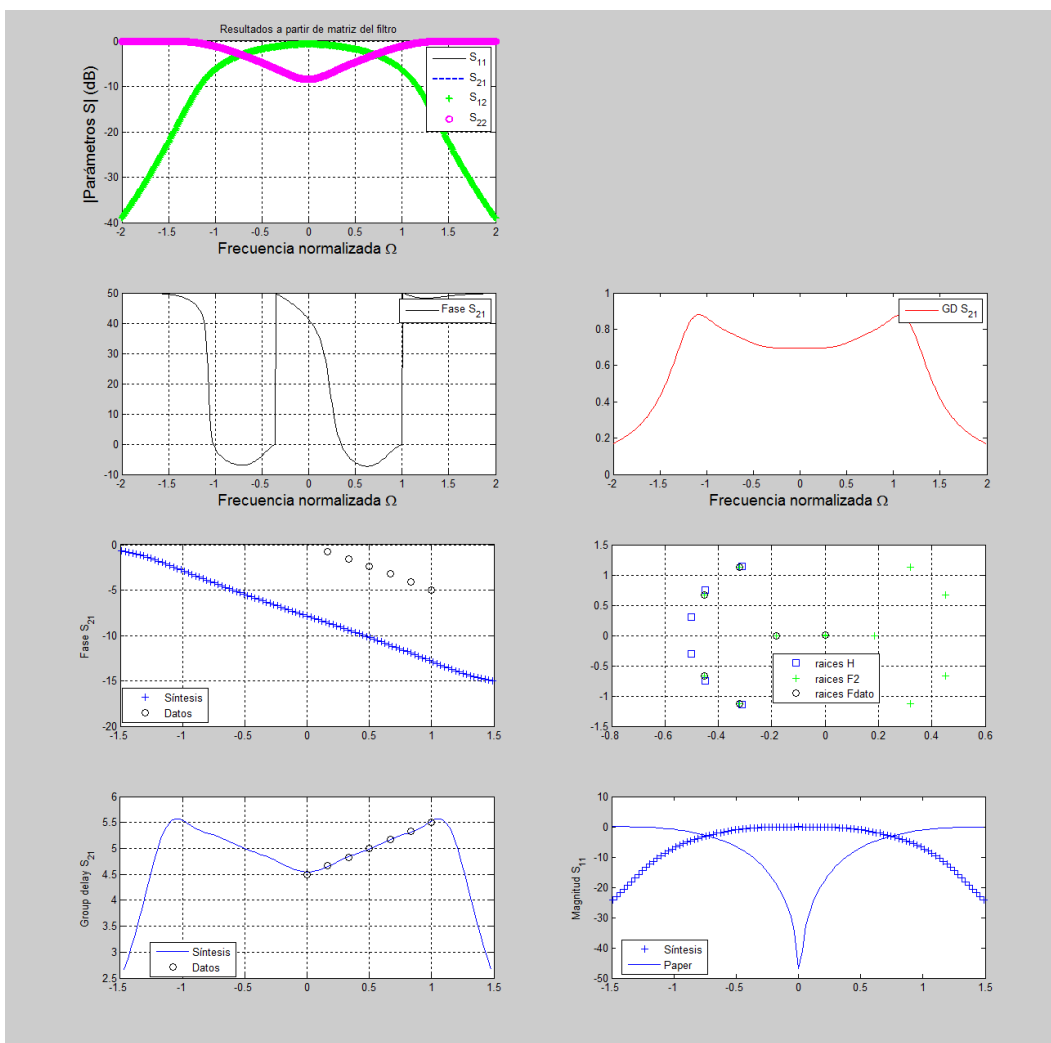


Figura 11. Diseño de circuitos de dos puertos.

3.2. Simulación circuital y electromagnética.

Una vez obtenidas las dimensiones físicas del circuito, pasamos primero al programa de análisis Microwave Office y posteriormente a ADS, en el primero se ha creado un circuito para realizar simulaciones con las medidas obtenidas, en la figura 12 se puede observar el circuito creado para simular el funcionamiento del primer circuito fabricado, se puede apreciar que solo

consta de un puerto. Que sea de un solo puerto ha creado una serie de necesidades en cuanto al método de captura del retardo de grupo y otras variables de optimización, que no se han tenido que tener en cuenta para simular circuitos de dos puertos. Para obtener el retardo de grupo se ha tenido que programar una ecuación dado que Microwave Office no permite obtener directamente el retardo de grupo de una red de un solo puerto, mediante los comandos que aparecen en la figura 13 se ha obtenido la fase del parámetro S_{11} del circuito, posteriormente esta variable se ha descomprimido y se le ha realizado la derivada respecto de la frecuencia. El comando `unwrap()` evita que se produzcan saltos de fase abruptos, lo que es necesario antes de realizar la derivada, que se realiza con el comando `der()`.

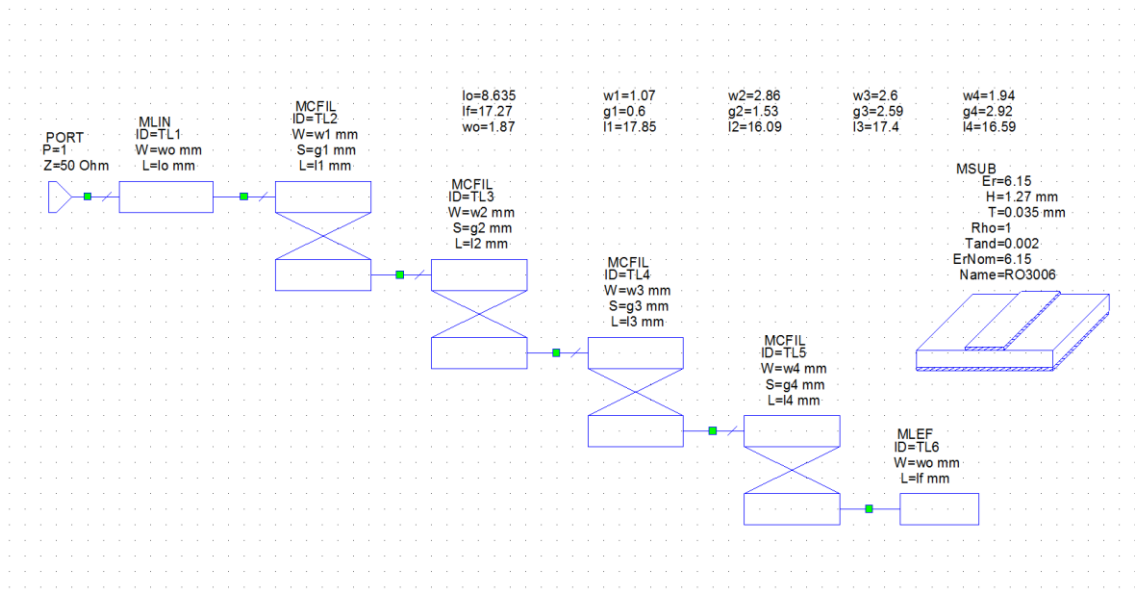


Figura 12. Circuito creado en MicrowaveOffice

$$\text{FaseS11OP} = 220620a5:\text{Ang}(S[1,1])$$

$$\text{faseGrados11OP} = (180/_PI) * \text{unwrap}(\text{FaseS11OP}, _PI)$$

$$\text{GD}_11\text{OP} = -10^9 * \text{der}(\text{faseGrados11OP}, _\text{FREQ}) / (360)$$

Figura 13. Ecuaciones creadas para obtener el retardo de grupo.

3.3. Optimización del circuito mediante la herramienta MicrowaveOffice.

La siguiente etapa del proceso de desarrollo consiste en optimizar el circuito, debido a que la optimización con el software ADS es un proceso bastante más laborioso y complejo que la optimización con Microwave Office, se ha optado por la utilización del segundo para afinar la respuesta de nuestro circuito.

Para llevar a cabo la optimización se ha creado una recta que representa la respuesta ideal que queríamos obtener en el circuito a la que hemos llamado *opt*, también se ha creado una variable a la que hemos llamado *diff* que realiza la diferencia entre la recta de respuesta ideal (*opt*) y los valores de retardo de grupo medidos. Una vez creada esta recta diferencia, mediante el menú de Microwave Office Optimizer Goals, se ha

creado un objetivo de optimización tal que la variable *diff* sea 0 o el valor más bajo posible en el ancho de banda deseado. De esta manera el software de optimización va realizando pequeñas modificaciones en las dimensiones físicas del circuito; exceptuando las dimensiones de las líneas de entrada y la línea final, cuyas dimensiones son fijas dado que representan 50 ohmios a la frecuencia de funcionamiento; hasta que la diferencia entre estas dos rectas se hace 0 o muy pequeña en cada uno de los puntos en frecuencia, este método es de gran sencillez a la hora de implementar.

Al principio de la optimización se han programado 5000 iteraciones mediante el método de optimización “Pointer - Robust Optimization” para realizar una aproximación de menor finura a los valores de retardo de grupo deseados. Una vez que este método ha dejado de ser efectivo, se ha cambiado al método “Gradient Optimization”, de manera que este ejecuta una aproximación más fina a los parámetros deseados; también se ha optado por utilizar 5000 iteraciones, aunque se ha tenido que repetir el proceso varias veces; finalmente los parámetros obtenidos se puede observar que cambian bastante con respecto a los originales, en cuanto a tiempo total de optimización, el tiempo total empleado usando los dos algoritmos puede rondar las 4 horas, siendo el segundo algoritmo más lento que el primero. Como ejemplo en la tabla 4 se pueden ver los resultados de la optimización del circuito de un solo puerto, si los comparamos con las medidas de la tabla 3 se puede apreciar el cambio que se ha producido.

Respecto a los circuitos de un solo puerto, las líneas iniciales y finales tienen la misma anchura 1.91 milímetros, que es la correspondiente a la anchura de 50 Ω , y su longitud inicial será de 8.6 milímetros. La longitud de la línea final será de 17.6 milímetros. A continuación se van a comparar las respuestas de los circuitos con las dimensiones físicas iniciales y con las dimensiones físicas finales. Se han colocado todas las tablas ejemplo respecto a las dimensiones del primer circuito juntas para poder observar de una manera más cómoda como varían las dimensiones del circuito a lo largo del proceso de creación de este.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.128900	1.720950	1.777620	1.784940
Separación(mm)	0.272371	1.259620	2.105040	2.407990
Longitud(mm)	16.933800	16.266500	16.175700	16.162500

Tabla 3. Dimensiones iniciales del circuito.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.07	2.86	2.6	1.94
Separación(mm)	0.6	1.53	2.59	2.92
Longitud(mm)	17.85	16.09	17.4	16.59

Tabla 4. Dimensiones finales del circuito tras la optimización.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.1684	3.3	2.74	2.032
Separación(mm)	0.66	1.6764	2.794	3.25
Longitud(mm)	17.85	16.09	17.4	16.59

Tabla 5. Dimensiones finales del circuito tras la fabricación.

3.4. Proceso de fabricación.

En lo referente al proceso de fabricación, esta se ha llevado a cabo en el taller de electrónica del SAIT, utilizando una fresadora guiada por ordenador que perforaba una placa de sustrato anteriormente mencionado, el RO3006. Para llevar la fabricación a cabo se han exportado las dimensiones físicas del circuito que se deseaba realizar en formato Gerber. Una vez exportado el circuito, con el programa CircuitCam se detalla las líneas que debe trazar la fresadora LPKF Protomat S60.

Por último el software BoardMaster era el utilizado para indicar a la fresadora donde debía colocarse para empezar el proceso de fabricación. Durante el proceso de fabricación se utilizaron dos brocas diferentes, una para delimitar el área de la placa y otra para realizar el vaciado del cobre que recubría el dieléctrico, la primera con un diámetro de 0.2 milímetros y la segunda con un diámetro de 1 milímetro. Las dimensiones que se han enviado a fabricar solo constan de dos decimales debido a una limitación en la fresadora ya que las dimensiones de las brocas no dejan lugar a una mayor precisión, por tanto se ha tenido que ir variando cada una de las dimensiones entre el decimal superior y el inferior para ver cuál ofrecía una respuesta más acorde con la deseada antes de enviar el circuito a fabricar.

Durante el proceso de fabricación se pudieron experimentar algunos problemas con el sustrato o la fresadora, ya que no eliminaba de manera exhaustiva todo el cobre sobre el dieléctrico dando lugar a que se tuviese que retirar parte del cobre superficial mediante un cúter y un estropajo. En la figura 18 se puede observar en la esquina superior derecha de la placa como la fresadora deja algunos restos de cobre. Una vez realizada la placa solo restaba soldar los puertos SMA o de 3'5 milímetros, uno en el caso del primer circuito fabricado y realizar las medidas, en la figura 19 se puede observar el resultado final de la primera fabricación.

Cabe resaltar que se ha producido un tercer cambio en las dimensiones del circuito debido a la precisión a la hora de fabricar. Una vez fabricado el primer circuito y con la ayuda de un microscopio se tomaron medidas de las dimensiones de cada resonador y se observó un cierto cambio entre las medidas deseadas y las finalmente fabricadas, el origen del cambio puede estar en el diámetro de las brocas utilizado o en algún tipo de imprecisión a la hora de colocar la placa durante la fabricación.

Se puede observar en la tabla 5 las medidas tomadas en el circuito real con el microscopio, algunas de ellas se asemejan bastante a las deseadas, sobre todo las longitudes de los resonadores, otras distan bastante.

3.5. Medida de los parámetros del circuito.

Una vez fabricado el circuito queda pendiente la medida de los parámetros de este. Las medidas se han llevado a cabo en el laboratorio GEAT 2, utilizando el analizador de redes ZVL 6 y el analizador de redes ZVK 40. Antes de llevar a cabo ningún tipo de medida se precisa calibrar debidamente el instrumento, en este caso se ha utilizado la técnica de calibración TOSM, el proceso llevado a cabo es el siguiente: en la interfaz del analizador de redes se ha seleccionado la opción calibrar y se han seguido los pasos que dicta el software, se ha seleccionado el kit de calibración apropiado de los que el laboratorio posee; en este caso 8052B de Agilent de 3'5 milímetros conector SMA; y se han conectado las cargas de circuito abierto, cortocircuito y carga de banda ancha en el orden que indicaba el software.

Una vez acabada la calibración se ha llevado a cabo la medida de los parámetros del circuito. El analizador de redes solo dejaba exportar la información inherente a modulo y fase de cada uno de los parámetros de scattering que posee el circuito, de manera que se ha vuelto a utilizar MatLab para obtener el retardo de grupo del sistema mediante la componente en fase del parámetro obtenido, S_{11} en el caso de la primera fabricación y S_{21} en el caso de la segunda, el proceso llevado a cabo para obtenerlo es el mismo que el que se realizaba mediante la derivada de la fase, llevado a cabo en MicrowaveOffice y se expone en la figura 13.

Como ya se indica en la literatura este tipo de estructuras presentan una alta sensibilidad y cualquier alteración externa puede causar una modificación de la respuesta del circuito como por ejemplo simplemente pasar la mano por encima del circuito, esto se manifiesta en que las medidas tomadas por el analizador son muy ruidosas, por lo que se han suavizado haciéndoles la media mediante una ventana deslizante.



Figura 18. Captura del proceso de fabricación.

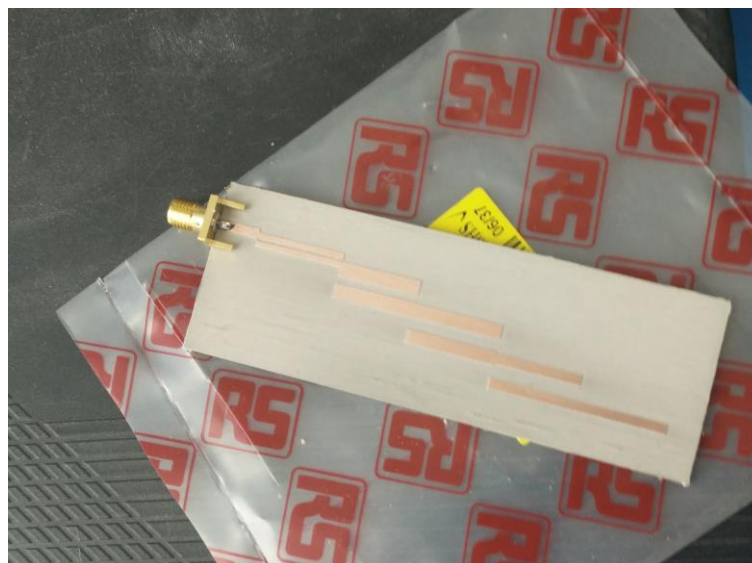


Figura 19. Captura del resultado final.

4. Resultados

En esta parte del trabajo se exponen tanto los resultados de la técnica de síntesis como las medidas físicas de los circuitos fabricados así como las figuras representativas de las medidas de retardo de grupo y módulo de S_{11} o S_{21} según se trate del primer circuito fabricado o del segundo. Al final se realiza una comparativa entre las diferentes respuestas esperadas medidas y deseadas.

4.1. Circuito de un solo puerto con respuesta lineal positiva

Como ya se ha explicado antes las medidas finales del circuito varían bastante de las inicialmente planteadas, debido a un defecto de la fresadora, este efecto también provoca un desplazamiento en frecuencia y un aumento del ancho de banda del circuito, como se podrá comprobar a continuación. En la tabla 6 se pueden observar las especificaciones del circuito.

Orden 4	Inicio	Final
Frecuencia (GHz)	2	2.06
Retardo de grupo (ns)	20	25

Tabla 6. Especificaciones circuito de un solo puerto.

En cuanto al primer circuito fabricado, el de un solo puerto, la forma de las pistas queda representada en la figura 19. En las tablas 7,8 y 9 se exponen de nuevo las medidas del circuito conforme ha ido avanzando el proceso de síntesis de este. Las dimensiones de la placa son 100 x 35 milímetros.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.128900	1.720950	1.777620	1.784940
Separación(mm)	0.272371	1.259620	2.105040	2.407990
Longitud(mm)	16.933800	16.266500	16.175700	16.162500

Tabla 7. Dimensiones iniciales del circuito.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.07	2.86	2.6	1.94
Separación(mm)	0.6	1.53	2.59	2.92
Longitud(mm)	17.85	16.09	17.4	16.59

Tabla 8. Dimensiones finales del circuito tras la optimización.

Resonador	1	2	3	4
Anchura(mm)	1.1684	3.3	2.74	2.032
Separación(mm)	0.66	1.6764	2.794	3.25
Longitud(mm)	17.85	16.09	17.4	16.59

Tabla 9. Dimensiones finales del circuito tras la fabricación.

A continuación, se muestra la respuesta del circuito antes y después de la optimización respectivamente, para que así se pueda observar la mejora significativa en la respuesta que se consigue con una optimización apropiada. Con las medidas iniciales que nos devuelve la síntesis matemática obtenemos esta respuesta en retardo de grupo y S_{11}

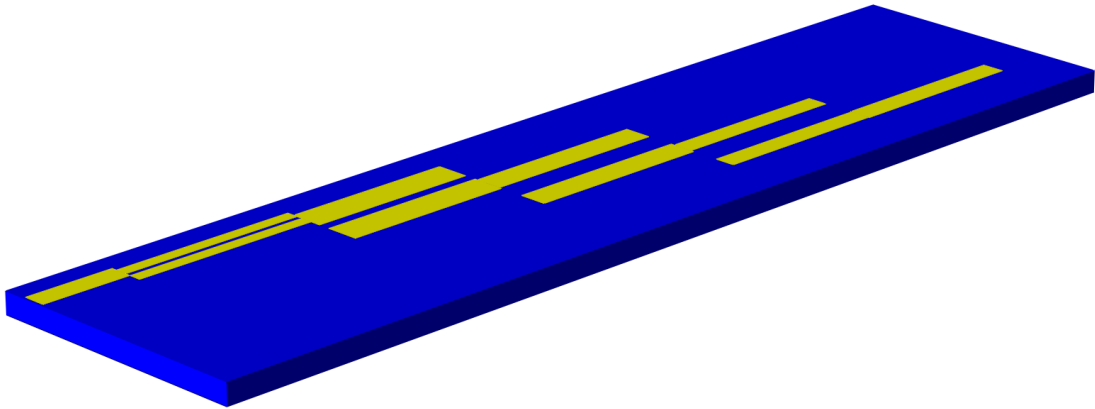


Figura 20. Modelo 3D del circuito.

