

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



***Trabajo Fin de Grado***

**Diplexor con Líneas Microstrip para la Banda  
de 10 a 20 GHz**

**(Microstrip Lines Diplexer for 10 to 20  
GHz band)**

Para acceder al Título de  
**Graduado en Ingeniería de Tecnologías de  
Telecomunicación**

**Autor: Ángela Carballo Campillo**

**Julio - 2019**



## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### *CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO*

**Realizado por: Ángela Carballo Campillo**

**Directores del TFG:** Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán

**Título:** “Diplexor con líneas microstrip para la banda de 10 a 20 GHz”

**Title:** “Microstrip lines diplexer for 10 to 20 GHz band”

**Presentado a examen el día: 18 de Julio de 2019**

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente: Amparo Herrera Guardado

Secretaria: Carmen Pérez Martínez

Vocal: Beatriz Aja Abelán

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG

(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº  
(a asignar por Secretaría)

## **Indice**

1.	Introducción.....	7
2.	Diplexores a frecuencias de microondas.....	8
2.1.	Tipos de diplexores (multiplexores).....	8
2.1.1.	Diplexor con acoplamiento por híbridos .....	8
2.1.2.	Diplexor por acoplamiento con circuladores.....	9
2.1.3.	Diplexor por Filtro Direccional .....	9
2.1.4.	Multiplexor por acoplamiento a un colector .....	10
2.2.	Filtro Paso Banda.....	11
3.	Acopladores Lange de Banda Ancha y Filtros con Líneas Microstrip .....	13
3.1.	Diseño de acopladores y filtros con líneas microstrip .....	16
3.2.	Acoplador en Tandem .....	17
4.	Diseño del diplexor (Acopladores, Filtros).....	19
4.1.	Diseño del acoplador Lange con sustrato de Alúmina .....	19
5.	Diseño del acoplador Lange con sustrato CLTE-XT .....	22
5.1.	Diseño del acoplador Lange con sustrato Rogers 4003c.....	24
5.2.	Diseño del acoplador en tandem.....	33
5.3.	Diseño de Filtro Butterworth Paso banda con sustrato Rogers 4003C .....	45
5.3.1.	Momentum .....	56
5.4.	Diseño de Filtro Butterworth Paso Banda con sustrato Rogers 4003C .....	60
5.5.	Diseño del pad para la soldadura del conector .....	63
6.	Resultados experimentales .....	64
6.1.	Filtro Paso Banda 10-14 GHz .....	65
6.2.	Filtro Paso Banda 16-20 GHz .....	68

6.3. Acoplador en Tandem .....	71
6.4. Montaje Final.....	75
7. Conclusiones.....	81
8. Referencias.....	82
Anexo 1 .....	83
Anexo 2 .....	86
Anexo 3 .....	88
Anexo 4 .....	89

## **Palabras Clave:**

Radioastronomía, microstrip, acoplador direccional, acoplador Lange, acoplador en tándem, diplexor, filtros paso banda, radiómetro, interferómetro, CMB (Cosmic Microwave Background).

## **Agradecimientos:**

A Eduardo Artal y Beatriz Aja por haberme ayudado en la realización del proyecto, resolviendo dudas y guiándome en todo momento. También quería agradecer a Luisa de la Fuente, por habernos aportado sus ideas en el proyecto. Ha sido un placer haber trabajado con vosotros. Me habéis hecho sentir una más en el departamento de Ingeniería de Comunicaciones.

A mi familia y amigos por haberme apoyado en todo lo que me he propuesto.

“Cuando te falten los motivos, cuando dudes, cuando te nuble el cansancio, acuérdate de lo que te empujó a empezar: el amor por lo que haces” (Anónimo)

# 1. Introducción

El Trabajo Fin de Grado está inspirado en el proyecto de investigación de título “Radiómetros interferométricos en la banda de 10 a 20 GHz” [1] realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, en colaboración con el Instituto de Física de Cantabria. El proyecto está financiado por el Plan Estatal de I+D+I, y su referencia es ESP2015-70646-C2-2-R. El objetivo del proyecto de investigación es realizar un receptor de radioastronomía en la banda de 10 a 20 GHz.

Dicho proyecto se basa en el diseño de un radiómetro como receptor unitario de un interferómetro de microondas. El radiómetro es un receptor de microondas muy sensible y de banda ancha. Las señales de salida de varios radiómetros de microondas idénticos se utilizarán como entradas a un correlador electro-óptico, que permitirá obtener, en el infrarrojo cercano, la imagen sintetizada de los parámetros de polarización del Fondo Cósmico de Microondas, conocido habitualmente por su nombre y sus siglas en inglés: “Cosmic Microwave Background” (CMB).

El radiómetro se diseña en la banda de 10 a 20 GHz. Es un tipo de radiómetro que trabaja como polarímetro, es decir, separa las dos componentes de polarización de la onda electromagnética recibida por la antena desde el cielo. El radiómetro tiene etapas de amplificación y de filtrado, para separar las señales recibidas en dos bandas de frecuencia: la primera de 10 a 14 GHz y la segunda de 16 a 20 GHz, eliminando así señales interferentes en torno a 15 GHz presentes en el Observatorio del Teide (Tenerife), que es el sitio donde se instalaría el sistema completo. El presente trabajo se centra en el diseño del diplexor, que es el encargado de separar las dos bandas: de 10 a 14 GHz y de 16 a 20 GHz. La topología del circuito diplexor utiliza la combinación de dos acopladores híbridos de  $90^\circ$ , que se realizan mediante acopladores de Lange, y filtros paso banda para separar las dos bandas. Todos los circuitos se han realizado con líneas microstrip, para lo que se ha elegido el tipo de sustrato dieléctrico más idóneo para obtener los mejores resultados, tanto en simulación como en las medidas realizadas en el laboratorio.

## 2. Diplexores a frecuencias de microondas

### 2.1. Tipos de diplexores (multiplexores)

En las últimas décadas, ha habido muchos avances en el diseño e implementación de las redes de multiplexado de señales de microondas. Aunque los principios de combinar o separar frecuencias de diversas señales microondas, para el interfaz con un solo puerto, se conoce desde hace años, el gran avance fue en los años 70 con los sistemas de comunicación por satélite. Los canales deben ser separados (demultiplexados) para poder encaminar y procesar las señales antes de amplificar la señal y procesar las señales antes de amplificar la señal para aumentar su potencia y enviarlas a los diferentes lugares de la Tierra [\[2\]](#).

Las estructuras más comúnmente usadas para los diplexores de microondas son: multiplexor por acoplamiento de híbridos (Hybrid-Coupled Multiplexer), multiplexor con acoplamiento por circulador (Circulator-Coupled Multiplexer), multiplexor con filtro direccional (Directional Filter Multiplexer) y multiplexor por acoplamiento a un colector (Manifold Multiplexer).