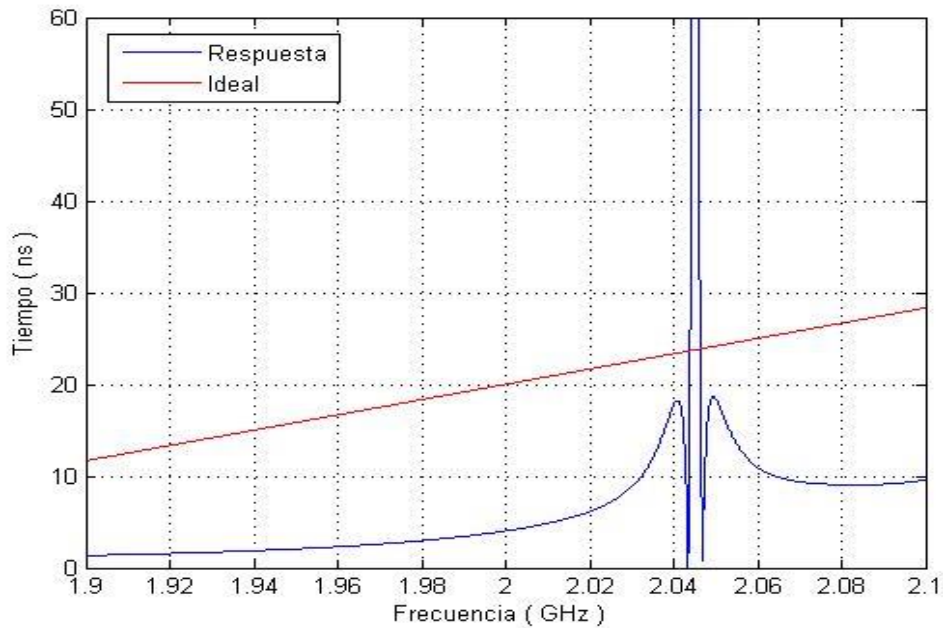


Figura 21. Retardo de grupo antes de la optimización

Tras la optimización, las medidas convergen hacia unos resultados más acordes con lo que se busca en este proyecto, aunque no se ajustan perfectamente al retardo de grupo esperado. A continuación se presentan las medidas tomadas en el laboratorio del circuito de un puerto se han tomado medidas en el analizador de redes RHODE & SCHWARZ ZVK 40, que tiene un rango de funcionamiento desde 10 megahercios hasta 40 gigahercios, en el rango desde los 1.5 – 4.5 gigahercios, como se puede observar en la

figura 24. Y en el analizador de redes RHODE & SCHWARZ ZVK 6, que tiene un rango de funcionamiento menor.

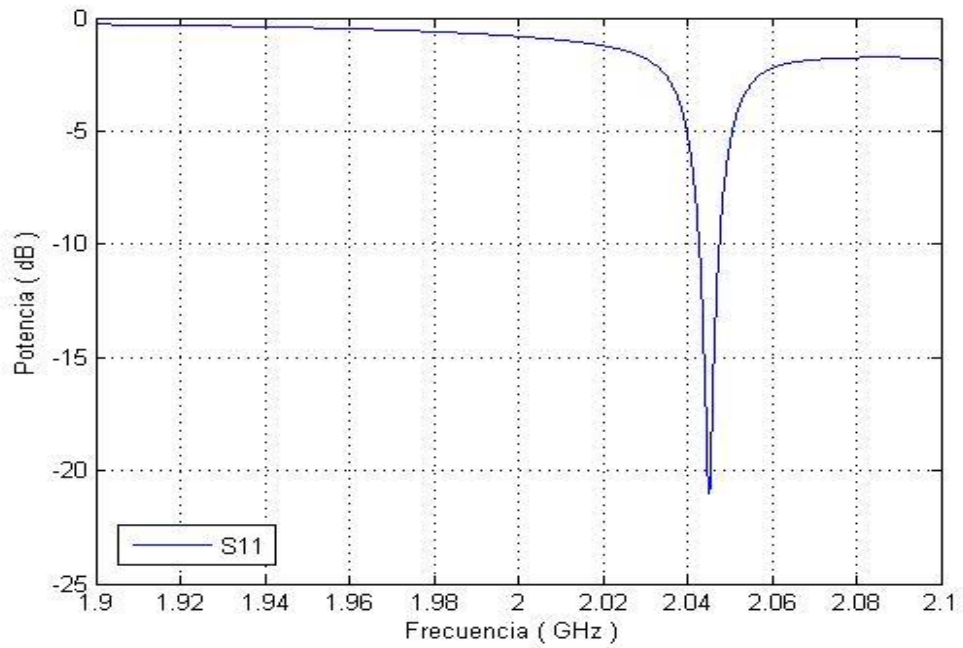


Figura 22. Respuesta en módulo de S₁₁

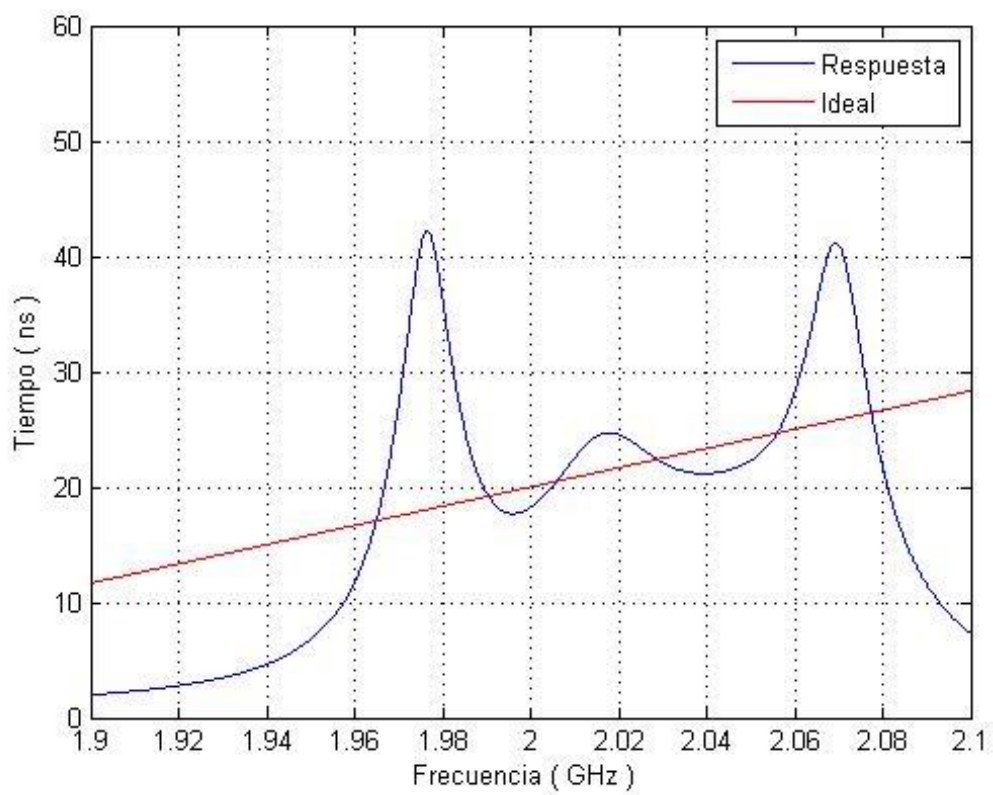


Figura 23. Retardo de grupo tras la optimización.

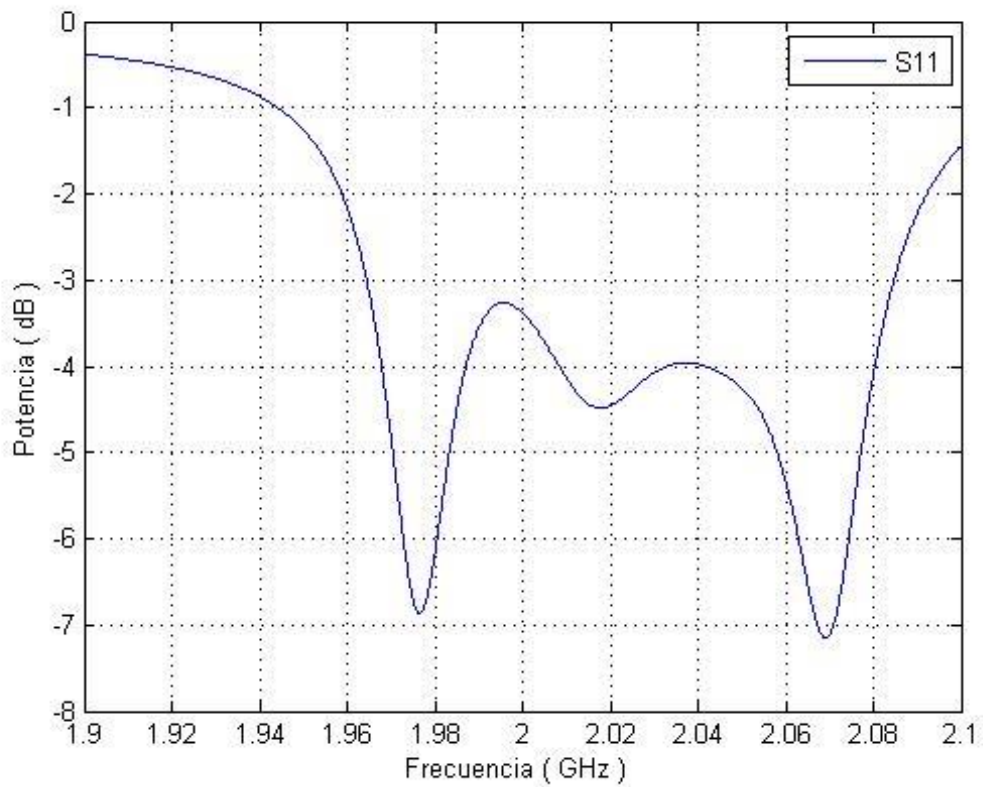


Figura 24. Respuesta en módulo de S_{11}

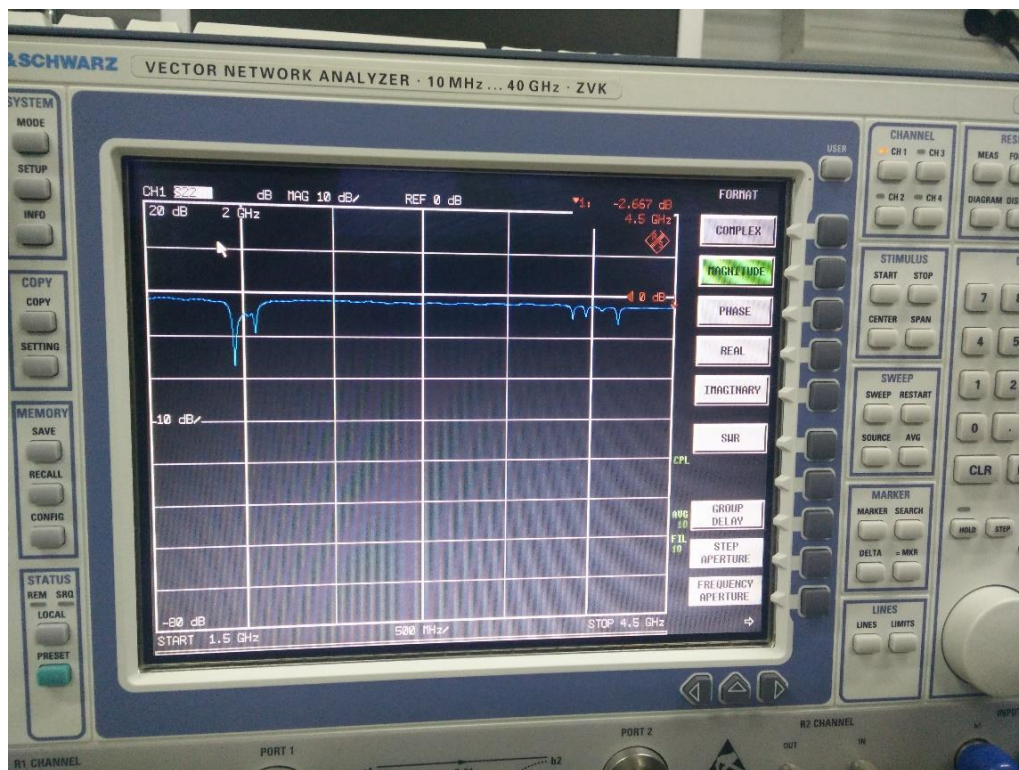


Figura 25. Analizador de redes R&S ZVK 40.

También se ha utilizado el analizador de redes portátil RHODE & SCHWARZ ZVL 6, en el mismo rango de funcionamiento, desde los 1.5 gigahercios hasta los 4.5

gigahercios, cabe destacar que las medidas de ambos no son iguales, ya que el primero realiza un suavizado sobre las medidas tomadas y el segundo no, lo que induce a unas medidas del S_{11} bastante más ruidosas, se puede observar en la figura 24, una fotografía durante el proceso de medida.

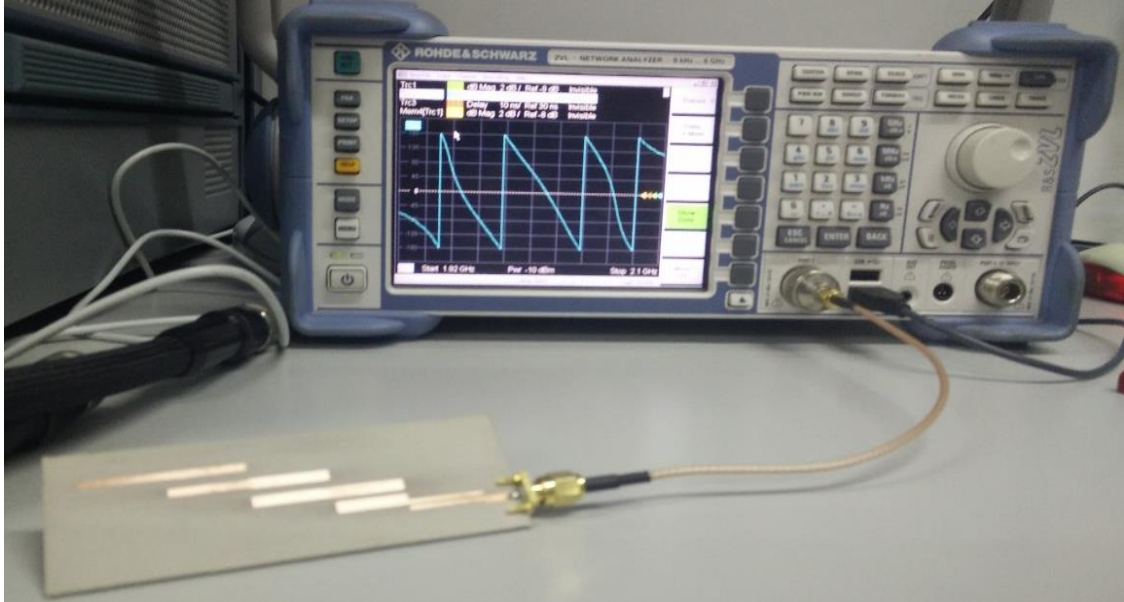


Figura 24. Analizador de redes R&S ZVL 6.

Hay que resaltar como curiosidad la sensibilidad de este circuito en tecnología planar dado que la respuesta tanto en módulo y fase de nuestro circuito variaba drásticamente antes estímulos externos como pasar la mano por encima de este o acercar el móvil.

Según las especificaciones del circuito diseñado, se debería obtener una curva de retardo de grupo creciente, empezando a 2 gigahercios con 20 nanosegundos de retardo y terminando a 2.06 gigahercios con 25 nanosegundos de retardo. Seguidamente se muestran las gráficas referentes a la simulación con el software ADS.

En la figura 27 se puede observar una comparación de las medidas tomadas y suavizadas mediante un método de ventana deslizante con las simulaciones realizadas en ADS. Como ya se ha comentado antes, se aprecia un leve deslizamiento en frecuencia, el cuál puede ser debido tanto a problemas en la precisión de las brocas o la fresadora durante el proceso de fabricación, como a la variabilidad del sustrato dieléctrico. Obviando el deslizamiento en frecuencia, el resultado de las medidas se asemeja bastante a lo esperado, de lo que se puede intuir que el proceso de síntesis es fiable y preciso.

Aunque nuestro resultado final es el retardo de grupo, no podemos perder de vista como varía el módulo de S_{11} medido con respecto a las simulaciones realizadas, ya que es este el que nos conduce más tarde al retardo de grupo, en la figura 28 se puede mostrar una representación de las dos simulaciones y el resultado final medido. En las figuras 29 y 30 se comparan de nuevo las medidas tomadas respecto a los resultados de la simulación con el software Microwave Office.

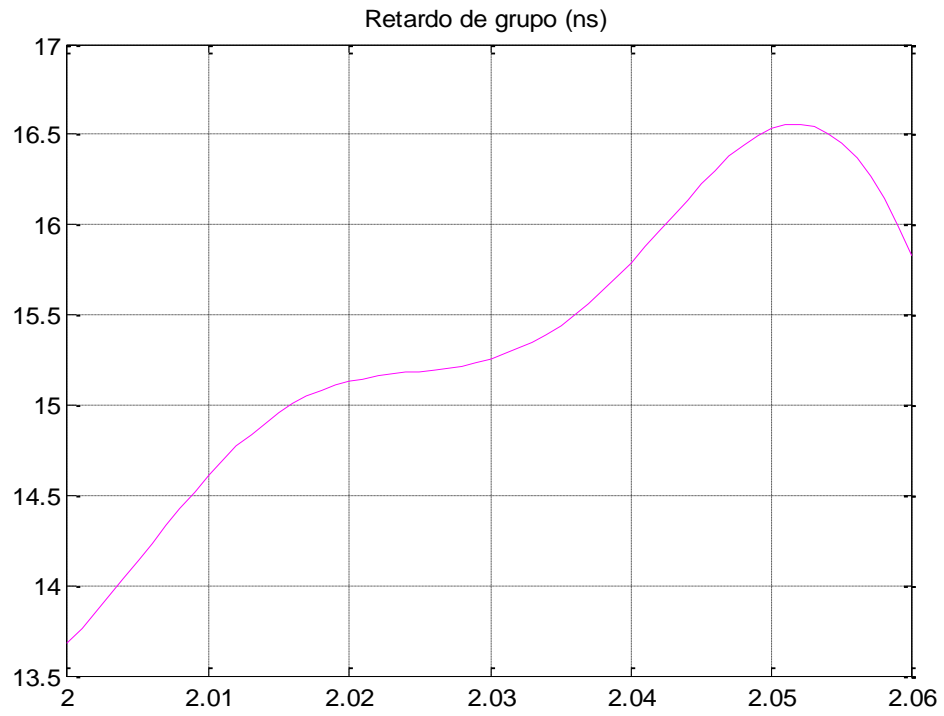


Figura 25. Simulacion ADS circuital.

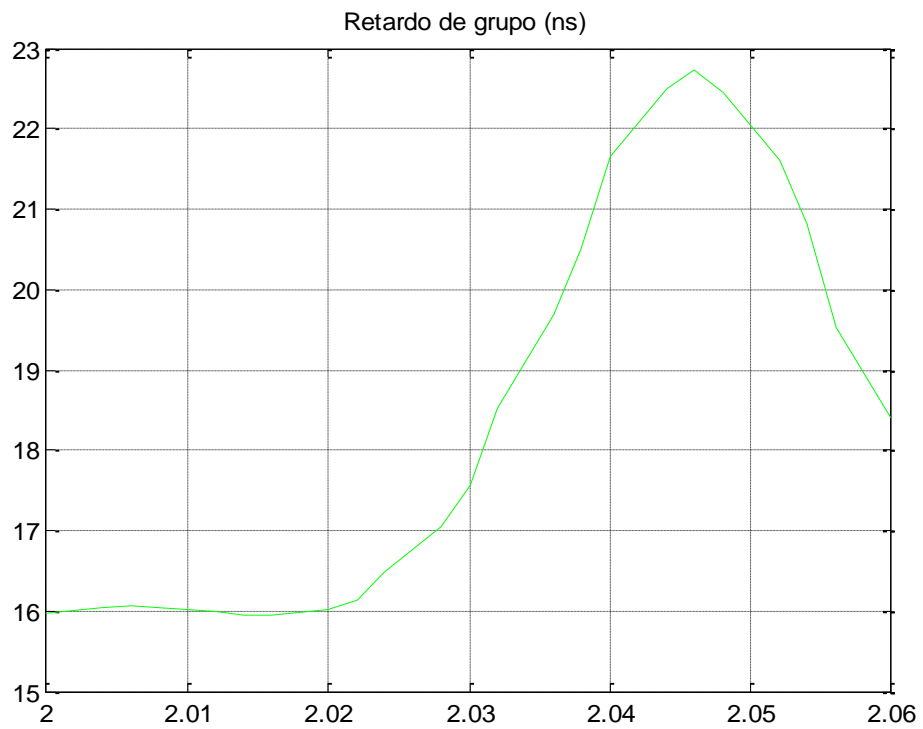


Figura 26. Simulacion ADS electromagnético.

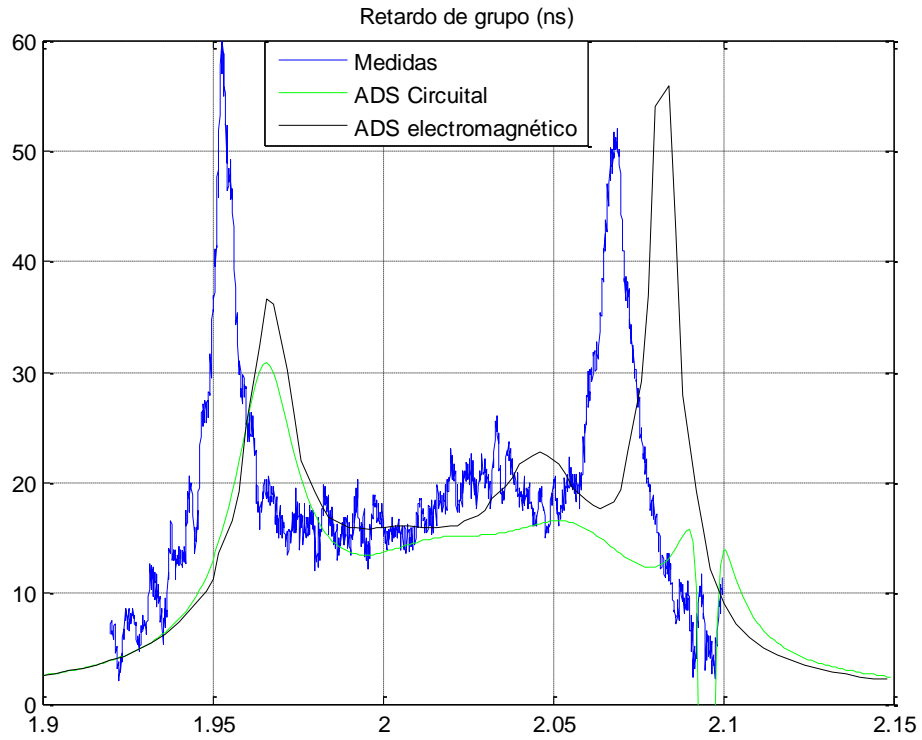


Figura 27. Comparación retardo de grupo medido frente a simulación con ADS.

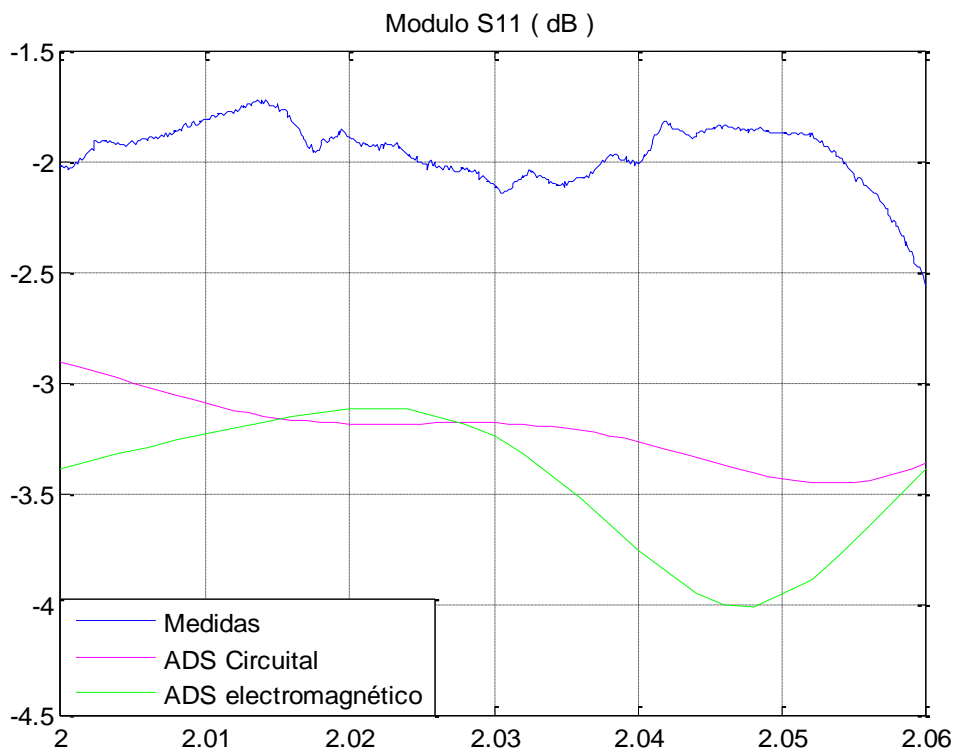


Figura 28. Comparación módulo S_{11} medido frente a simulación con ADS.

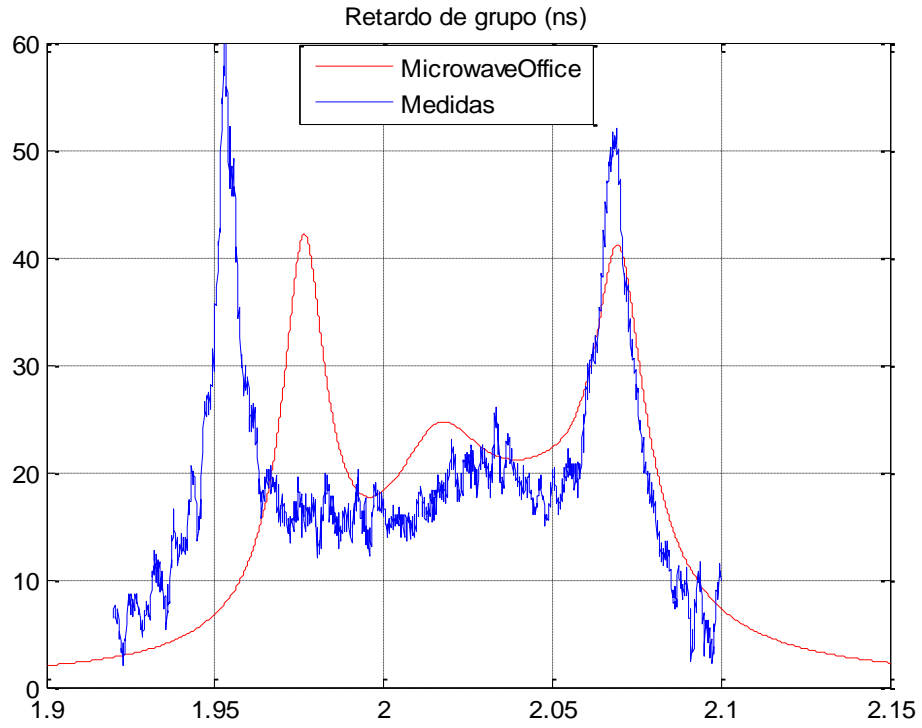


Figura 29. Comparación retardo de grupo medido frente a simulación con MWO.

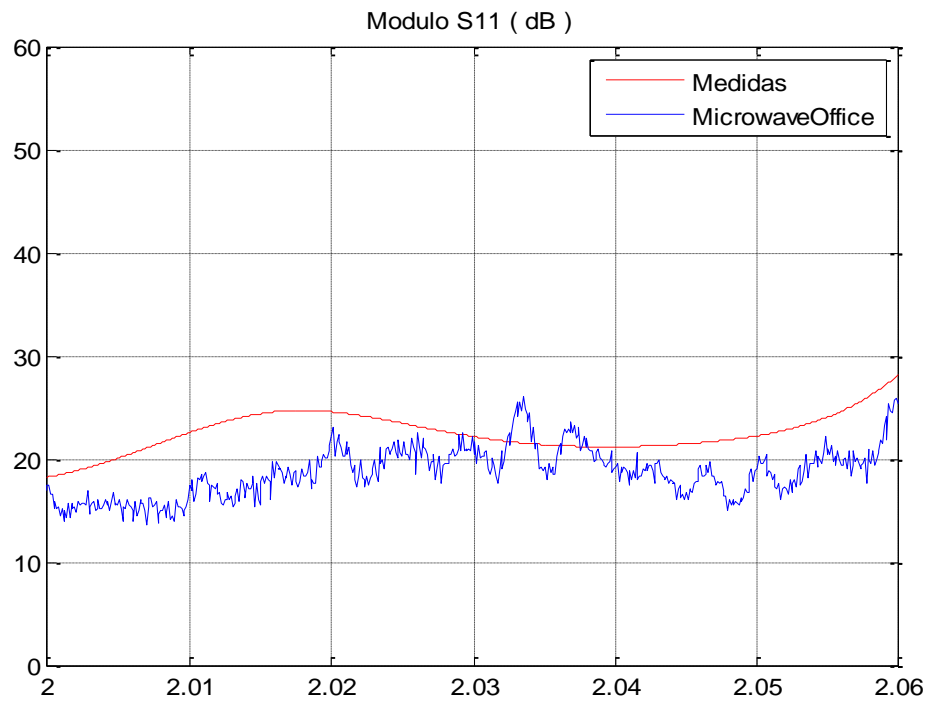


Figura 30. Comparación S₁₁ medido frente a simulación con MWO.

A continuación se exponen en la figura 31 y 32 una comparación de las medidas realizadas con los dos analizadores de redes y las simulaciones realizadas, para el retardo de grupo y el módulo de S_{11} , respectivamente.

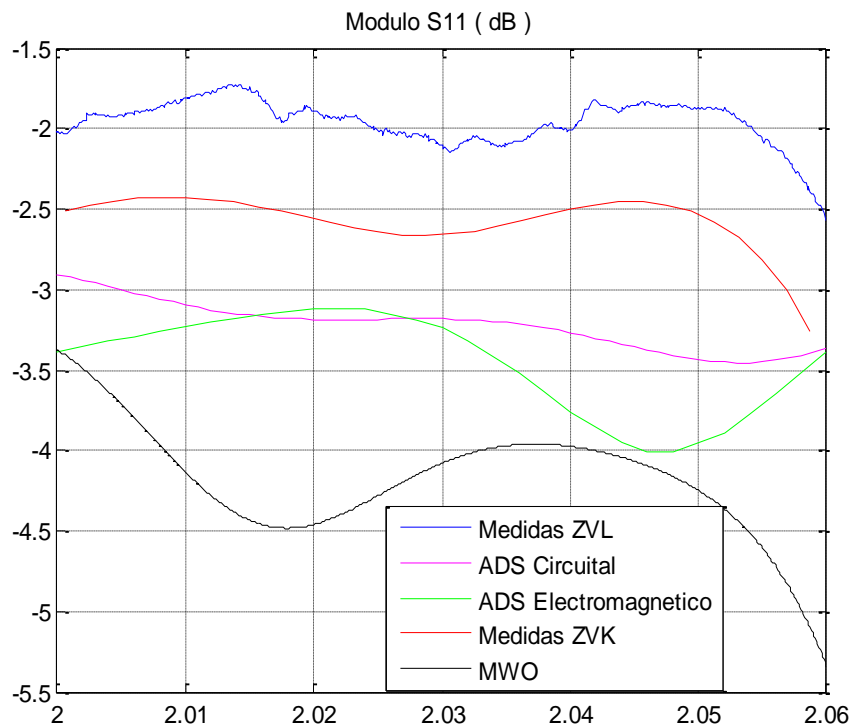


Figura 31. Comparacion S_{11} .

Como se puede observar, las simulaciones realizadas con el programa Microwave Office son más fiables que las que se han realizado con ADS, ya que la respuesta simulada por este programa es casi idéntica a la respuesta real. La única diferencia reside en un desplazamiento en frecuencia que se ha producido al fabricar, este desplazamiento en frecuencia que podemos observar en la figura 32, tiene su origen en que el dieléctrico que hemos usado para fabricar el circuito, cuyas especificaciones se encuentran en la tabla 2, presenta una tolerancia de ± 0.15 en su constante dieléctrica la cual está relacionada mediante la frecuencia de funcionamiento de manera inversamente proporcional a la frecuencia mediante la fórmula

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Conociendo esta condición, si la constante dieléctrica aumenta, la frecuencia de funcionamiento central del circuito se verá desplazada hacia el origen y si esta disminuye se alejará del origen. Este proceso de desplazamiento frecuencia sirve para explicar porque nuestro circuito ha sufrido dicho desplazamiento en su funcionamiento y a la hora de realizar las medidas. Para futuros diseños con el dieléctrico tendremos en cuenta los 25 megahercios que se ha desplazado la frecuencia de funcionamiento hacia el origen y los compensaremos diseñando el circuito desde 2.025 gigahercios hasta 2.085 gigahercios.

También se puede observar que en este primer circuito el valle de la función retardo de grupo es un poco más extenso que en las simulaciones realizadas.

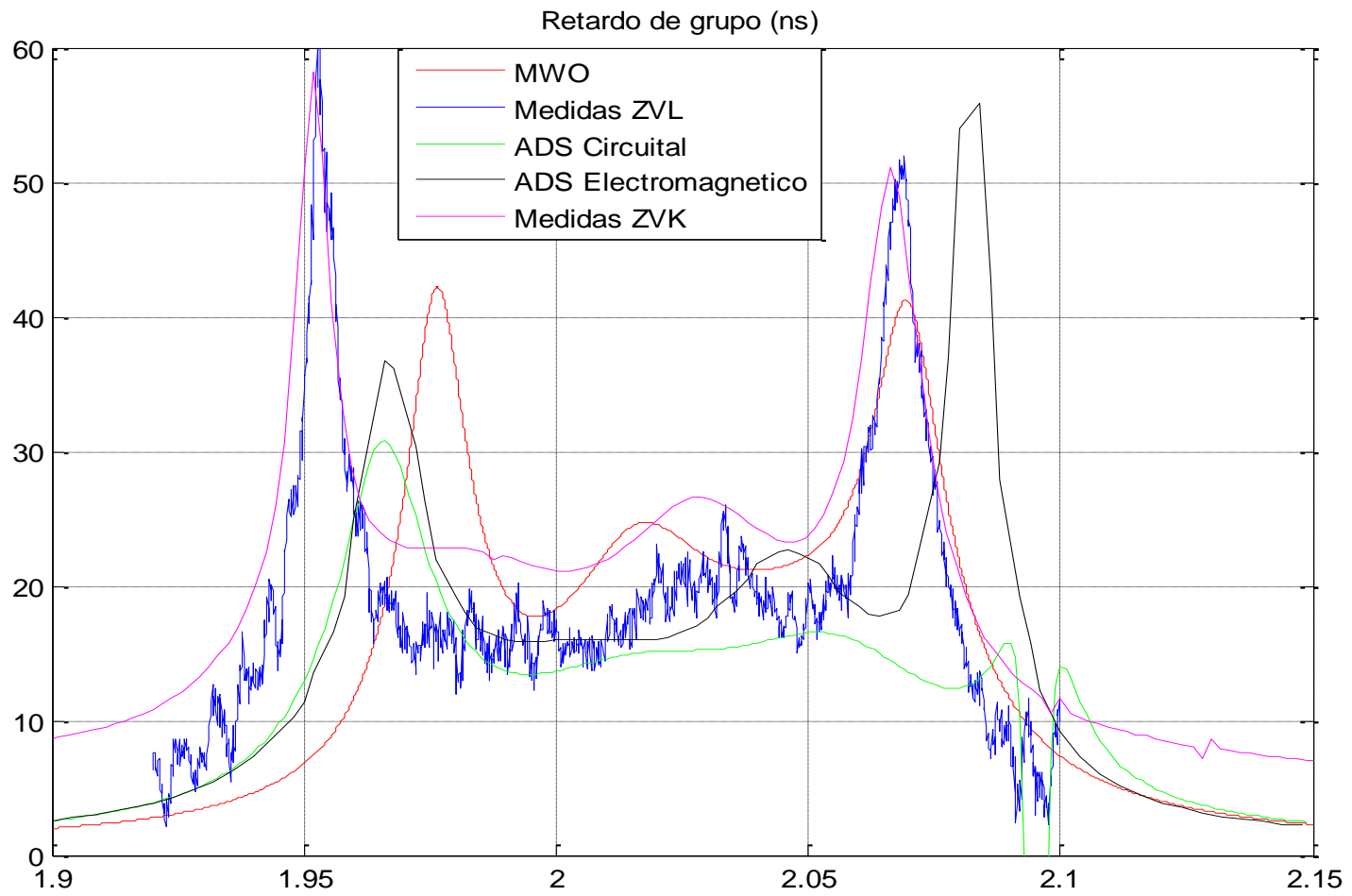


Figura 32. Comparación retardos de grupo.

4.2. Circuito de dos puertos con respuesta lineal positiva.

Las especificaciones del circuito de dos puertos diseñado, se pueden observar en la tabla 10. En cuanto a las medidas del segundo circuito fabricado, de dos puertos, las medidas son las que se exponen en las tablas siguientes, siguiendo el mismo orden que anteriormente, primero las medidas suministradas una vez obtenidas las impedancias par e impar de cada resonador, a las que siguen las medidas finales de optimización y finalmente las medidas finales fabricadas. Las medidas de las líneas de acceso son de 8.64 milímetros para el puerto 1 y 17.27 milímetros para el puerto 2, ambas con una anchura de 1.9 milímetros también, aunque durante el proceso de fabricación la anchura de los puertos de entrada varió hasta 2.1 milímetros. Para este circuito se quería conseguir un retardo de 4.5 a 5.5 nanosegundos en la misma región de frecuencia que el circuito anterior. Las dimensiones de la placa son de 102.7 x 39 milímetros.

Orden 4	Inicio	Final
Frecuencia (GHz)	2	2.06
Retardo de grupo (ns)	4.5	5.5

Tabla 10. Especificaciones del circuito de dos puertos.

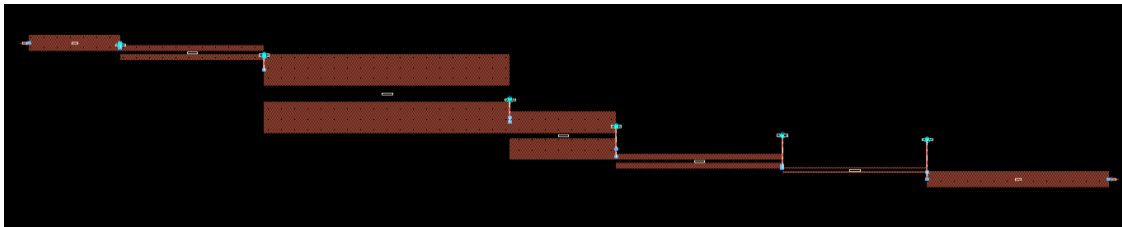


Figura 33. Modelo del circuito de dos puertos.

Resonador	1	2	3	4	5
Anchura(mm)	0.437	1.55	1.14	0.554	0.182
Separación(mm)	0.203	0.648	0.276	0.194	0.257
Longitud(mm)	13.248	12.313	12.647	13.135	13.060

Tabla 11. Dimensiones iniciales del circuito.

Resonador	1	2	3	4	5
Anchura(mm)	0.7	3.8	2.6	0.7	0.2
Separación(mm)	0.4	1.9	0.6	0.4	0.3
Longitud(mm)	13.7	23.4	10.1	15.8	13.8

Tabla 12. Dimensiones finales del circuito tras la optimización.