#### 2.1.1. Diplexor con acoplamiento por híbridos

Este diseño consiste en dos filtros idénticos y dos híbridos de 90° iguales. La principal ventaja del acoplamiento por híbridos es su propiedad direccional, que minimiza la interacción. Como consecuencia, es adaptable al concepto modular, permitiendo la integración de los canales adicionales posteriormente, sin romper el diseño del multiplexor ya existente, que es el requerimiento en algunos sistemas. Otra ventaja de este diseño, es que la mitad de la potencia viaja a través de cada filtro. La desventaja de este diseño es el tamaño, porque se requieren dos filtros y dos híbridos por cada canal.

Se ha de tener en cuenta la desviación de fase entre los filtros, antes de obtener en la salida una señal constructiva; y para ello, el multiplexor debe construirse con altas tolerancias para minimizar el desvío de fase.

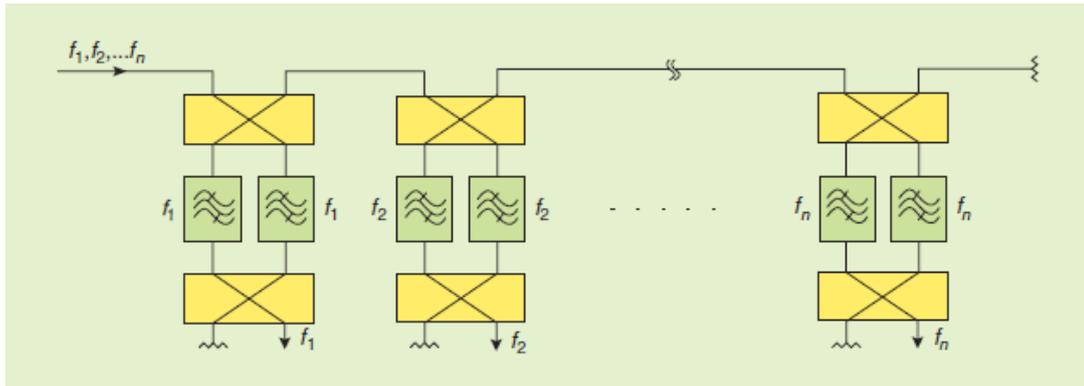


Figura 2.1 Esquema de multiplexor de microondas por acoplamiento de híbridos

### 2.1.2. Diplexor por acoplamiento con circuladores

Cada canal en este caso, consiste en un circulador de caída de canal y un filtro. La propiedad unidireccional del circulador proporciona las mismas ventajas que el acoplamiento con híbridos, en términos de manejabilidad, para la integración modular, el diseño y montaje.

Las pérdidas de inserción en el primer canal son la suma de las pérdidas de inserción del primer circulador. Los canales consecutivos muestran unas pérdidas más altas, debido a la transmisión de las señales a través de los circuladores de los siguientes canales. Es el más común de los diseños para multiplexores de entrada.

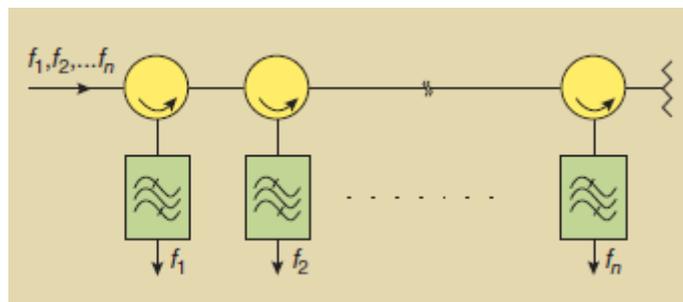


Figura 2.2 Esquema de multiplexor de microondas con acoplamiento por circulador

### 2.1.3. Diplexor por Filtro Direccional

Es un multiplexor que se realiza conectando filtros direccionales en serie. Un filtro direccional es un dispositivo de 4 puertos en el cual, un puerto tiene terminación con carga adaptada. Los otros tres puertos del filtro direccional actúan como un circulador conectado a un filtro paso banda. La potencia incidente en un puerto, emerge en un segundo puerto con una respuesta según el filtro paso banda,

mientras que la potencia reflejada por el filtro emerge en un tercer puerto.

Los filtros direccionales, sin embargo, no requieren el uso de circuladores de ferrita. La versión microstrip consiste en anillo de longitud total igual a una longitud de onda, mediante dos líneas de transmisión. Este modelo de multiplexor tiene las mismas ventajas que un acoplamiento por híbridos y un multiplexor por acoplamiento por circulador. Esto es, sin embargo, limitado para aplicaciones de banda estrecha.

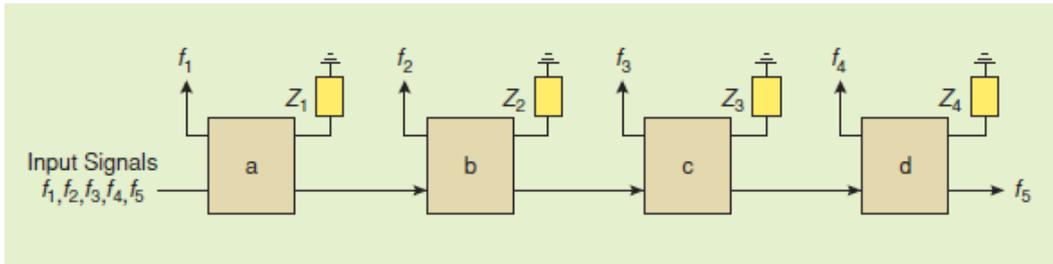


Figura 2.3 Esquema de multiplexor con filtros direccionales

#### 2.1.4. Multiplexor por acoplamiento a un colector

Este tipo de multiplexor, requiere la presencia de todos los filtros de canal al mismo tiempo, por lo que el efecto de las interacciones de un canal sobre otro deben ser compensadas en el proceso de diseño. Implica que el multiplexor por acoplamiento a un colector (manifold-coupled) no es el adecuado para un plan flexible de frecuencias, ya que cualquier cambio en la asignación de canales requerirá un nuevo diseño de multiplexor. Más aún, si el número de canales aumenta, es más difícil de implementar.

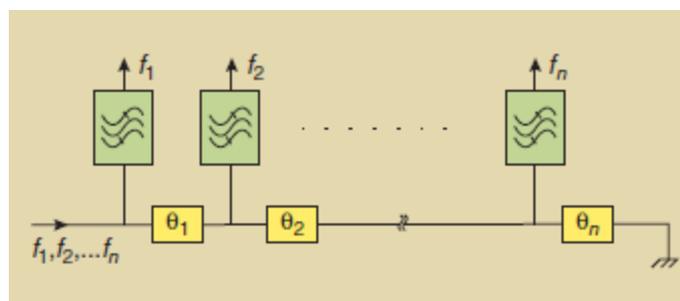


Figura 2.4 Esquema del multiplexor por acoplamiento a un colector

## 2.2. Filtro Paso Banda

Un filtro paso banda es aquel que tiene como función dejar pasar el contenido frecuencial que se encuentra dentro de una ventana centrada en la frecuencia central.

En nuestro proyecto, elegimos el filtro Butterworth o “maximally flat”, que mantiene el valor de la señal de manera constante en la banda de paso, ofreciendo una respuesta plana, hasta llegar a las frecuencias de corte conocidas. En este proyecto, tenemos dos frecuencias de corte, inferior y superior, al tratarse de un filtro paso banda. Debe definirse, además, un punto entre la banda de paso y la banda de supresión, que es la frecuencia en la que la transmisión cae 3 dB.

$$L_A(\omega') = 10 \cdot \log_{10} \left( 1 + \varepsilon \left( \frac{\omega'}{\omega_1} \right)^{2n} \right) \quad (1.1)$$

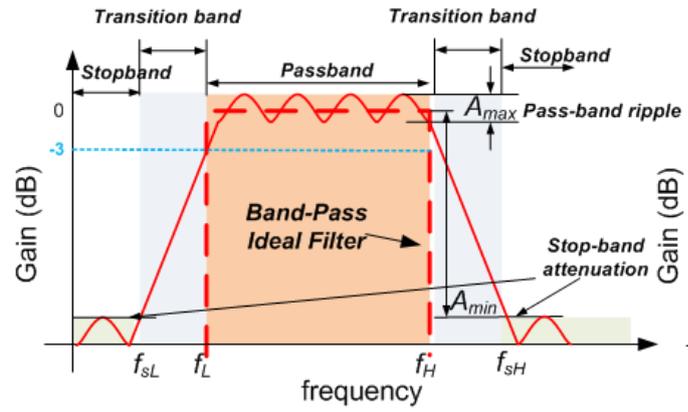
$$\varepsilon = \left[ 10^{\frac{L_{Ar}}{10}} \right] - 1 \quad (1.2)$$

$$n \geq \frac{\log_{10} \left( \frac{\varepsilon_m}{\varepsilon} \right)}{2 \cdot \log_{10} \left( \frac{\omega'}{\omega_1} \right)} \quad (1.3)$$

$$\varepsilon_m = \left[ 10^{\frac{A_m}{10}} \right] - 1 \quad (1.4)$$

Donde  $\omega'$  es la frecuencia angular normalizada respecto la frecuencia de corte. Para la implementación de la curva de atenuación, barremos esta frecuencia  $\omega'$  para obtener la atenuación en cada punto.  $\omega_1$  es la frecuencia de corte normalizada, por lo tanto será igual a 1.

$L_{Ar}$  es el rizado o atenuación en la banda de paso a la frecuencia de corte. Para el caso general donde se define un rizado de 3 dB,  $\varepsilon$  se reduce a 1. La figura 2.5, muestra la respuesta de un filtro paso banda. En este caso, el filtro deja pasar aquellas frecuencias comprendidas entre la frecuencia de corte inferior  $f_L$  y la frecuencia de corte superior  $f_H$ . Las frecuencias por debajo de  $f_L$  y por encima de  $f_H$  caen en la banda de corte de filtro.



(c)

Figura 2.5 Gráfica de respuesta de un Filtro Paso Banda Butterworth [6]

### 3. Acopladores Lange de Banda Ancha y Filtros con Líneas Microstrip

El acoplador Lange tiene 4 puertos, con estructura interdigital, que fue propuesta por Julius Lange hacia 1969. Los acopladores son ampliamente utilizados como combinadores de potencia y divisores en amplificadores RF, multiplexores y moduladores. El acoplamiento se deriva de las líneas de transmisión espaciadas, tales como las líneas microstrip. Típicamente, el número de conductores o dedos ( $N$ ) es conocido. La geometría para  $N=4$  se muestra en la figura 3.1.

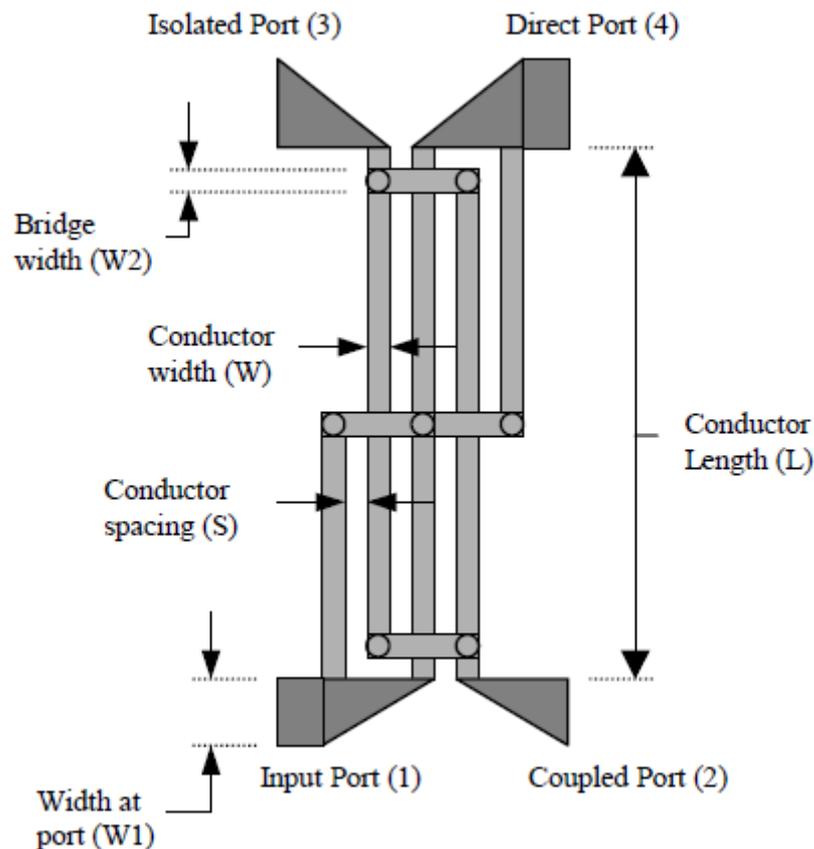


Figura 3.1 Representación gráfica del acoplador Lange.

La longitud de los dedos ( $L$ ) se establece por la frecuencia central ( $f_0$ ) del filtro. El aparato es de banda ancha, con una respuesta plana en frecuencia alrededor de  $f_0$ . La longitud del dedo es igual a un cuarto de la longitud de onda ( $\lambda_s$ ) a  $f_0$  en el sustrato, por ejemplo,

$$L = \frac{\lambda_s}{4} \quad (3.1)$$

Donde:

$$\lambda_s = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.2)$$

$\epsilon_{eff}$  es la constante dieléctrica efectiva y  $c$  es la velocidad de la luz,  $3 \times 10^8$  m/s. La constante dieléctrica efectiva es función de la constante dieléctrica del sustrato, así como el grosor del sustrato  $h$ , la anchura  $w$  y el grosor  $t$ . La longitud de onda  $\lambda_s$ , se puede calcular como la media de las longitudes de onda de la banda de frecuencias de interés.

El acoplador suele diseñarse para 3 dB de acoplamiento entre el puerto de entrada (1) y el acoplado (2) y el puerto directo (4). Las señales acopladas están desfasadas  $90^\circ$ , para frecuencias de la señal de entrada cercanas a la frecuencia central del diseño. Los requerimientos del diseño pueden ser:

$$S_{21} > -3.5 \text{ dB para } [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \text{ para } \Delta f = 0.25 f_0 \quad (3.3)$$

$$S_{41} > -3.5 \text{ dB para } [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \text{ para } \Delta f = 0.25 f_0 \quad (3.4)$$

Para el divisor de señal, el máximo acoplamiento es de 3 dB en cada canal, mitad de la potencia. Esta característica es la más crítica y depende de la separación entre líneas, GAP ( $s$ ), grosor de metal ( $t$ ) y un número dado de dedos ( $N$ ). Las características del sustrato son otro factor a tener en cuenta.