Resonador	1	2	3	4	5
Anchura(mm)	0.762	4.11	2.8	0.762	0.2
Separación(mm)	0.45	2.03	0.66	0.45	0.3
Longitud(mm)	13.7	23.4	10.1	15.8	13.8

Tabla 13. Dimensiones finales del circuito tras la fabricación.

En la figura 33 se representa un modelo del circuito. Se va a proceder de la misma forma en cuanto a la representación de resultados que en el circuito anterior, comenzamos con una comparación entre los resultados medidos con el analizador de redes y los resultados simulados.

Para empezar vamos a representar el retardo de grupo correspondiente al circuito original, el que da el método de síntesis, sin llevar a cabo el proceso de optimización, como se puede observar en la figura 34, el resultado dista bastante del deseado.

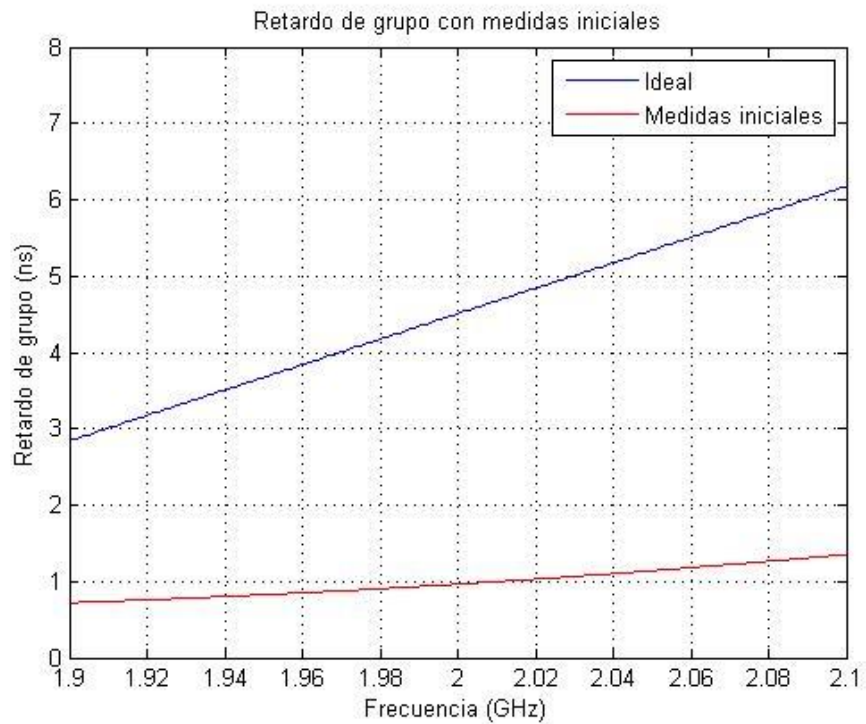


Figura 34. Retardo de grupo previo a optimización.

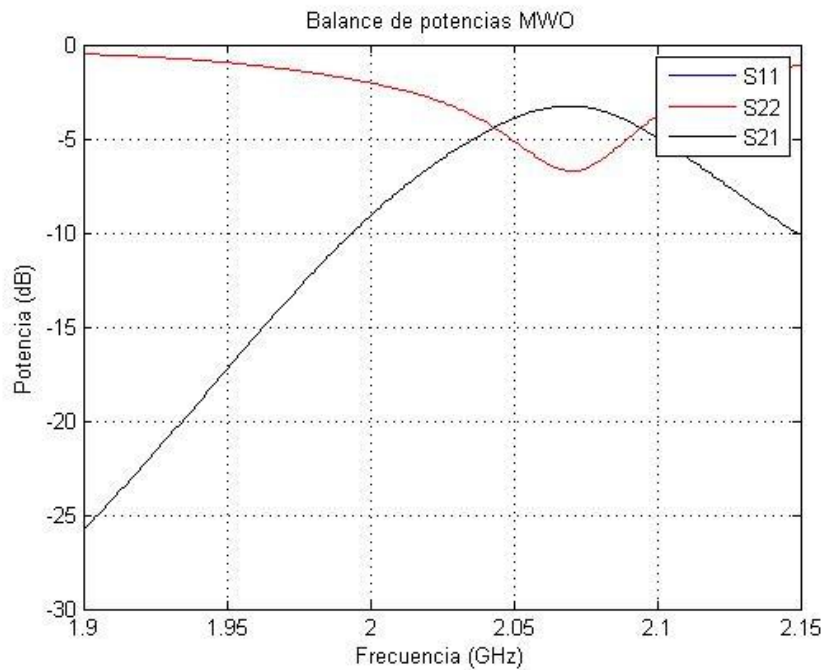


Figura 35. Módulos parámetros de scattering según MWO.

Tras el proceso de optimización ya realizado, se simuló de nuevo el circuito tanto en Microwave Office así como de las dos maneras que permite ADS modo electromagnético y modo circuital. Los resultados de Microwave Office se muestran en

las figuras 34, 35 y 36. Dado que el circuito es recíproco los valores de S_{12} son iguales a los de S_{21} , además en este caso las trazas de S_{11} y S_{22} son iguales como se puede apreciar en la figura 35.

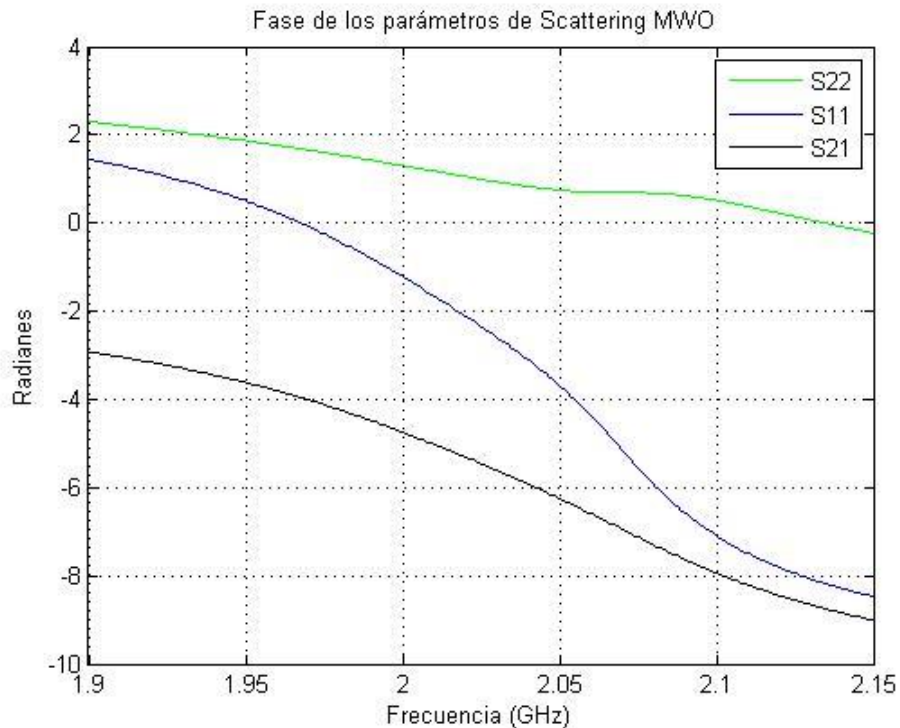


Figura 36. Fase parámetros de scattering según MWO.

En la figura 36 se muestran las fases, en este caso no se ha tenido que utilizar ninguna ecuación para obtener el retardo de grupo a partir de estas, ya que al ser un circuito de dos puertos, Microwave Office permite obtener el retardo de grupo directamente. En la figura 36 se puede observar como la optimización da resultado ya que la recta que estima el retardo de grupo se aproxima bastante al resultado ideal, el deseado. Empieza en un valor de retardo de grupo algo más bajo que el deseado pero al final de la franja de frecuencia se ajusta bastante a la recta deseada.

A continuación se exponen los resultados de las simulaciones con el modo circuital de ADS, como siempre se muestra el balance de potencias, en el cual S_{21} y S_{12} coinciden, en este caso S_{22} no es igual a S_{11} , esto puede ser debido a la mayor precisión que presenta el software ADS, no obstante las formas de las trazas son muy similares, como podemos observar en la figura 38. Las fases según ADS se pueden observar en la figura 39. Como se puede apreciar en la figura 40, la respuesta en retardo de grupo del circuito diseñado es bastante buena según la simulación circuital de ADS, la recta simulada no se ajusta tan bien como la recta de MicrowaveOffice pero se ajusta bastante a la recta ideal. Si tanto los resultados de MicrowaveOffice como los del modo circuital de ADS se ajustan tanto a la recta ideal, el diseño del circuito debe ser bastante fiable.

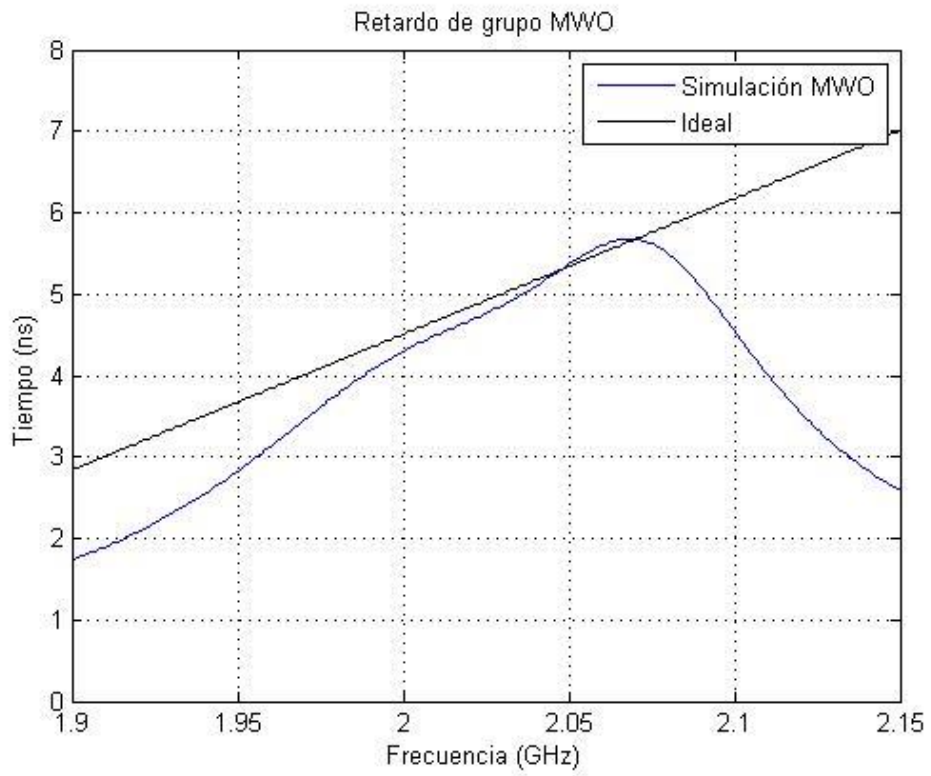


Figura 37. Retardo de grupo según MWO.

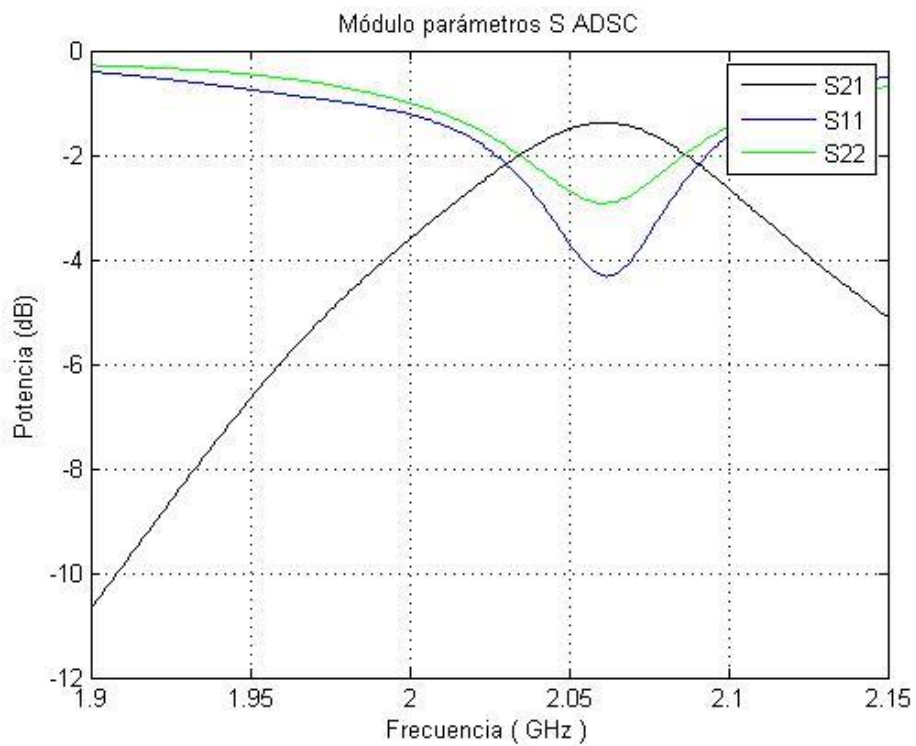


Figura 38. Potencia parámetros Scattering según ADS Circuital.

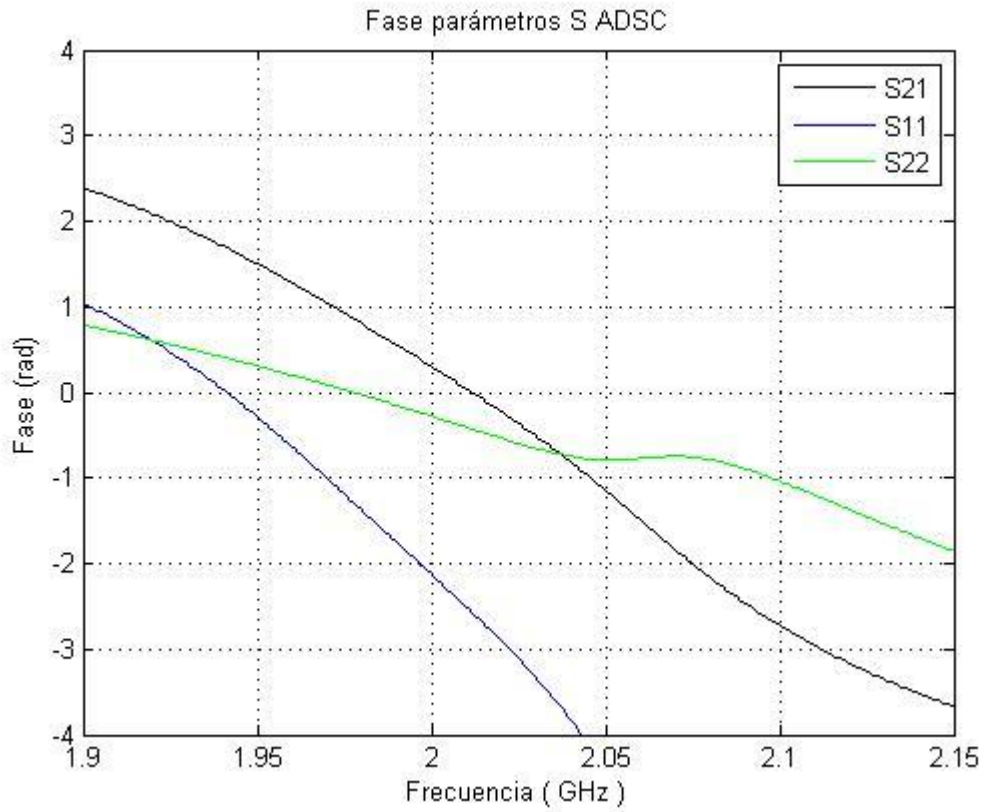


Figura 39. Fase parámetros de Scattering según ADS Circuital.

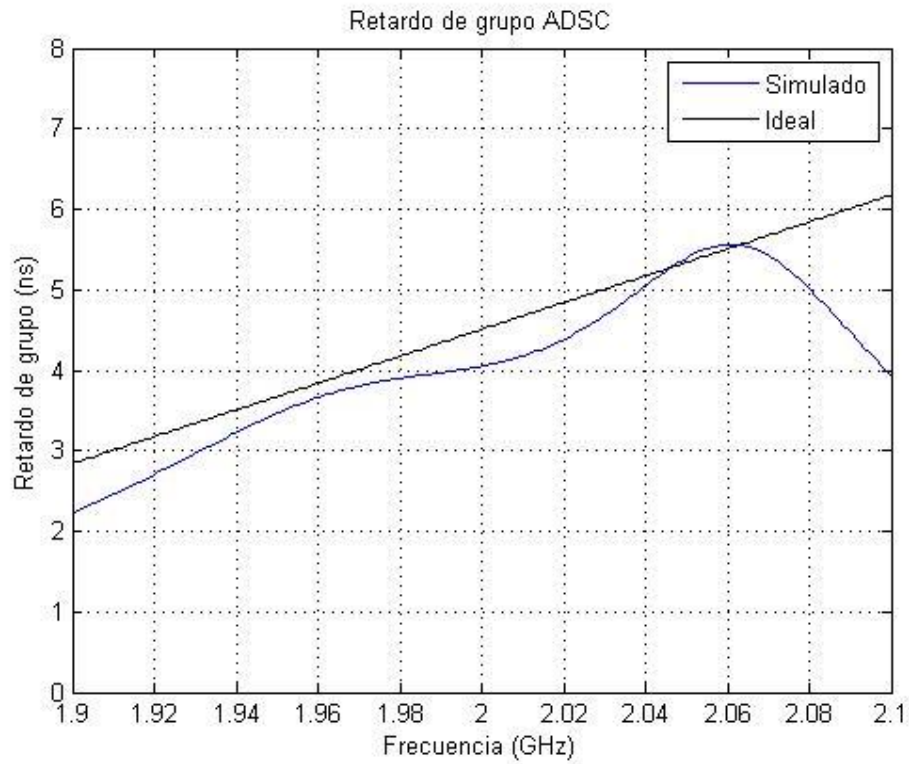


Figura 39. Retardo de grupo calculado según ADS Circuital.

Siguiendo con las presentaciones de resultados, ahora le toca a los resultados de las simulaciones del modo electromagnético de ADS. En la figura 42 se pueden apreciar

los valores que toman las potencias de los parámetros de Scattering del circuito, en la figura 40 se representan las fases de estos y finalmente en la 43 la respuesta en retardo de grupo del circuito.

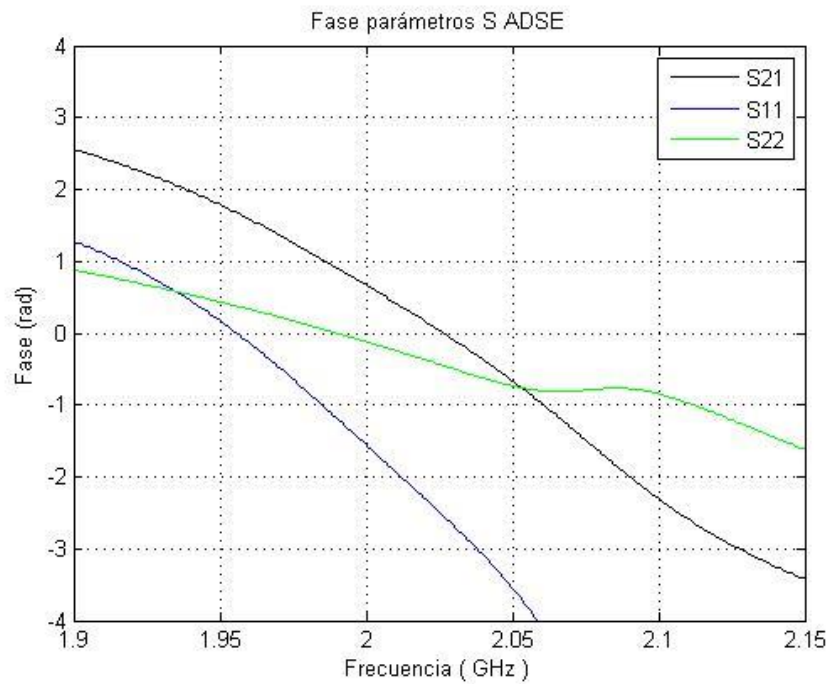


Figura 41. Fase de los parámetros de scattering según ADS Electromagnético.