Los requerimientos para las pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) y transmisión del puerto aislado ( $S_{13}$ ) están comúnmente establecidas en un cierto rango de frecuencia ( $\Delta f$ ) en torno a la frecuencia central  $f_0$ .

$$S_{21} > -15 \text{ db para } [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \text{ para } \Delta f = 0.25 f_0 \quad (3.5)$$

$$S_{41} > -15 \text{ db para } [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \text{ para } \Delta f = 0.25 f_0 \quad (3.6)$$

La fase del puerto aislado y las pérdidas de retorno son aproximadamente  $0$  y  $-180^\circ$ , respectivamente.

Los otros dos parámetros del acoplador son la anchura del puente de aire ( $W2$ ) y la anchura del conductor en el puerto de acceso ( $W1$ ), ambas definidas en la figura 3.2. La anchura del conductor en el puerto de acceso se establece usualmente por la impedancia del sistema del circuito asociado. La anchura de la línea del acceso se selecciona para que sea una impedancia característica de 50

Ohm. La configuración del puente de aire (air bridge) está determinada por las consideraciones del fabricante. El comportamiento del acoplador no es especialmente sensible a ningún parámetro [3].

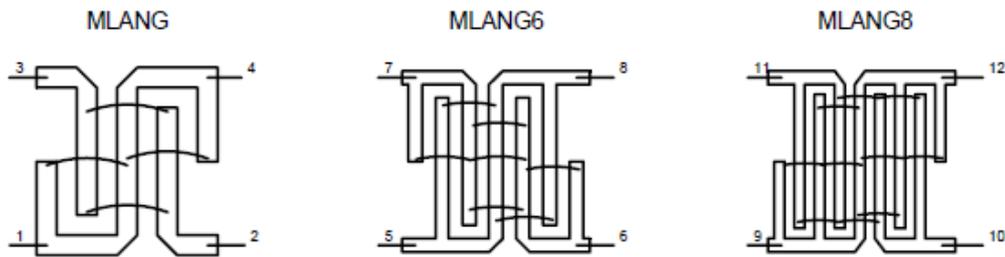


Figure 3.2 Tipos de acopladores Lange (4 dedos, 6 dedos y 8 dedos respectivamente).

El objetivo del Lange, como se dijo anteriormente, es producir un acoplador con un ancho de banda de una octava, teniendo un factor de acoplamiento de -3 dB. En su diseño, el acoplamiento en cuadratura de una octava se realiza como consecuencia del acoplamiento interdigital, lo que compensa el modo par e impar de la dispersión de la velocidad de fase en el rango del ancho de banda frecuencial. Es necesario unir directamente con hilos muy cortos, de forma transversal, con los dedos intercalados del acoplador.

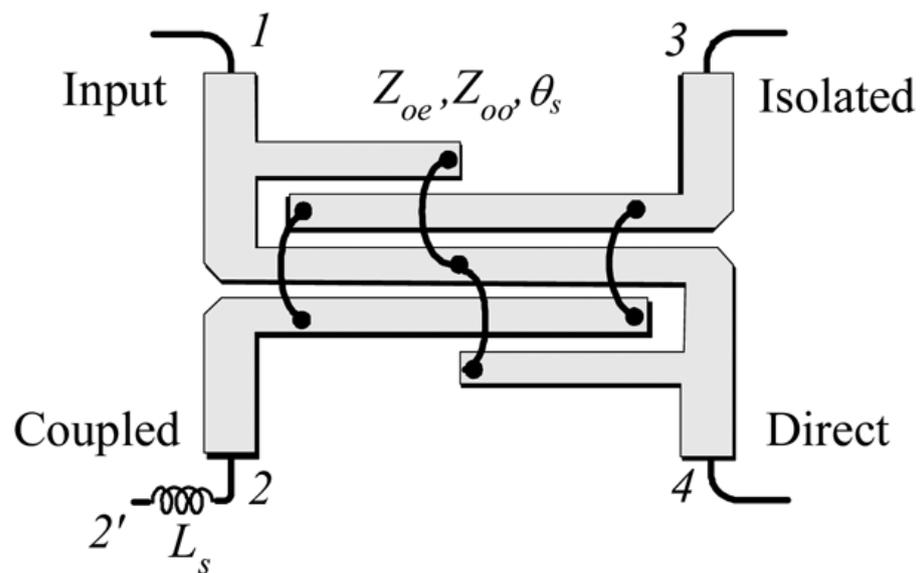


Figura 3.3 Representación de las impedancias e inductancias del acoplador Lange[10]

Los hilos de bonding deberían parecer, eléctricamente hablando, cortocircuitos, o por lo menos inductancias agrupadas. Esto significa que las longitudes de las inductancias  $L_s$  (Figura 3.3) deben ser mantenidas tan cortas como sea posible  $L_s \ll \lambda_{gm}/4$  donde  $\lambda_{gm}$  es la longitud de onda en mitad de la banda. Hay que darse cuenta que la salida en directo no está en línea con la entrada (meandros).

El motivo por el que se utilizan varias líneas acopladas, es para obtener mayor acoplamiento. Además las características principales del acoplador Lange son su diseño compacto y sus características de banda muy ancha, lo que resulta interesante para nuestro proyecto.

El acoplador Lange se utiliza a menudo como un acoplador de entrada en circuitos equilibrados de amplificadores de microondas. Para esta aplicación se diseña un acoplador 3 dB, con señales de salida en cuadratura de fase (entre 2 y 3 de la figura 3.4), como en un híbrido de 90°.

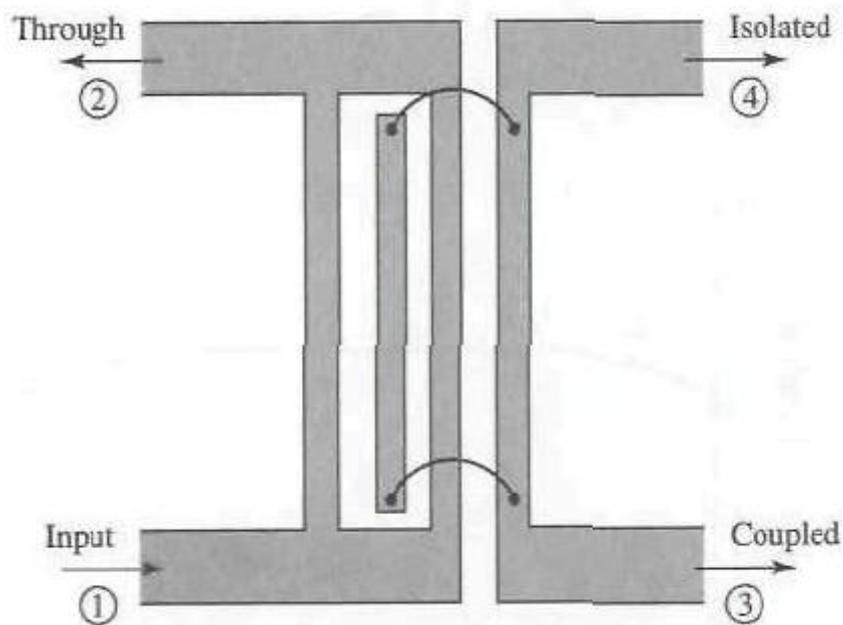


Figura 3.4 Representación del acoplador Lange con los puertos diferenciados:  
1: puerto de entrada, 2: puerto directo, 3: puerto acoplado, 4: puerto aislado.