En la figura 43 se pueden observar la curva de retardo de grupo según el simulador electromagnético de ADS, en este caso la curva también se ajusta bien al retardo deseado, pero hay una mayor variación, esto es debido a que la precisión de este simulador se supone como la mayor de todos los anteriormente utilizados.

En las siguientes figuras se van a presentar las medidas tomadas con el analizador de redes, debido a problemas durante el proceso de fabricación las dimensiones del circuito han variado con respecto al diseño inicial dado y los resultados distan bastante de los deseados. Se ha hecho especial hincapié en que la red es recíproca, por lo que los parámetros de scattering que relacionan los puertos deben ser iguales, pero a la hora de fabricar, estos se parecen, pero no son exactamente iguales, esto tiene como consecuencia que las rectas de retardo de grupo no sean iguales si se miden indistintamente en un puerto u en otro.

En la figura 44 podemos observar como la fase de los parámetros S_{21} y S_{12} tienen una fase igual, el modulo se puede observar en la figura 45, en este caso se puede observar como el S_{11} y el S_{22} no son iguales ya que el S_{11} decae con mucha más intensidad. En esta representación S_{21} y S_{12} si son prácticamente iguales, que es lo que se esperaba. No obstante, si comparamos los retardos de grupo medidos en ambos puertos, estos no son idénticos, además de diferir bastante de la recta deseada, como se puede observar en las figuras 46, 47 y 48.

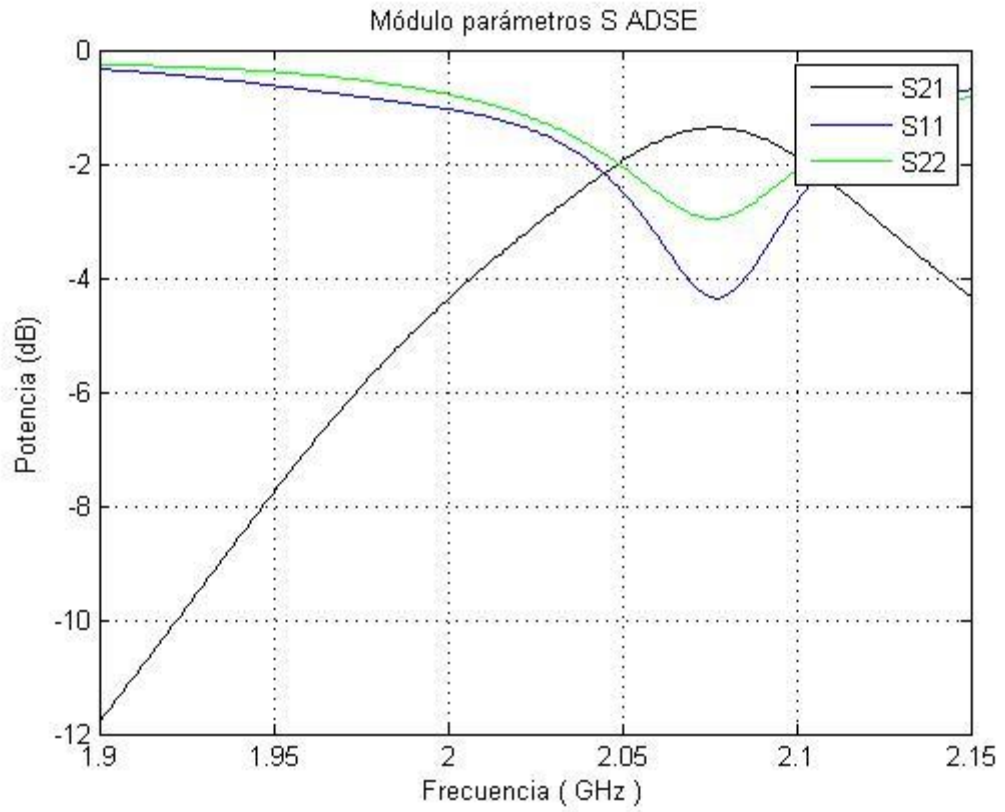


Figura 42. Módulo de los parámetros de scattering según ADS Electromagnético

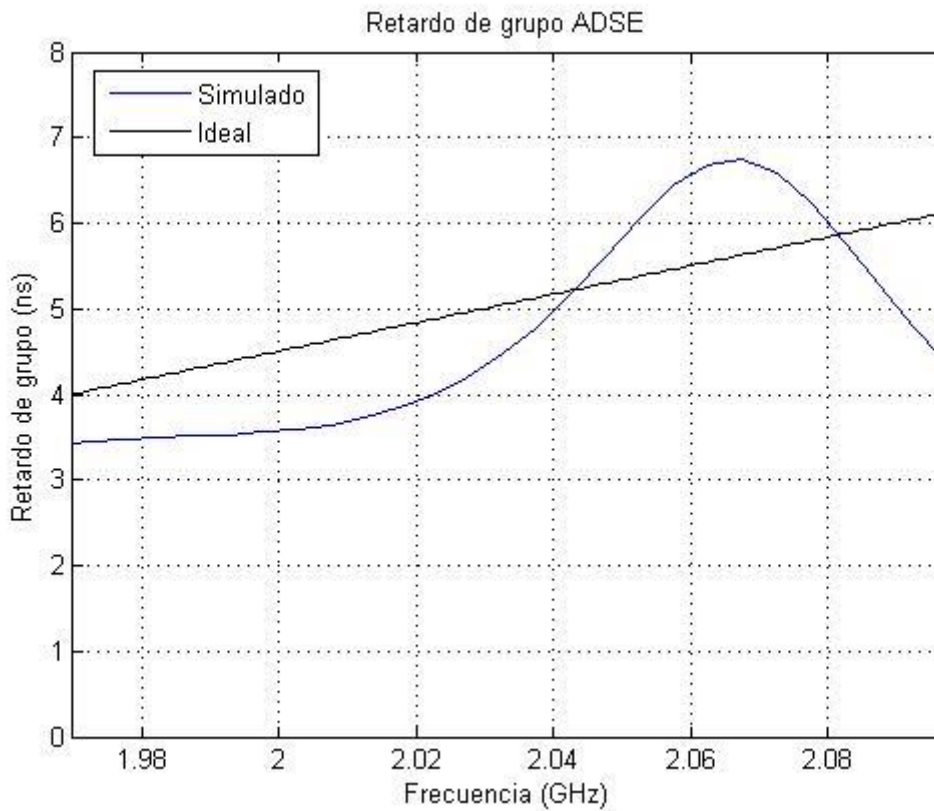


Figura 43. Retardo de grupo según ADS Electromagnético

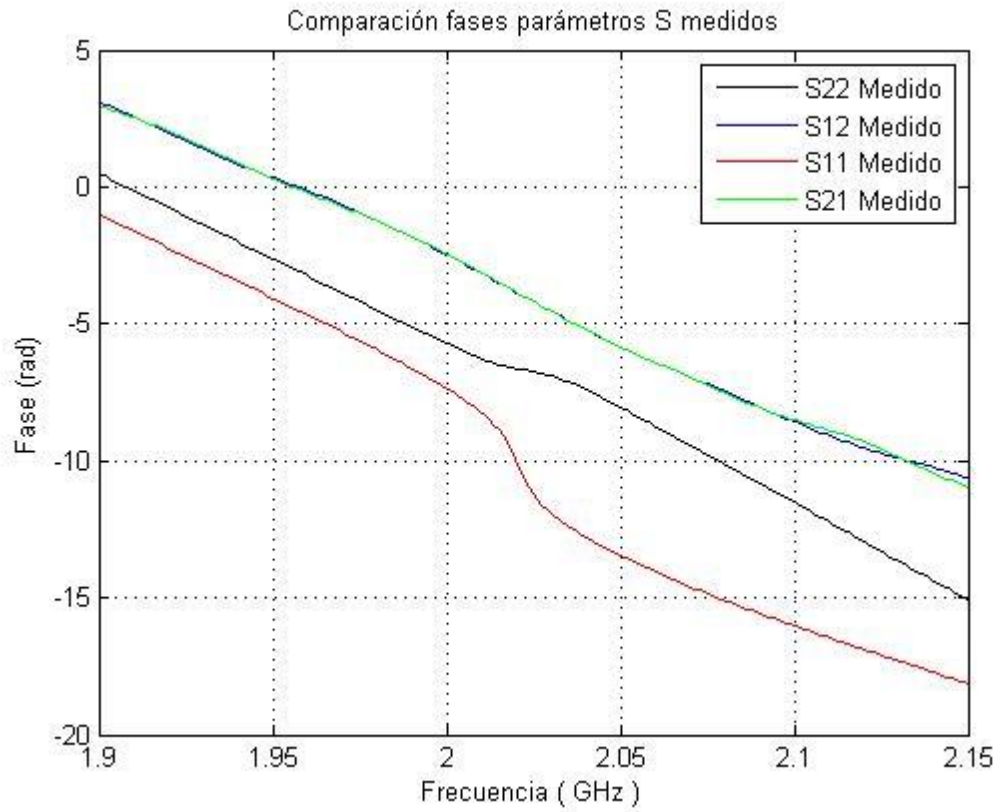


Figura 44. Fase parámetros de scattering medida.

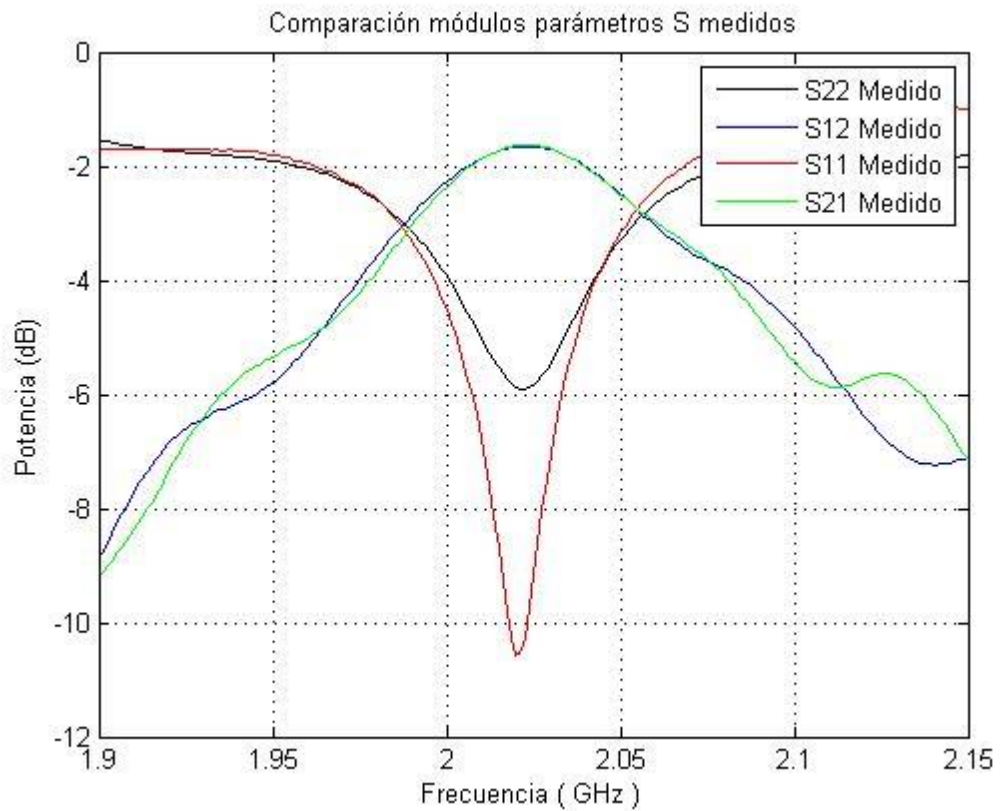


Figura 45. Modulo parámetros de scattering medido

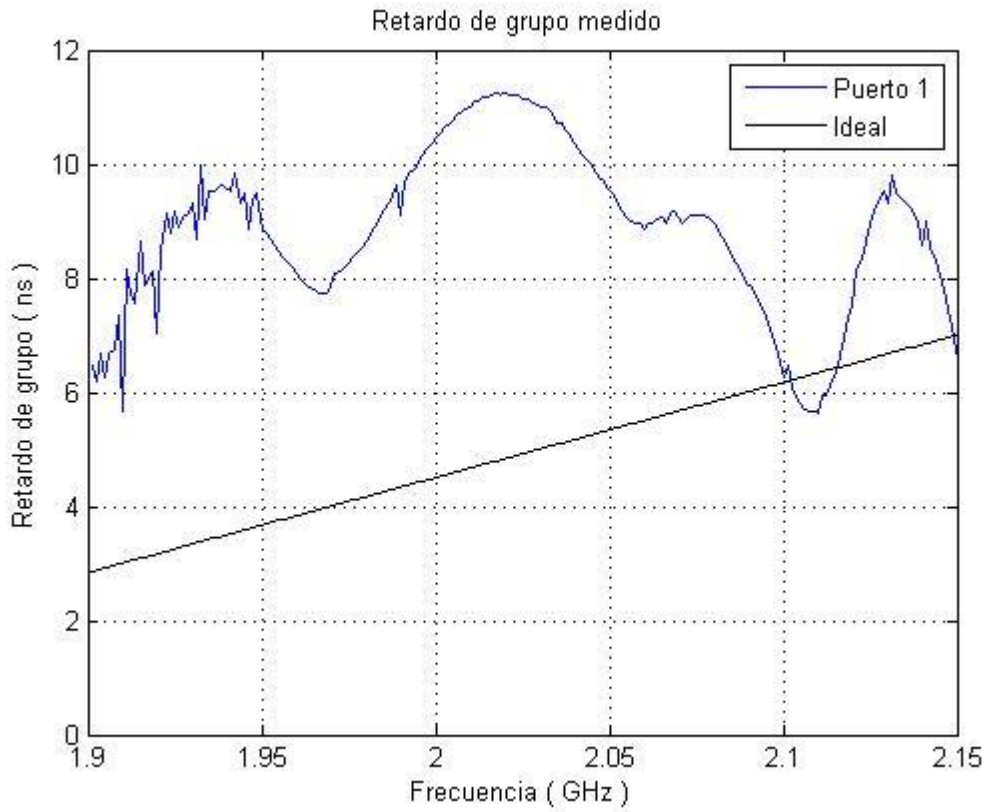


Figura 46. Retardo de grupo medido en el puerto 1.

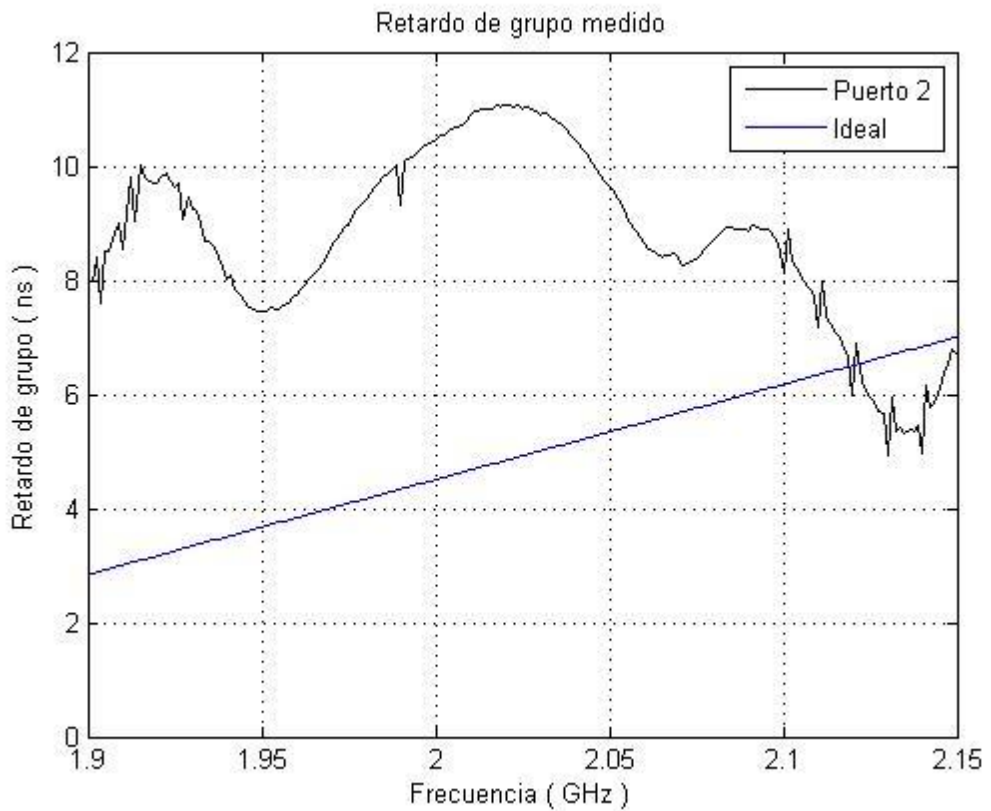


Figura 47. Retardo de grupo medido en el puerto 2.

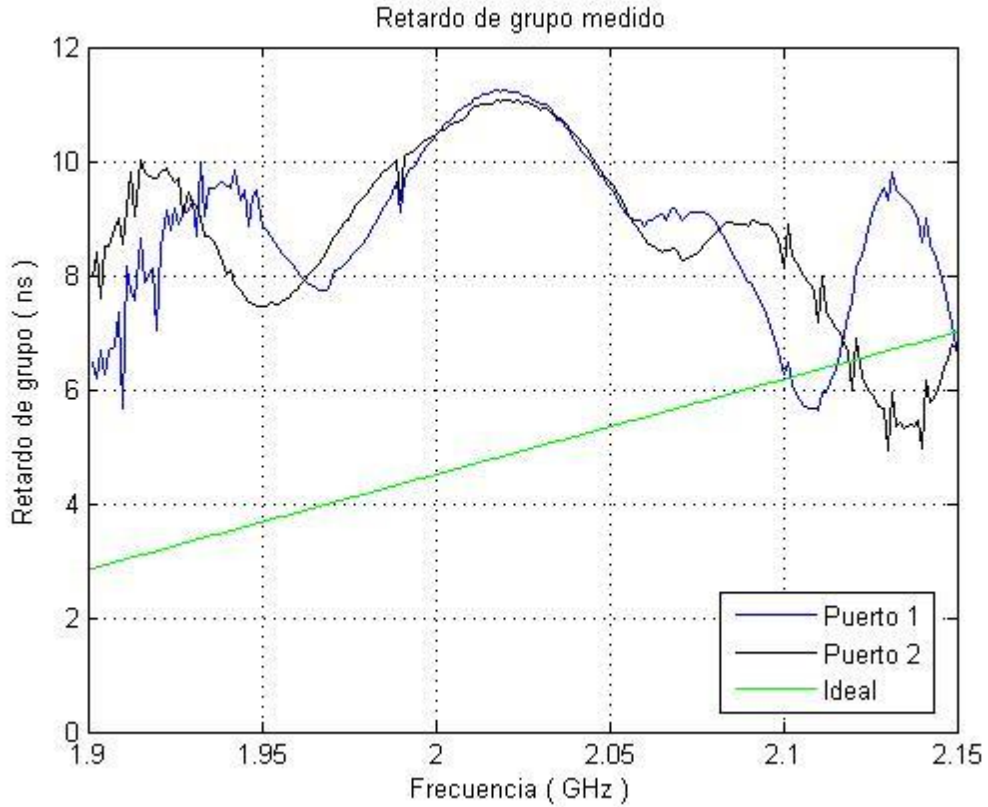


Figura 48. Comparación retardos de grupo medidos.

A continuación se va a mostrar una comparación de los diferentes parámetros medidos y simulados. Se ha realizado a posteriori de la fabricación una simulación en Microwave Office utilizando las medidas finales de fabricación, que se han tomado con un microscopio tras la fabricación las medidas corresponden a las de la tabla 11.

En las figuras 49 y 50 se puede apreciar el módulo y la fase de S_{11} para todas las simulaciones, se puede apreciar como las simulaciones realizadas en ADS se acercan bastante a la deseada, que en este caso está representada por la simulación en Microwave Office, mientras que el parámetro S_{11} medido dista bastante del deseado. En cuanto al parámetro S_{22} que se puede apreciar en las figuras 51 y 52, que ocurre lo mismo que para el parámetro S_{11} , el diseño fabricado no se ajusta al ideado, los módulos decaen con mayor fuerza y parecen presentar cierto desplazamiento en frecuencia.

En las figuras 53 y 54 se puede observar el módulo y fase del parámetro de scattering S_{21} . Se puede observar como la fase del diseño fabricado se acerca más a la fase deseada y representada de nuevo mediante la traza de Microwave Office, además, el módulo se acerca bastante a las simulaciones realizadas.

Por último en la figura 55 se puede observar una comparación entre todas las trazas de retardo de grupo. Todas las simulaciones se ajustan bastante a la recta deseada, representada en la imagen con el color magenta, excepto la traza amarilla, la cual representa la simulación con las medidas del circuito fabricado y la traza negra, que corresponde a las medidas de retardo de grupo tomadas en el puerto 1. Se puede observar que estas dos gráficas no se asemejan, lo que es bastante extraño puesto que tienen las mismas dimensiones, además de que estas no se ajustan nada al perfil diseñado, por lo tanto cabe resaltar que se ha producido un problema durante el proceso de fabricación además de la variación de las medidas.

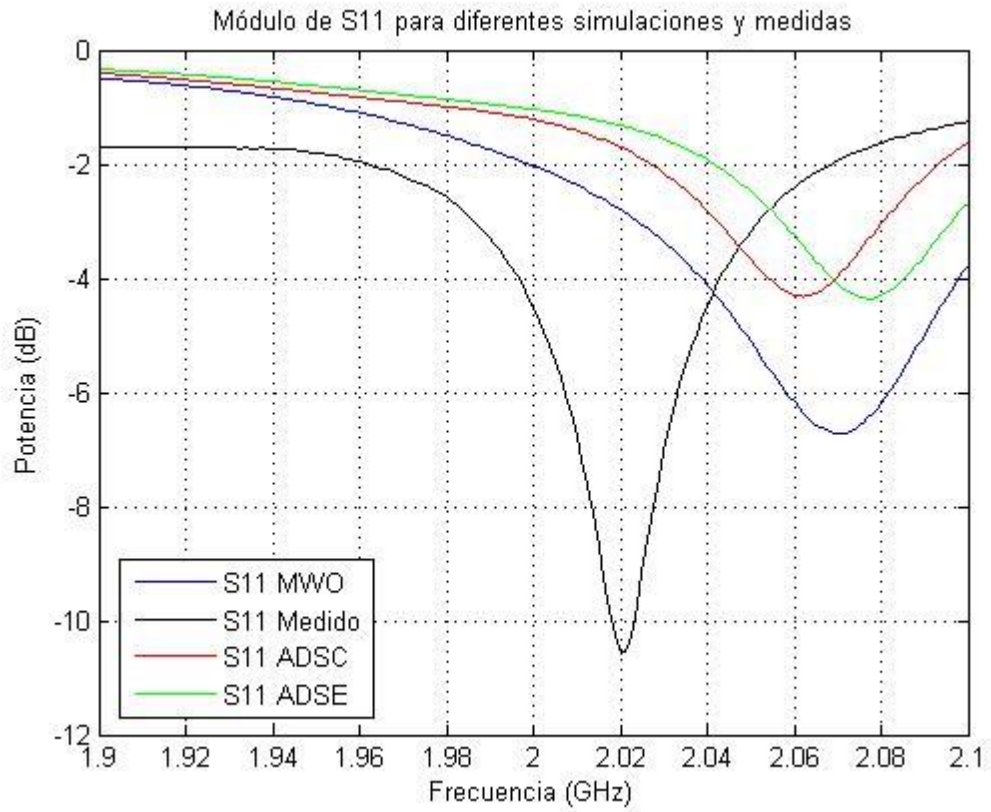


Figura 48. Comparación módulo S_{11} para simulaciones y medidas.

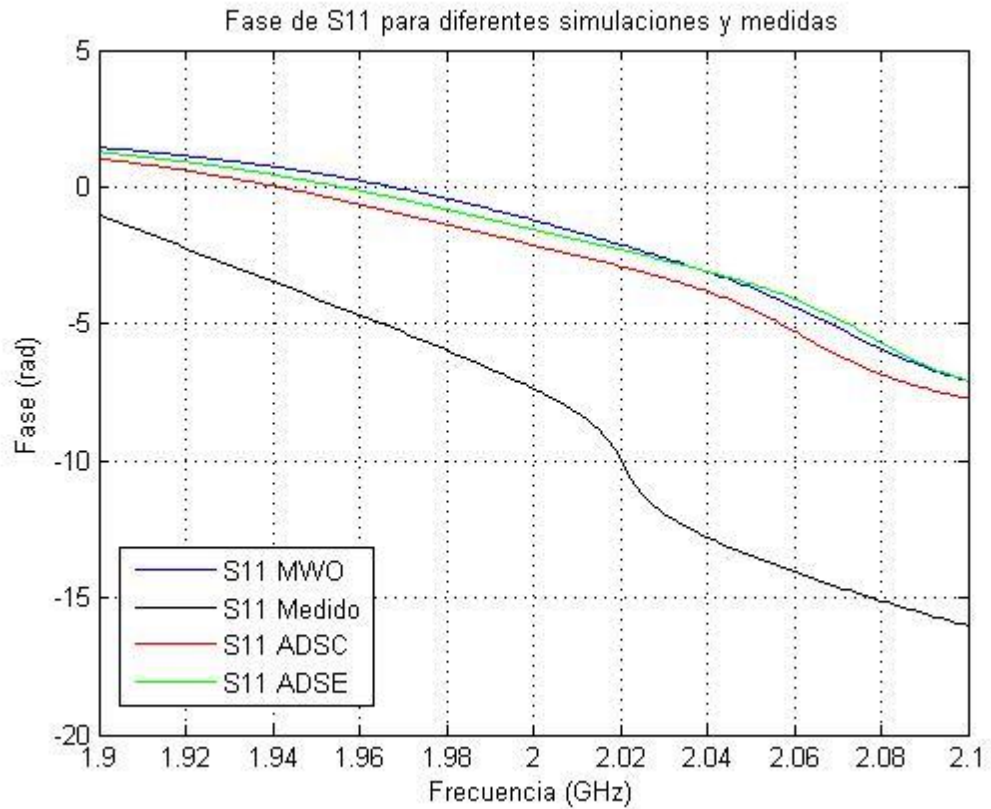


Figura 50. Comparación fase S_{11} para simulaciones y medidas.

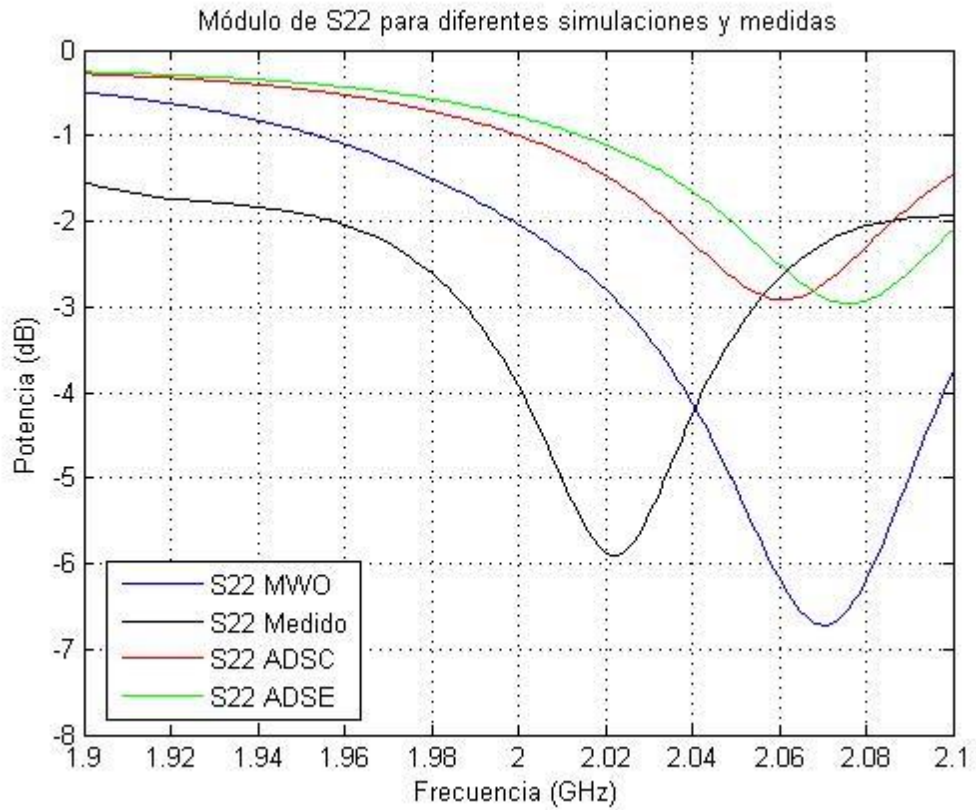


Figura 51. Comparación módulo S₂₂ para simulaciones y medidas.

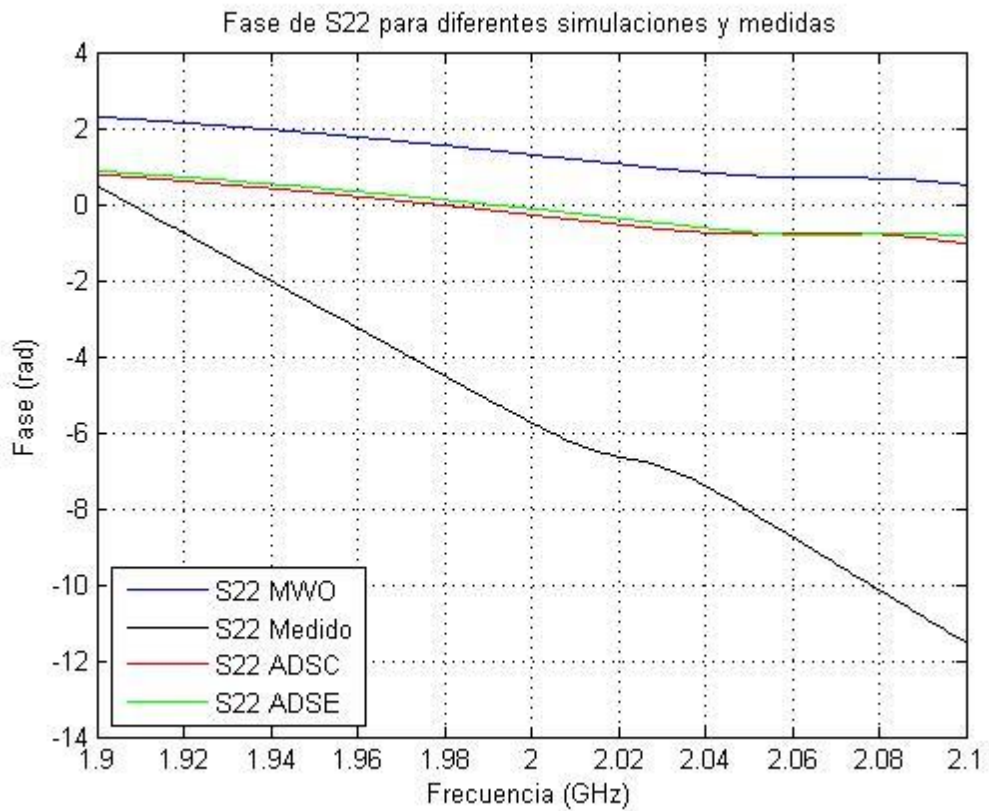


Figura 52. Comparación fase S₂₂ para simulaciones y medidas.

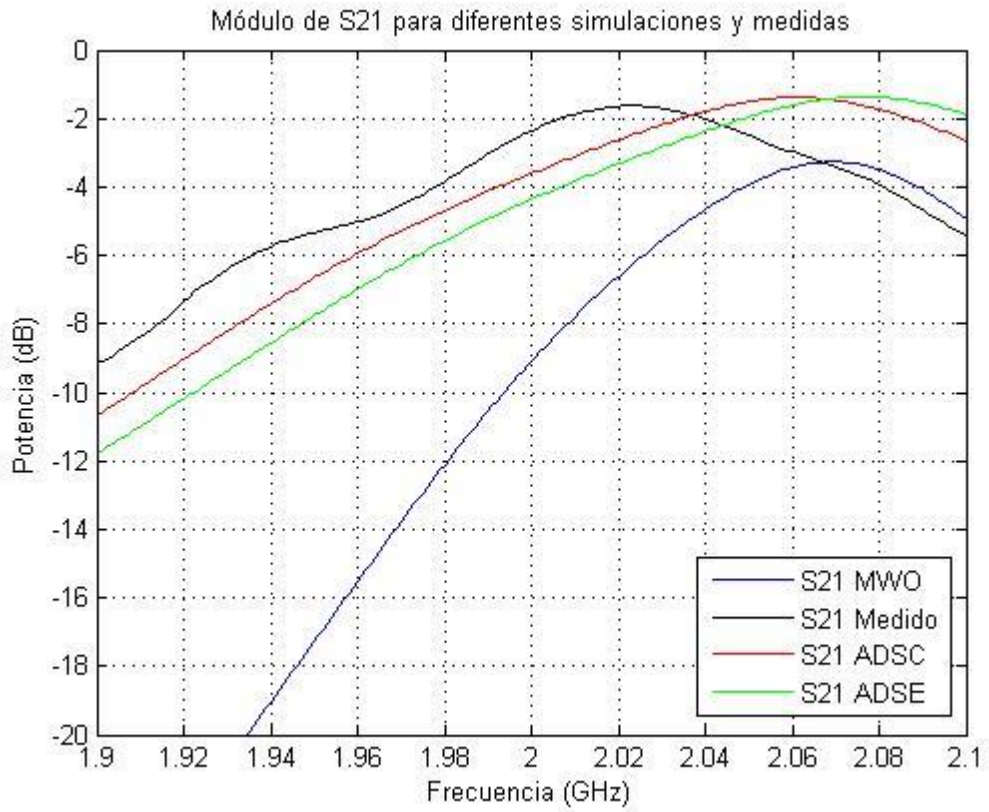


Figura 53. Comparación módulo S₂₁ para simulaciones y medidas.

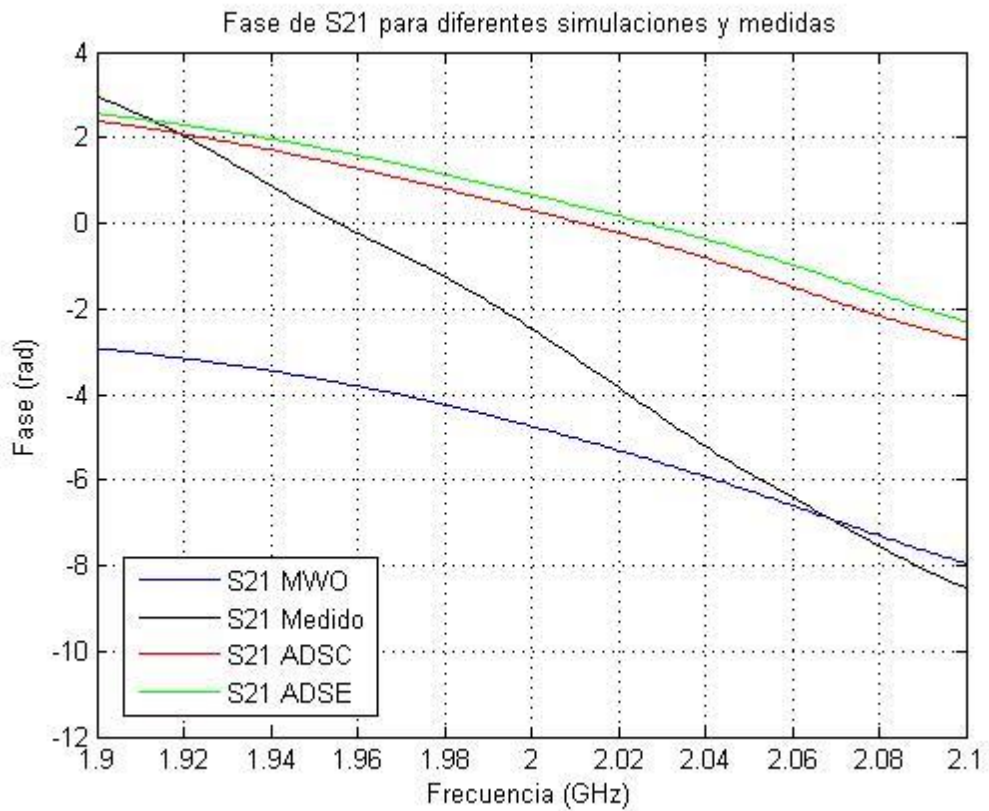


Figura 54. Comparación módulo S₂₁ para simulaciones y medidas.

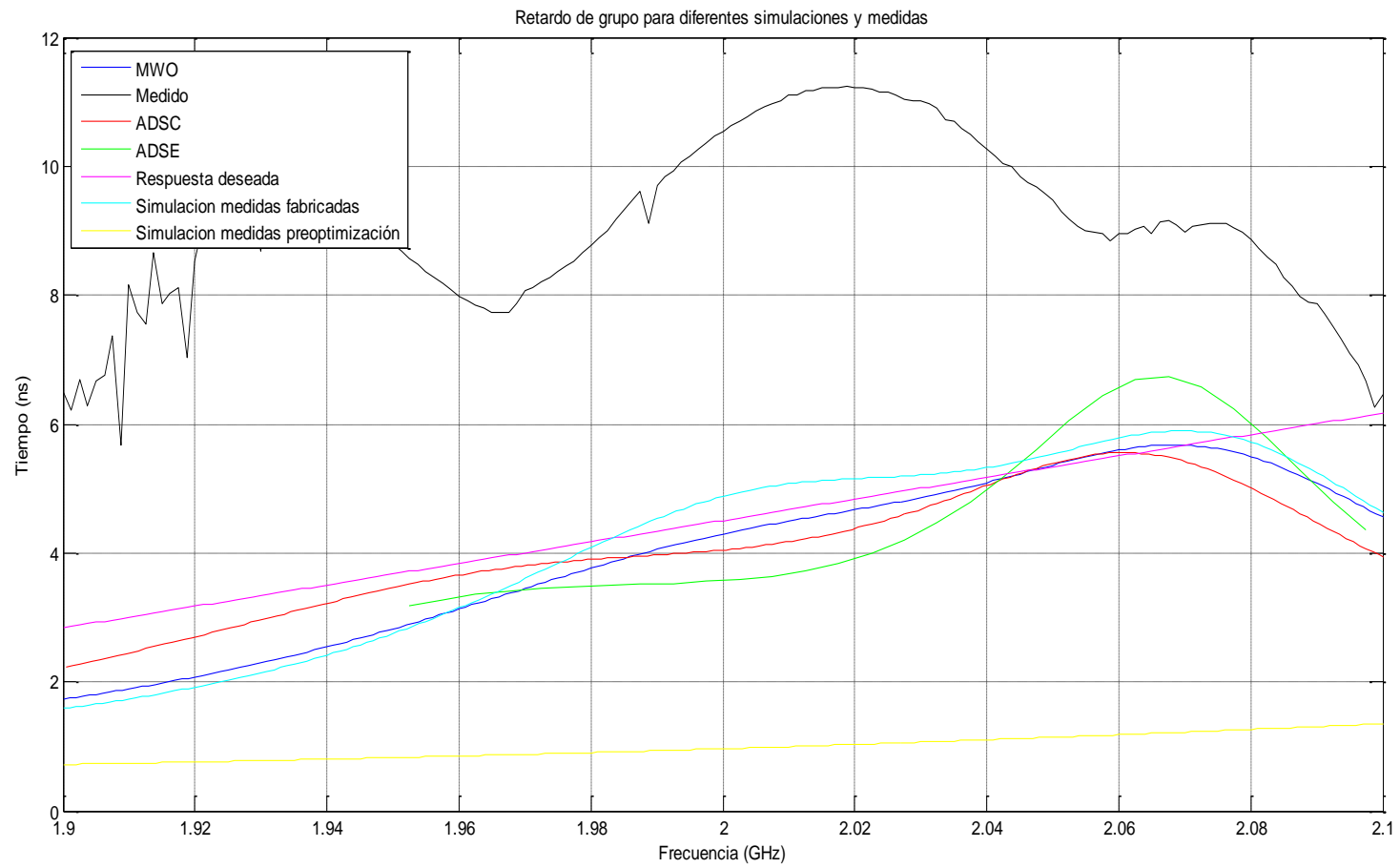


Figura 55. Comparación retardos de grupo.