### 3.1. Diseño de acopladores y filtros con líneas microstrip

Las ecuaciones de diseño, dado el material del sustrato y la impedancia característica deseada, para obtener  $w/b$ , sobre el que se basarán los elementos del circuito, son:

$$\frac{w}{b} \leq 2 \Rightarrow \frac{w}{b} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \quad (3.7)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (3.8)$$

$$\frac{w}{b} \geq 2 \Rightarrow \frac{w}{b} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1) + 0.39 - 0.61/\epsilon_r] \right\} \quad (3.9)$$

$$R = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.10)$$

Los diseños en ADS se basan en las ecuaciones anteriores, por lo que LineCalc, calculará automáticamente las dimensiones de los acopladores, estableciendo unos valores de entrada que condicionarán el diseño.

### 3.2. Acoplador en Tandem [\[4\]](#) [\[5\]](#) [\[7\]](#) [\[8\]](#) [\[9\]](#)

La idea del acoplador en tandem surge porque un acoplador direccional de 3 dB fabricado en sustrato de alúmina para un grosor ideal de cero  $\mu\text{m}$ , debe tener un espaciado calculado entre líneas, de menos de 10  $\mu\text{m}$ . Para un valor tan pequeño, se necesita la construcción de acopladores direccionales con un espaciado mayor. La solución efectiva es utilizar una conexión en tandem, con dos acopladores direccionales idénticos, los cuales alivian el problema físico de un acoplamiento ajustado, puesto que dos acopladores individuales necesitan sólo 8.34 dB de acoplamiento para construir un acoplador de 3 dB.

El acoplador tandem mostrador en la figura tiene propiedades eléctricas de un acoplador individual, donde los puertos 1, 4 y 2, 3 están aislados en pares, con una diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 de  $90^\circ$ .

Del análisis de la señal de la entrada del puerto 1 hacia los puertos de salida 2 y 3 del acoplador tandem, se deduce que la señal de entrada del puerto 1 se transmite a la salida del puerto 2 a través de las trazas 1-2'-1'-2 y 1-3'-4'-2, mientras la señal que viaja a través de las trazas 1-2'-1'-3 y 1-3'-4'-3 es transportada a la salida del puerto 3. La relación de los parámetros de scattering y  $S_{12}^T$  y  $S_{13}^T$  de un acoplador tandem se puede expresar a través de los parámetros de scattering  $S_{12}$  y  $S_{13}$  de una acoplador individual como,

$$\frac{s_{12}^T}{s_{13}^T} = \frac{S_{12}^2 + S_{13}^2}{2S_{12}S_{13}} = -j \frac{1 - C^2(1 + \sin^2 \theta)}{2C\sqrt{1 - C^2} \sin \theta} \quad (3.11)$$

Como resultado, la señal en el puerto 2, adelanta a la señal del puerto 3 en 90°. En este caso, para una acoplador en tandem con  $\Theta=90^\circ$ , la amplitud de la ecuación anterior debe ser igual a la unidad. Consecuentemente, el coeficiente de acoplamiento requerido de tensión se calcula como,

$$C = 0.5\sqrt{2 - \sqrt{2}} = 0.3827 \quad (3.12)$$

o expresado en magnitudes logarítmicas:

$$C_{12} = C_{13} = 8.34 \text{ dB} \quad (3.13)$$

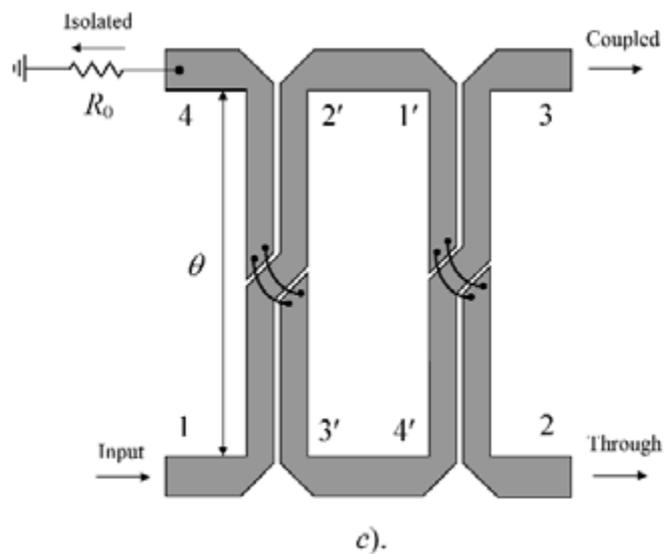


Figura 3.5 Representación del Acoplador en Tandem

## 4. Diseño del diplexor (Acopladores, Filtros)

Para el diseño del diplexor nos centramos primeramente en el acoplador, que es el principal elemento del circuito. Pero lo primero es seleccionar el tipo de sustrato sobre el que se va a construir el acoplador. Dicho sustrato influye en la adaptación y en las dimensiones físicas del acoplador.

Probando con los diferentes sustratos y acopladores de 4, 6 y 8 dedos, vemos que se obtienen los mejores valores de acoplamiento con el acoplador de 8 dedos. El número de dedos mejora el acoplamiento de la señal.

Los sustratos analizados en ADS son: Alúmina ( $Al_2O_3$ ), CLTE-XT y Rogers 4003C.

### 4.1. Diseño del acoplador Lange con sustrato de Alúmina

Probamos ahora, con un sustrato de Alúmina ( $Al_2O_3$ ), que a pesar de sus dimensiones reducidas, en comparación con un sustrato de tipo plástico, permite obtener mejores resultados de acoplamiento. La Alúmina A996 del fabricante Reinhardt, que se utiliza para las simulaciones, tiene una constante dieléctrica de 9.9 ( $\pm 0.1$ ), y una tangente de pérdidas de 0.0002 (@10GHz). Los valores pueden verse en la tabla de propiedades de la figura 4.1.

Physical properties							
Characteristic	Units	A996..	MRCA..	A493..	A96..	R708..	ALN..
$Al_2O_3/ALN$ content	Wt.%	99.6%			96%		>95
Density	$g/cm^3$	3.88	3.88	3.85	3.75	3.78	3.30
Grain size	$\mu m$	<1.2	<1.0	<1.5	4-7	3-5	~ 5
Flexural strength	$N/mm^2$	592	620	550	400	500	300
Thermal expansion	$K^{-1}$	$\sim 7 \times 10^{-6}$			$6.4 \times 10^{-6}$	$6.8 \times 10^{-6}$	$4.6 \times 10^{-6}$
Thermal conductiv.	$W/mK$	$\sim 35$ (@ 25°C)			$\sim 25$ (@ 100°C)		170 (@ 25°C)
Dielectric strength	$kV/mm$	$\sim 23$			$\sim 20$		$\sim 15$
Volume resistivity	$\Omega \cdot cm$	$> 10^{14}$					$> 10^{12}$
Dielectric constant	@ 1MHz	9.9			9.5		8.5-9.2
-"	@10GHz	9.5	9.6	9.5	n/a		n/a
Loss tangent	@ 1MHz	0.0001			0.0004		0.0004
-"	@10GHz	0.0002			n/a		n/a

Figura 4.1 Propiedades de la alúmina A996. Fuente: Página del fabricante

La herramienta LineCalc de ADS, resulta de ayuda para hallar las dimensiones de los dedos del acoplador. Han de buscarse dimensiones que sean posibles de fabricar en la realidad. Tomamos como referencia el valor de S, la separación entre los dedos del acoplador, que es un valor crítico, que debe tenerse en cuenta. La mínima dimensión realizable para la fabricación del acoplador con líneas microstrip, sería una anchura de 50  $\mu m$  a 60  $\mu m$ . Ajustando los valores del

sustrato, LineCalc halla los valores W, S y L. Los valores que se obtuvieron se pueden ver en la tabla de la tabla 4.1.

Alúmina (Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	W (μm)	S (μm)	L (mm)
Lange 4	140,50	9,78	1,98
Lange 6	159,50	15,13	1,96
Lange 8	168,67	18,26	1,95

Tabla 4.1 Comparativa según el número de dedos del acoplador

Basándose en la tabla anterior (Tabla 4.1), a medida que aumentamos el número de dedos aumentamos las dimensiones físicas, con un grosor h de 0.254 mm (254 μm), t de 0.003 mm, ε<sub>r</sub> de 9.9 y tangente de pérdidas T<sub>D</sub> de 0.003 (Fig. 4.2a y Fig. 4.4b), en detrimento de la adaptación a la frecuencia central de 15 GHz, que empeora a frecuencias altas (Fig. 4.2c).