Para terminar, se muestra a continuación, una comparativa entre los parámetros básicos de un circuito diseñado para realizar un filtrado en potencia, y los parámetros de un diseño que busca un retardo de grupo especificado. En la figura 56 y 57 podemos observar ésta comparativa entre los parámetros S_{11} y S_{21} , en módulo y fase, de un circuito que pretende realizar un filtrado en la banda de 2 gigahercios. Este circuito tiene un ancho de banda igual que nuestro diseño.

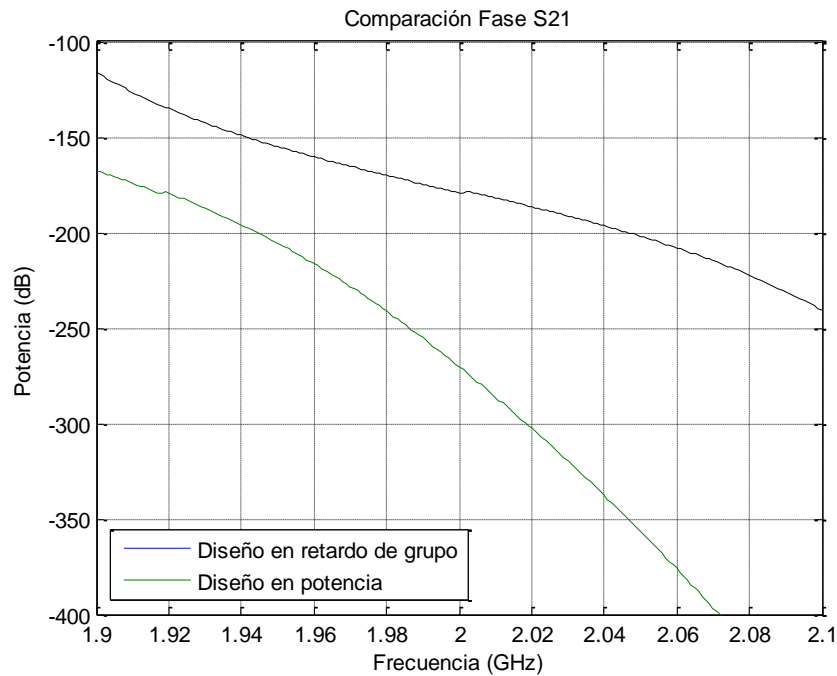


Figura 56. Comparación fases parámetro S_{21} .

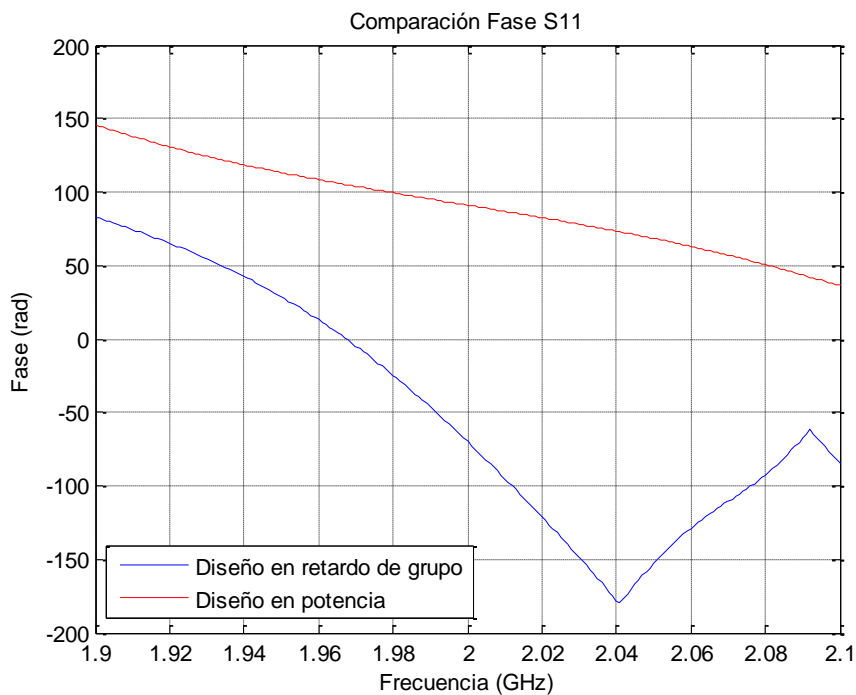


Figura 57. Comparación fases parámetro S_{11} .

En las figuras 58 y 59 se puede observar como nuestra red de retardo de grupo especificado presenta menos reflexión que el circuito en módulo. En cambio, en su franja de funcionamiento este presenta una mayor transmisión de potencia a diferencia de nuestra red.

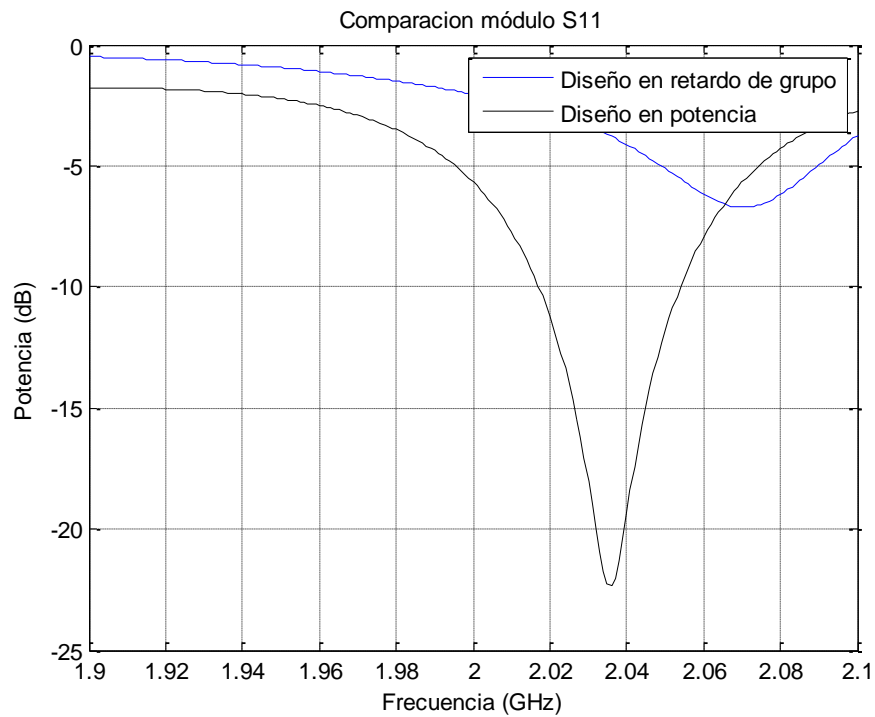


Figura 58. Comparación módulos parámetro S_{11} .

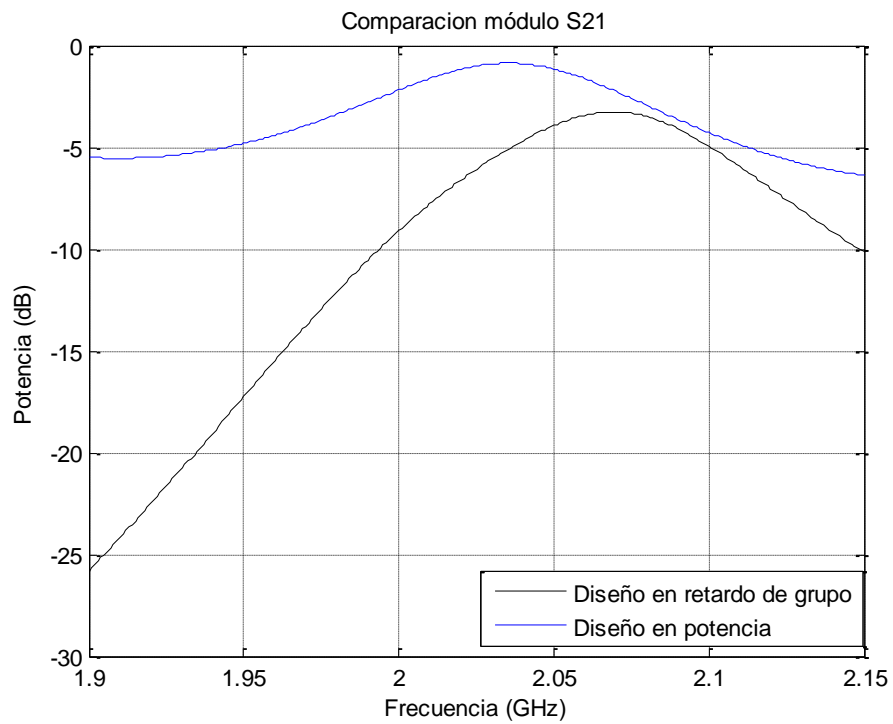


Figura 59. Comparación módulos parámetro S_{21} .

Finalmente se muestra en las figura 60 una comparación de los retardo de grupo de cada red, el retardo de grupo de nuestra red es mucho mayor dado que nosotros hemos diseñado los acoplos entre resonadores para que las ondas se queden atrapadas en cada resonador un determinado tiempo, en cambio el circuito de filtrado de potencia tiene el mismo acoplo entre resonadores, que en este caso es el mínimo que permitiría la fresadora, por lo que al ser la distancia menor se produce el acoplo antes.

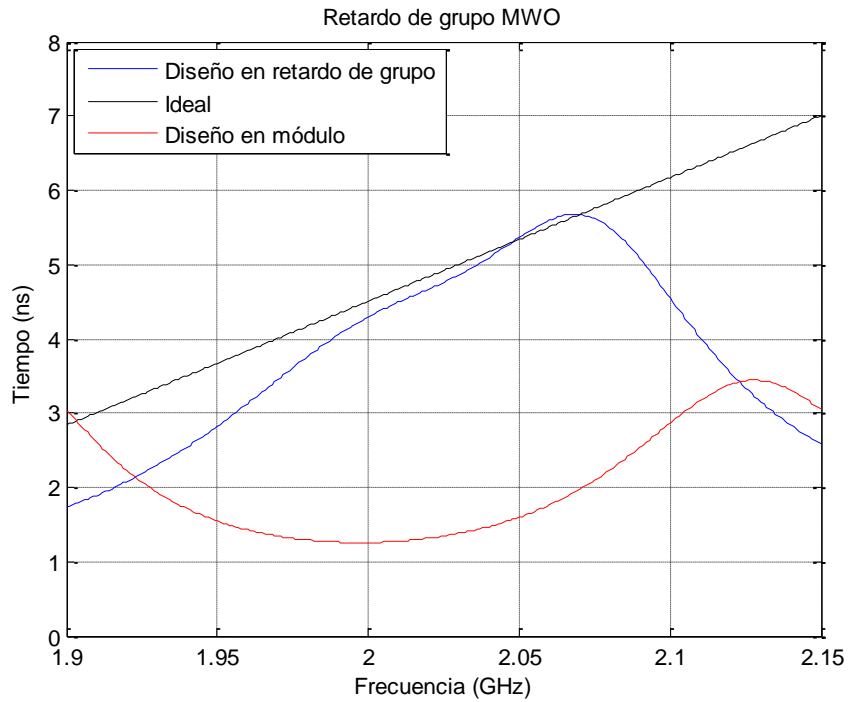


Figura 60. Comparación de retardos de grupo.

5. Conclusiones

El objetivo de este trabajo era expandir los conocimientos en el proceso de diseño y fabricación de los circuitos en los que el parámetros a modelar es la fase, durante el grado se hace imposible el investigar las técnicas de síntesis y fabricación de estos, debido al tiempo cuatrimestral del que cuenta cada asignatura. Además, durante éste se han tratado circuitos de este tipo como filtros paso-todo y ecualizadores, pero nunca se ha llegado a ahondar en técnicas de diseño. Como se puede observar en las redes fabricadas, la alteración del parámetro fase tiene como consecuencia una modificación del retardo de grupo de la red, esta alteración del retardo de grupo era ya conocida, además de ser en origen la respuesta que buscábamos tras poder modificar la fase. Con lo cual y en referencia a la introducción se han cumplido los siguientes objetivos

Llevar a cabo el estudio de técnicas disponibles de síntesis de redes de uno y dos puertos con respuesta de fase especificada disponible en la literatura era uno de los objetivos, que junto con el objetivo del manejo de software de análisis circuital, Microwave Office y de análisis electromagnético, ADS para el diseño e implementación de redes de microondas, se ha llevado varios diseños de circuitos de respuesta en fase especificada, además otro de los objetivos era realizar un estudio de la influencia de la respuesta frecuencial de la variación de los principales parámetros: distinto tipos de respuesta de retardo de grupo, redes de mayor orden e influencia del ancho de banda. Además de los circuitos mencionados en las etapas anteriores, otros se han quedado en el tintero como los que se presentan a continuación

Se ha desarrollado una red con pendiente negativa, de un solo puerto y que presenta una banda de funcionamiento desde los 2 Gigahercios donde presenta un retardo de grupo inicial de 20 nanosegundos, hasta los 2.06 Gigahercios donde presenta un retardo de grupo de 15 nanosegundos. Las impedancias par e impar obtenidas, así como las dimensiones físicas iniciales de cada resonador, se muestran en la tabla 14.

Las medidas de la tabla 14 no son las finales, ya que se ha llevado a cabo, como siempre, una optimización de las dimensiones para ajustar la recta de respuesta lo máximo a la recta ideal, las dimensiones finales tras la optimización se muestran en la tabla 15.

Dimensiones físicas e impedancias para la red de orden 4				
Parámetros	Resonador 1	Resonador 2	Resonador 3	Resonador 4
Impedancia par (Ω)	87.2180	58.6788	54.0813	52.4553
Impedancia impar (Ω)	37.5004	43.5961	46.4944	47.7648
Anchura (mm)	1.035370	1.723420	1.780850	1.794020
Separación (mm)	0.242852	1.199460	2.221500	3.233520
Longitud (mm)	17.033400	16.273600	16.169900	16.146400

Tabla 14. Dimensiones iniciales circuito pendiente negativa.

Dimensiones físicas finales de fabricación				
Parámetros	Resonador 1	Resonador 2	Resonador 3	Resonador 4
Anchura (mm)	1.3	2.5	2.46	1.9
Separación (mm)	0.5	1.3	2.6	2.5
Longitud (mm)	18.04	15.85	17.78	16.13

Tabla 15. Dimensiones finales circuito con pendiente negativa.

El retardo de grupo obtenido por este circuito en las simulaciones realizadas en MicrowaveOffice se muestra en la figura 55.

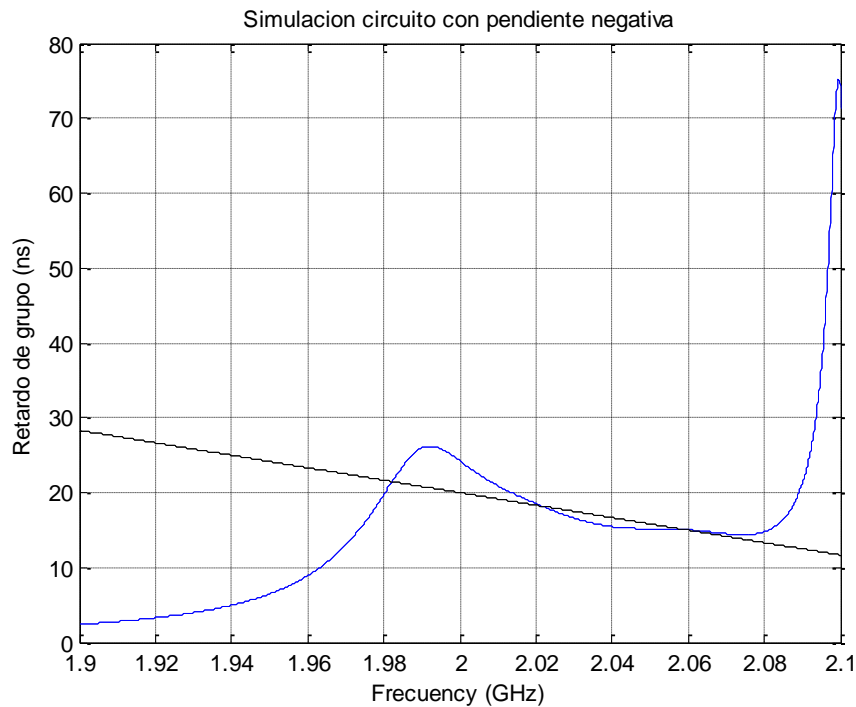


Figura 55. Respuesta del diseño con pendiente negativa.

Por último se ha diseñado una red con un retardo de grupo uniforme en la banda de frecuencias utilizada, de nuevo desde 2 a 2.06 Gigahercios. En este caso el retardo de grupo se establece constante a los 20 nanosegundos. Las dimensiones e impedancias del circuito se muestran en la tabla 16. Cabe destacar que estas medidas no son las que se obtienen directamente mediante la herramienta LineCalc, sino que son las medidas finales tras la optimización. La respuesta del retardo de grupo de este circuito se puede observar en la figura 56.

Dimensiones físicas e impedancias para la red de orden 4				
Parámetros	Resonador 1	Resonador 2	Resonador 3	Resonador 4
Impedancia par (Ω)	79.3545	56.2790	53.3889	52.3940
Impedancia impar (Ω)	37.8619	44.9944	47.0171	47.8156
Anchura (mm)	1.097209	2.50812	2.49555	1.90049
Separación (mm)	0.499274	1.30451	2.59232	2.80559
Longitud (mm)	18.01979	15.7406	17.7217	15.9530

Tabla 16. Dimensiones finales circuito con pendiente nula.

Dimensiones físicas e impedancias para la red de orden 6						
Parámetros	Resonador 1	Resonador 2	Resonador 3	Resonador 4	Resonador 5	Resonador 6
Impedancia par (Ω)	81.00	56.83	53.67	53.19	53.32	54.05
Impedancia impar (Ω)	37.73	44.65	46.8	47.17	47.07	46.52
Anchura (mm)	1.16	1.74	1.78	1.78	1.78	1.78
Separación (mm)	0.28	1.45	2.40	2.67	2.59	2.23
Longitud (mm)	16.89	16.23	16.16	16.15	16.15	16.16

Tabla 17. Parámetros del circuito de orden 6.

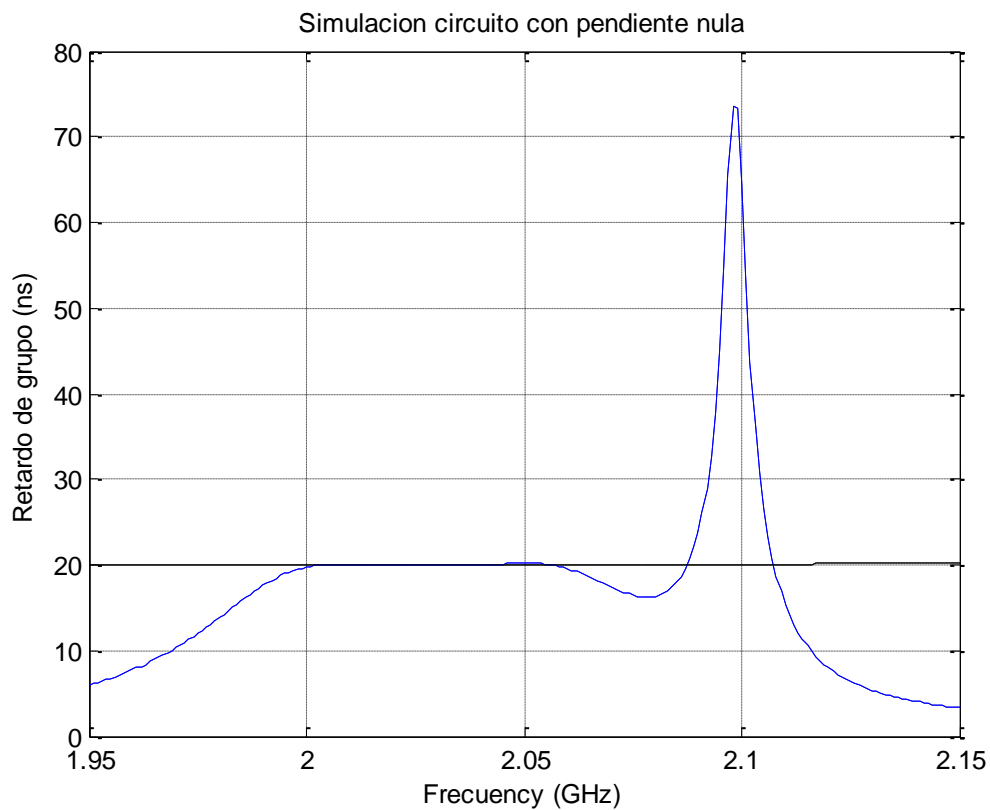


Figura 56. Retardo de grupo circuito con pendiente nula.