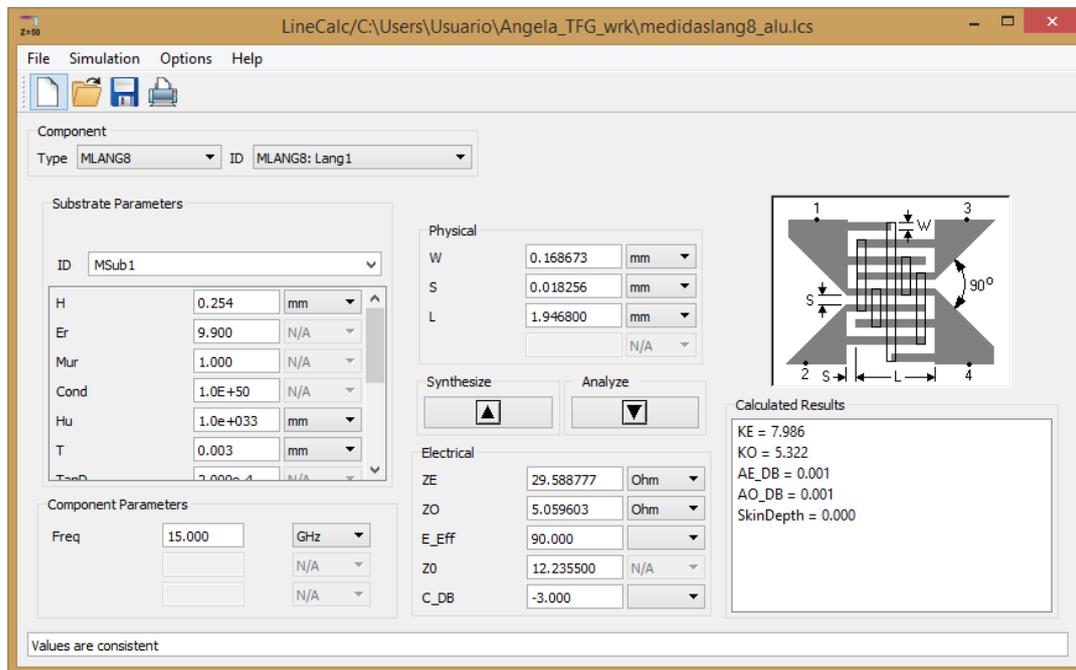


Figura 4.2a Cálculos con LineCalc del acoplador Lange de 8 dedos

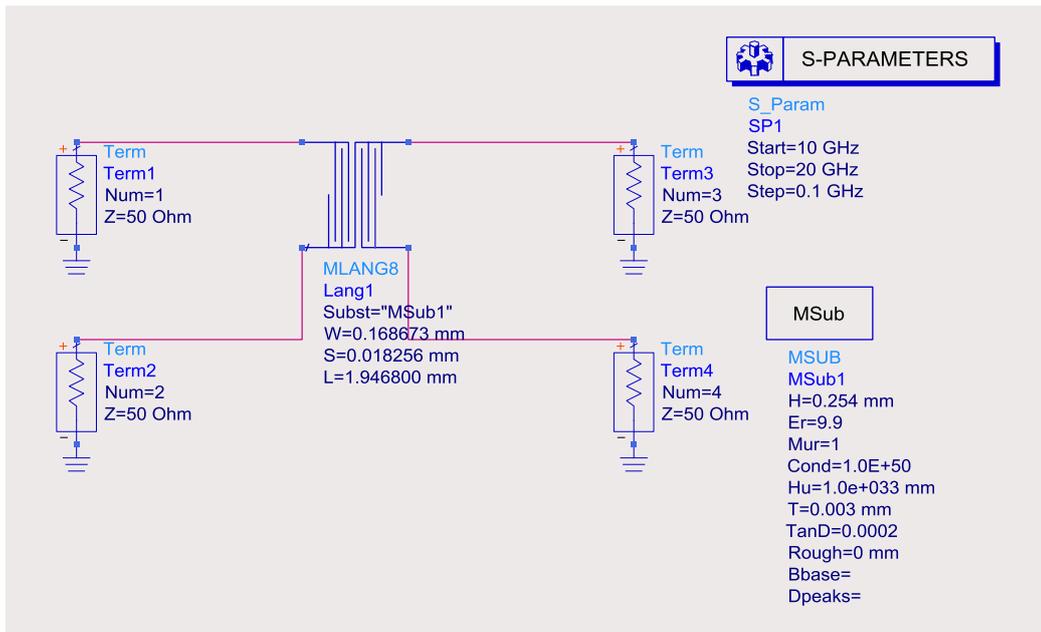


Figura 4.2b Esquemático en ADS

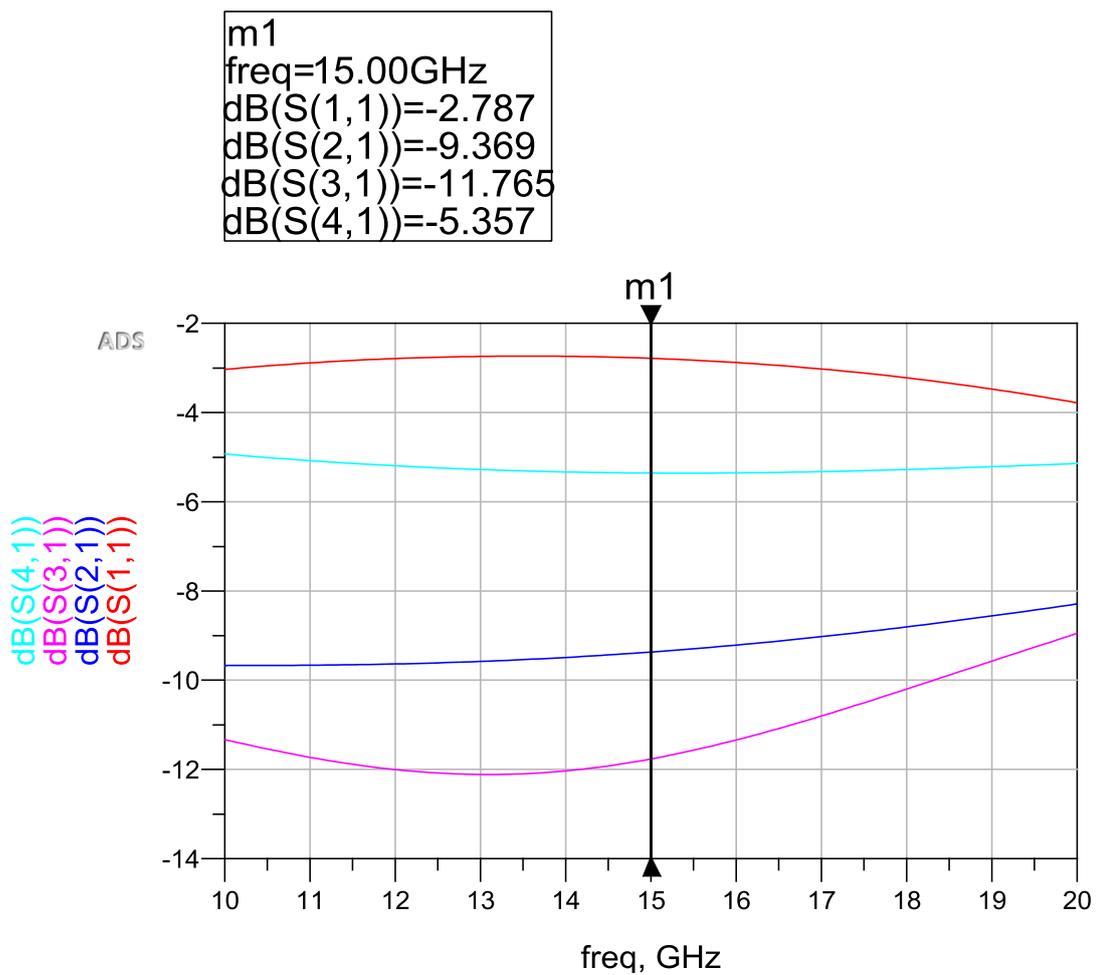


Figura 4.2c Parámetros S calculados con ADS. Marcador de frecuencia en 15 GHz

Viendo los diferentes acopladores con el sustrato de Alúmina en el simulador, puede observarse que ofrece mejor resultado de acoplamiento el Lange 8, pero aun así, las dimensiones no son físicamente realizables. Se descarta finalmente dicho sustrato, probando con otros tipos, CLTE-XT y Rogers 4003C.

## 4.2. Diseño del acoplador Lange con sustrato CLTE-XT

Se realiza el diseño de un acoplador de 8 dedos (figura 5.1b) con sustrato CLTE-XT con una H de 0.254 mm (254  $\mu\text{m}$ ), t de 0.017 mm,  $\epsilon_r$  de 2.89 y tangente de pérdidas de  $T_D$  de 0.0012. Dichos valores se introducen en el programa ADS como puede verse en la figura 4.3a.

The screenshot shows the LineCalc software interface for configuring an MLANG8 component. The window title is "LineCalc/sustratoALUMINA.Ics". The component type is set to "MLANG8" and the ID is "MLANG8: Lang1".

**Substrate Parameters:**

ID	MSub1	
H	0.254	mm
Er	2.890	N/A
Mur	1.000	N/A
Cond	1.0E+50	N/A
Hu	1.0e+033	mm
T	0.017	mm
TanD	0.001	N/A

**Physical Parameters:**

W	0.025413	mm
S	0.051635	mm
L	3.317430	mm
		N/A

**Electrical Parameters:**

ZE	120.913643	Ohm
ZO	20.675913	Ohm
E_Eff	90.000	
Z0	50.000	N/A
C_DB	-3.000	

**Calculated Results:**

```

KE = 2.613
KO = 1.947
AE_DB = 0.008
AO_DB = 0.005
SkinDepth = 0.000
    
```

The schematic diagram shows a Lange coupler with four ports labeled 1, 2, 3, and 4. Dimensions W, S, and L are indicated. A 90-degree angle is also shown.

At the bottom of the window, it states "Values are consistent".