También se ha llevado a cabo el diseño de circuitos de un orden superior al 4, en concreto se ha diseñado y simulado un circuito de pendiente de retardo de grupo positiva y lineal de orden 6, para el mismo retardo y ancho de banda que el phaser de reflexión diseñado, desde los 20 a los 25 nanosegundos y con un ancho de banda del 3% a 2 Gigahercios. Las dimensiones se muestran en la tabla 17.

La respuesta de retardo de grupo de este circuito de orden 6 se muestra en la figura 57. Se puede observar como para un orden mayor, la optimización es algo más compleja, la respuesta es muy plana, pero no se ajusta perfectamente a la recta deseada.

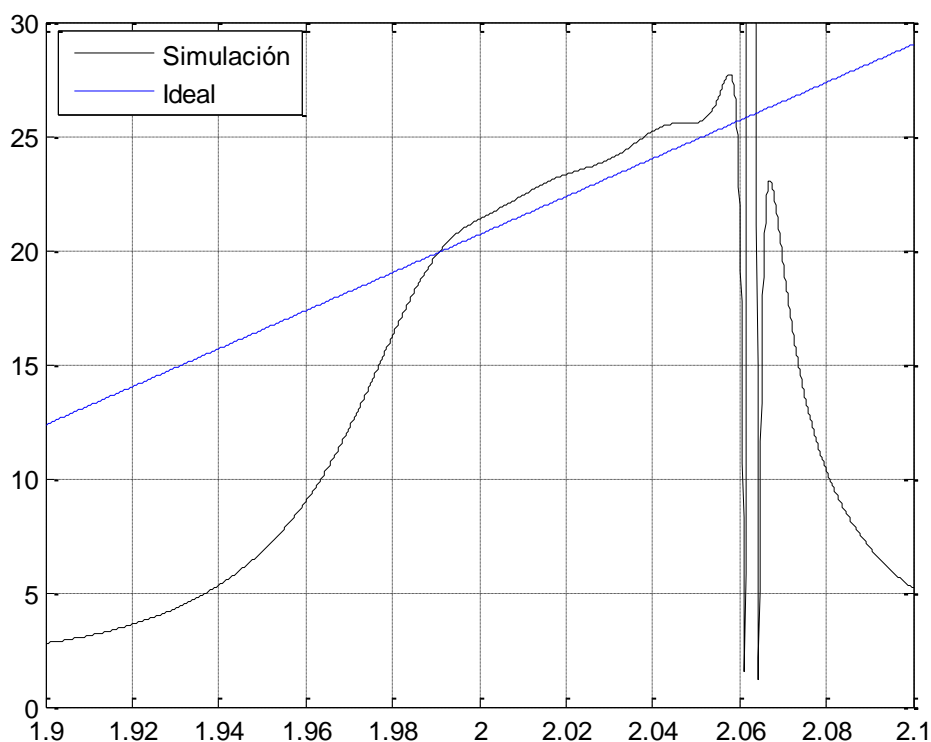


Figura 57. Retardo de grupo de la red de orden 6.

Dado que el parámetro de fase era con el que se quería experimentar, además de diseñar circuitos con retardo de grupo creciente positivo, también se han diseñado otros con rectas de

En cuanto a los otros objetivos como conocer las técnicas de fabricación y manejar la instrumentación usada en la ingeniería de microondas se han cumplido dado que se han tomado las medidas adecuadamente con su correspondiente calibración previa y con los analizadores de redes. El último objetivo a cumplir es el análisis de la toma de medidas y la proposición de futuras mejoras, se exponen a continuación una serie de líneas futuras, que pueden mejorar los diseños realizados.

Hay que exponer que se ha obtenido éxito a la hora de fabricar circuitos en los que el parámetro a variar es la fase, por lo que modificando esta hemos conseguido obtener el retardo de grupo deseado en la franja de frecuencia propuesta. Al menos para el primer circuito diseñado, el de un solo puerto, en el segundo se han producido múltiples errores en el momento de la fabricación por lo que en futuras fabricaciones habrá que estar muy al tanto de cómo avanza el proceso para evitar que se reproduzcan estos.

La fabricación de phasers de mayor frecuencia se encuentra ahora mismo limitada, ya que a mayor frecuencia, la longitud de onda de funcionamiento disminuye lo que requerirá una mayor precisión en las técnicas de fabricación para obtener las dimensiones necesarias, actualmente la frecuencia de funcionamiento causa que los resonadores apenas midan unos centímetros de largo, pero si por ejemplo nos situamos en frecuencias cercanas a 60 gigahercios, las longitudes de los resonadores $\lambda/2$ se sitúan en torno a los 25 milímetros si el sustrato fuese el aire, para otros sustratos éstas longitudes disminuyen. Por tanto, se requiere un aumento de la precisión a la hora de fabricar, el proceso de fabricación está limitado por la precisión de las brocas de la fresadora,

quizá utilizando otra máquina de fabricación como una fresadora laser otro método de fabricación u otra tecnología de implementación, se podría obtener una mejor respuesta del circuito.

Además la utilización de frecuencias más altas en nuestro script de MatLab da lugar a impedancias par e impar con componente imaginaria, lo que imposibilita la creación de esas estructuras, es por estas razones que a frecuencias tan altas, quizá la mejor solución sería el empleo de otras tecnologías de microondas.

Otra conclusión es que además de un método de síntesis de circuitos robusto, hay que decir que la parte de optimización del circuito es también muy importante a la hora de tener los resultados deseados. El diseño nos permite obtener las dimensiones con las que empezar, a la meta de respuesta deseado, llegamos mediante la optimización. Tan importante como una buena optimización es también la correcta calibración de los sistemas de medida dado que si nuestro tipo de red ya de por si cuenta con una sensibilidad, si no se han calibrado los sistemas de manera oportuna es muy difícil obtener buenas medidas. La simulación electromagnética puede aportar mucha información de interés, pero en este proyecto no ha tenido gran peso. Dado que no tenía experiencia previa en la utilización de ADS, las simulaciones, la optimización y todas las partes de “prueba y error” de dimensiones y parámetros físicos de diseño se han realizado en Microwave Office, y el resultado positivo (phaser de reflexión) tiene gran similitud con las simulaciones realizadas con este software.

Líneas futuras.

Las posibles líneas futuras a implementar en este tipo de circuitos son múltiples, comienzan con mejorar el ancho de banda de respuesta de fase del circuito, en este caso el ancho de banda era del 3% de la frecuencia de funcionamiento del circuito, el objetivo de futuros diseños se encuentra en aumentar este ancho de banda a un 5 % o 7 % de la frecuencia de funcionamiento sin deteriorar la calidad del resultado final de respuesta en retardo de grupo. Una manera de poder implementar este aumento del ancho de banda de respuesta es mediante la síntesis de circuitos de un orden mayor, como por ejemplo el de orden 6 que se ha expuesto anteriormente en este apartado. La utilización de estructuras de mayor orden también se puede emplear para afinar la respuesta en fase del circuito.

Muchas veces, durante el proceso de síntesis, se obtenían dimensiones irrealizables dado que el script devolvía impedancias con valores imaginarios. Una posible línea de mejora puede estar en modificar este script para que nos devuelva los posibles rangos de retardo de grupo y de frecuencia en los que las dimensiones son posibles de implementar, de esta manera nos ahorramos el proceso de ensayo y error realizado.

La necesidad de mejorar las técnicas de fabricación de circuitos de microstrip planares se hace evidente dado que solo podíamos contar con dos decimales para fabricar estos, aunque los resultados se acercan a las simulaciones, con una mayor precisión a la hora de fabricar y la posibilidad de introducir más decimales, se mejoraría mucho la respuesta de los circuitos, en los que la etapa de optimización durante el diseño juega un papel crucial, dado que la síntesis matemática del circuito nos devuelve unas dimensiones aproximadas, pero como se ha mostrado en la figura 21 la respuesta de un circuito sin optimización deja bastante que desear, en el caso de que haber exprimido al máximo las técnicas de síntesis, siempre se puede optar por construir el circuito en otra tecnología.

En líneas de mejora puedes añadir que muchas veces la síntesis da como resultado respuestas que no se pueden implementar, se podía analizar de modo que sepamos en especificaciones directamente lo que podemos realizar, y evitar la prueba y error que hemos realizado

Una de las ventajas que nos aporta este método de síntesis es que no obtenemos directamente las dimensiones de los resonadores, sino que obtenemos las impedancias par e impar referentes a cada resonador, lo que supone una ventaja desde un punto de vista de diseño, ya que podemos realizar nuestro circuito en cualquier tecnología de microondas una vez sepamos obtener las dimensiones físicas de esta solo conociendo las impedancias par e impar.

En nuestro caso el circuito se ha implementado en tecnología microstrip la cual tiene la ventaja de ser barata y fácil de fabricar pero a costa de esto no soporta mucha potencia además de ser bastante ruidosa, lo que se ve aumentado por la alta sensibilidad de este tipo de circuitos. Por otra parte se podrían implementar este tipo de circuitos en otras tecnologías como SIW (Substrate integrated waveguide) la cual es una nueva tecnología que se encuentra a medio camino entre las guías de onda y la tecnología planar, en la figura 61 se puede observar un ejemplo de circuito fabricado en tecnología SIW. Además de la tecnología SIW también se podría experimentar con otras tecnologías como Coplanar, también se podrían utilizar otro tipo de resonadores, en este proyecto se utilizan resonadores $\lambda/2$, pero en la bibliografía aparecen ejemplos de phasers realizados con resonadores $\lambda/4$.

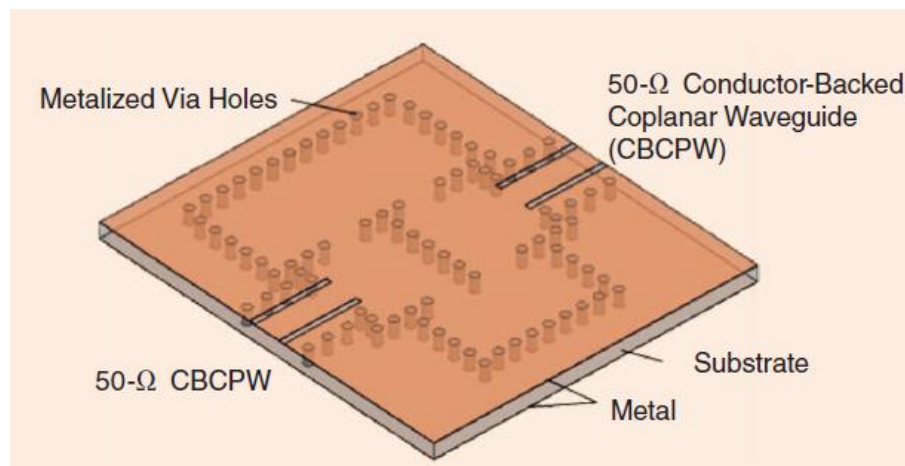


Figura 61. Circuito en tecnología SIW.

En cualquier caso, la utilización de otras tecnologías como la citada anteriormente sólo requeriría de pequeñas modificaciones en el script de MatLab diseñado ya que el proceso de síntesis sería el mismo, habría que tener en cuenta otro tipo de detalles como acoplos cruzados entre resonadores y mayores pérdidas en cualquier caso.

Como prevención para evitar resultados negativos en futuros circuitos queda recabada toda la información, métodos de fabricación, técnicas utilizadas y demás medios que se han empleado en estos circuitos, de esta manera podremos rediseñar futuras redes teniendo en cuenta el desplazamiento en frecuencia producido por la variación de constante dieléctrica, tendremos en cuenta que la fresadora que utilizamos tiene una precisión en cuanto a los milímetros de solo 0.2, lo que provoca que tendremos que volver a simular el circuito una vez optimizado y elegir que decimal da mejor respuesta en cada dimensión física el superior o el inferior. Pequeños detalles como evitar mover lo más mínimo la placa de madera sobre la que descansa la lámina de dieléctrico, lo cual también evitará desviaciones en las medidas.

Se ha diseñado el phaser de naturaleza reflectiva en sustrato FR4 cuyas dimensiones físicas y constantes se listan en la tabla 18, para comprobar si su funcionamiento es el adecuado y si se obtenía una respuesta similar a la deseada, que en este caso era una pendiente lineal positiva desde los 20 nanosegundos hasta los 25, en la franja en frecuencia desde los 2 a los 2.06 gigahercios. La mejor cualidad de este sustrato de tecnología planar es su reducido coste. Las dimensiones finales de simulación son las siguientes, asimismo en la figura 63 se puede observar la respuesta en retardo de grupo de este phaser en sustrato FR4.

H(mm)	1.5
ϵ_r	4.9
$\tan \delta$	0.017
T(μ m)	50

Tabla 2. Parámetros físicos del FR4.

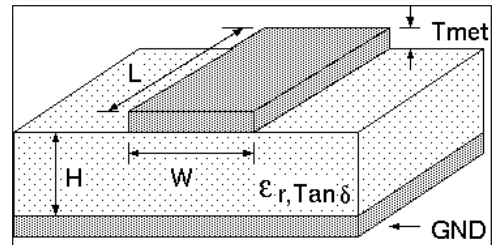


Figura 62. Parámetros físicos.

Dimensiones físicas e impedancias para la red de orden 4				
Parámetros	Resonador 1	Resonador 2	Resonador 3	Resonador 4
Impedancia par (Ω)	82.7727	58.0062	54.3758	53.6698
Impedancia impar (Ω)	37.6174	43.9653	46.2797	46.8019
Anchura (mm)	1.3645	2.271	1.94	2.185
Separación (mm)	0.342	1.464	3.034	2.216
Longitud (mm)	19.455	20.97	17.75	19.38

Tabla 17. Dimensiones finales circuito con pendiente positiva.

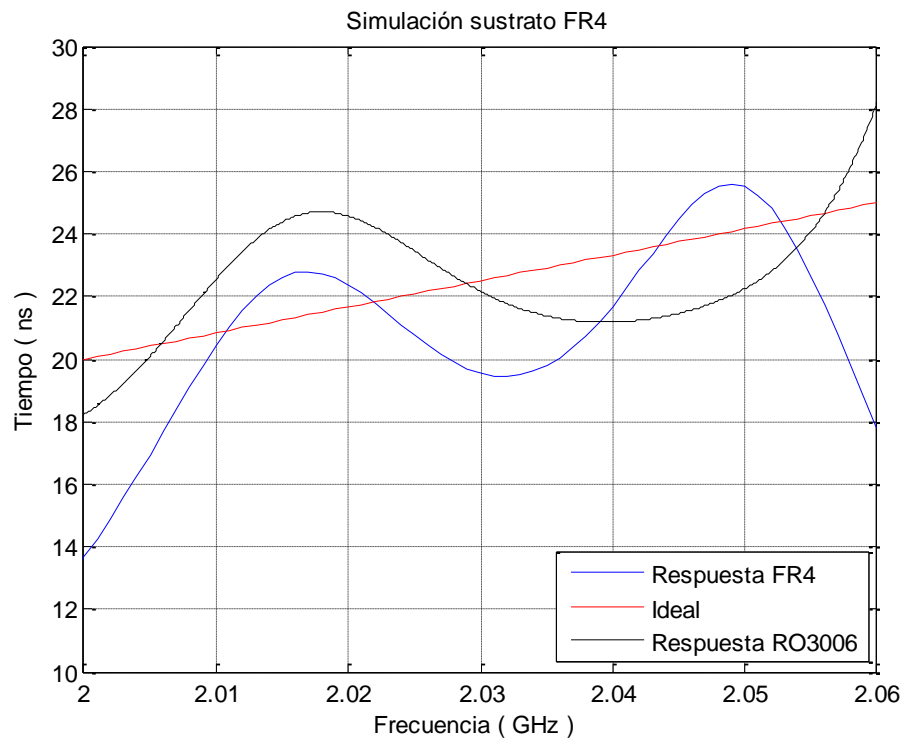


Figura 63. Respuesta retardo de grupo con sustrato FR4.

Como se puede observar en la imagen 63 el sustrato FR4 también sirve para crear este tipo de circuitos, dado que la recta del sustrato FR4 se asemeja mucho a la recta ideal tanto o más que la del sustrato utilizado.

La siguiente iteración de este proceso hacia el diseño de redes de microondas con respuesta en retardo de grupo negativo sería la fabricación del circuito con una pendiente del retardo de grupo negativa en frecuencia, aplicando por supuesto todas las correcciones necesarias teniendo en cuenta los problemas que han surgido en estas dos primeras fabricaciones. Si el resultado de la fabricación del circuito con recta de retardo de grupo creciente fuese exitoso, la siguiente iteración sí que sería probar a fabricar un nuevo circuito con retardo de grupo negativo.

6. Bibliografía

- [1] C. Caloz, S. Gupta, Q. Zhang, and B. Nikfal. Analog signal processing: A possible alternative or complement to dominantly digital radio schemes; IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 6, pp. 03, Sep. 2013.
- [2] W. Liao, Q. Zhang, Y. Chen, and C. Caloz. Compact Reflection-Type Phaser Using Quarter-Wave transmission Line Resonators; IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 25, no. 6, pp. 391-393, June. 2015.
- [3] Q. Zhang, S. Gupta, and C. Caloz. Synthesis of narrowband reflectiontype phasers with arbitrary prescribed group Delay, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques., vol. 60, no. 8, pp. 02, August. 2012.
- [4] Manual Microwave Office.
- [5] Apuntes de clase de asignatura, Transmisión por Soporte Físico de José Luis Gómez Tornero (UPCT).
- [6] Transmisión por soporte físico: líneas de transmisión y circuitos pasivos de microondas. Alejandro Díaz Morcillo, María Eugenia Requena Pérez, Juan Monzó Cabrera (UPCT)
- [7] David M. Pozar. Microwave Engineering, 3rd Ed., John Wiley and Sons, 1998, (ISBN: 0-471-64451-X)
- [8] Microwave Solid State Design. Inder Bahl, Segunda Edición
- [9] Gómez-Tornero, J.L.; Martínez-Ros, A.; Mesa, F.; Álvarez-Melcón, A. Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna with Reduced Beam Squint, IEEE 43th European Microwave Conference.
- [10] Q. Zhang, D. Sounas, and C. Caloz, Synthesis of cross-coupled reduced order dispersive delay structures (DDSs) with arbitrary group delay and controlled magnitude. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 3, pp. Mar. 2013.
- [11] PFC: Mejora en el diseño del amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía. Autora: Anna Kamasheva.
- [12] Manual Analizador de redes R&S ZV-6.
- [13] T.Henk, "The generation of arbitrary-phase polynomials by recurrence formulae," Int. J. Circuit Theory Applic., vol. 9, no. 4, pp. 461-478, Oct. 1981.
- [14] J. Rhodes. "Filters approximating ideal amplitude and arbitrary phase characteristics" IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, no. 2 pp. 120-124, Mar 1973
- [15] R. Cameron, C. Kussia and R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, NY, USA: Wiley, 2007.
- [16] L. Zou, Q. Zhang and C. Caloz "Planar Reflective Phaser and Synthesis for Radio Analog Signal Processing (R-ASP)" April 2014.

[17] X.-P. Chen, W. Hong, T. Cui, J.-X. Chen, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide linear phase filter," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 787–789, Nov. 2005.

[18] Substrate intergrated waguide filters Xiao-Ping Chen and Ke Wu