Figura 4.3a Cálculos con LineCalc

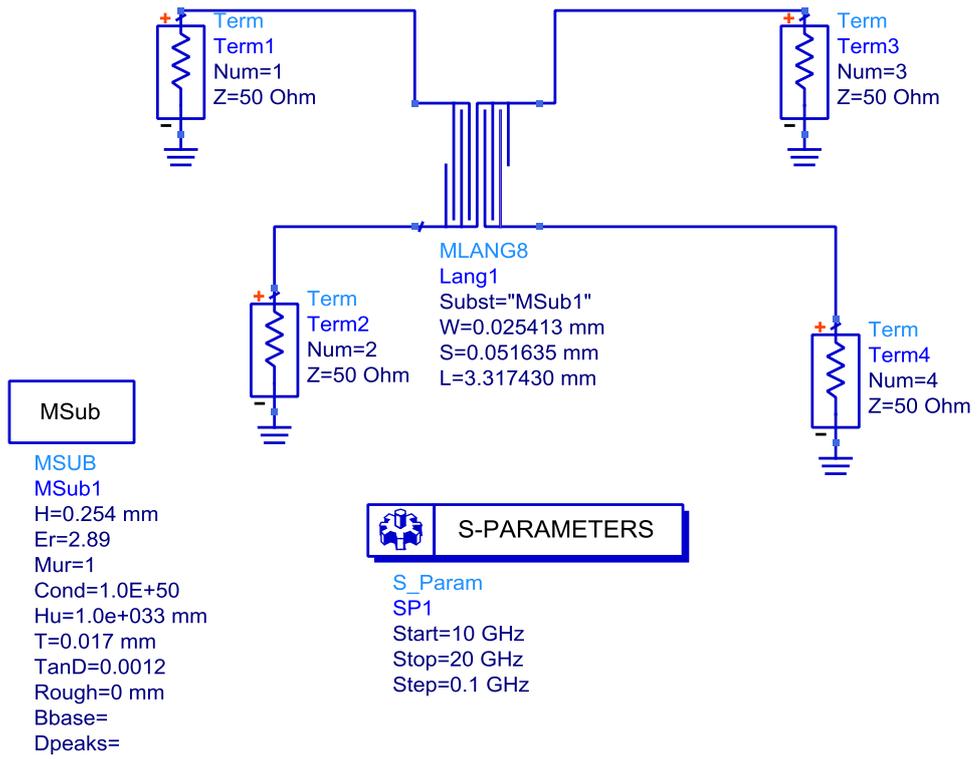


Figura 4.3b Esquemático del acoplador sobre sustrato CLTE-XT

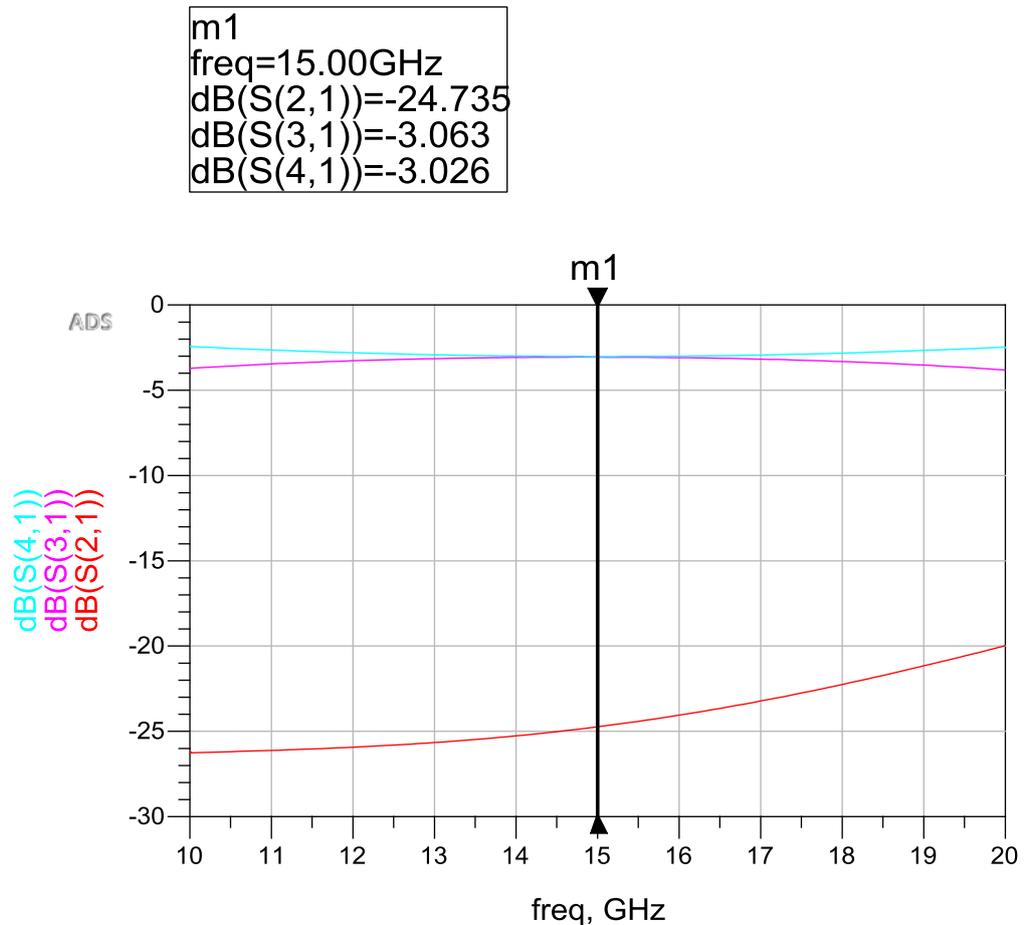


Figura 4.3c Parámetros calculados con ADS. Marcador a la frecuencia de 15 GHz

Aunque el acoplamiento es muy bueno a la frecuencia central de 15 GHz con el sustrato CLTE-XT, las dimensiones continúan siendo físicamente irrealizables (figura 4.3c).

### 4.3. Diseño del acoplador Lange con sustrato Rogers 4003C

Se realiza el diseño de un acoplador de 8 dedos con sustrato CLTE-XT con un grosor  $h$  de 0.81 mm,  $t$  de 0.035 mm,  $\epsilon_r$  de 3.38 y tangente de pérdidas de  $T_D$  de 0.002.

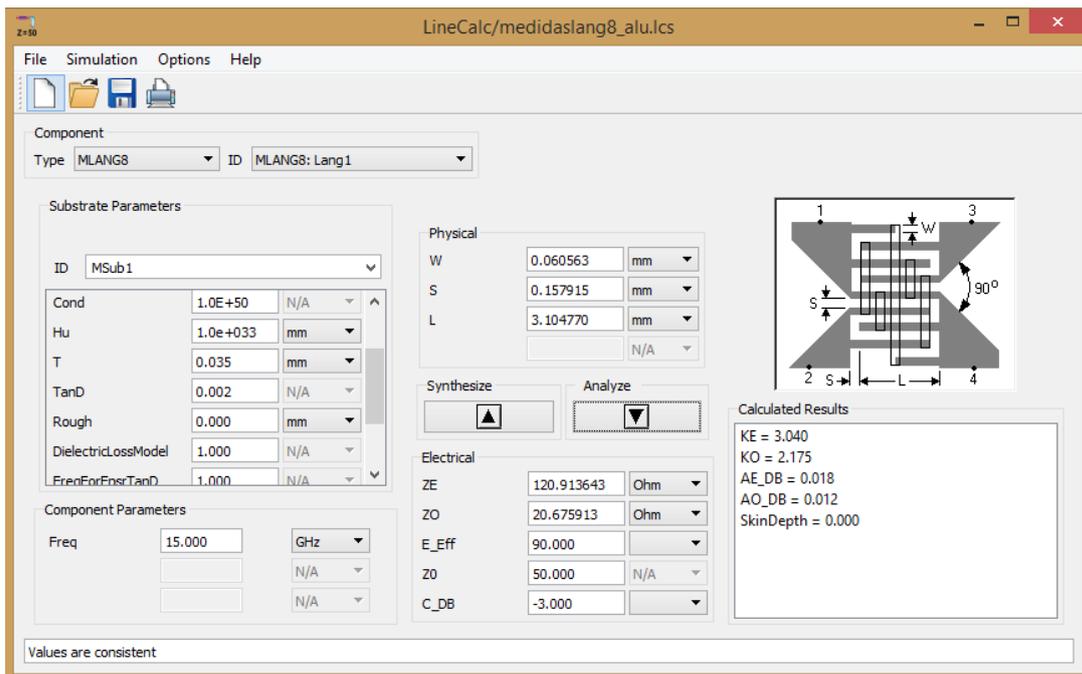


Figura 4.4 a Cálculo de medidas en LineCalc

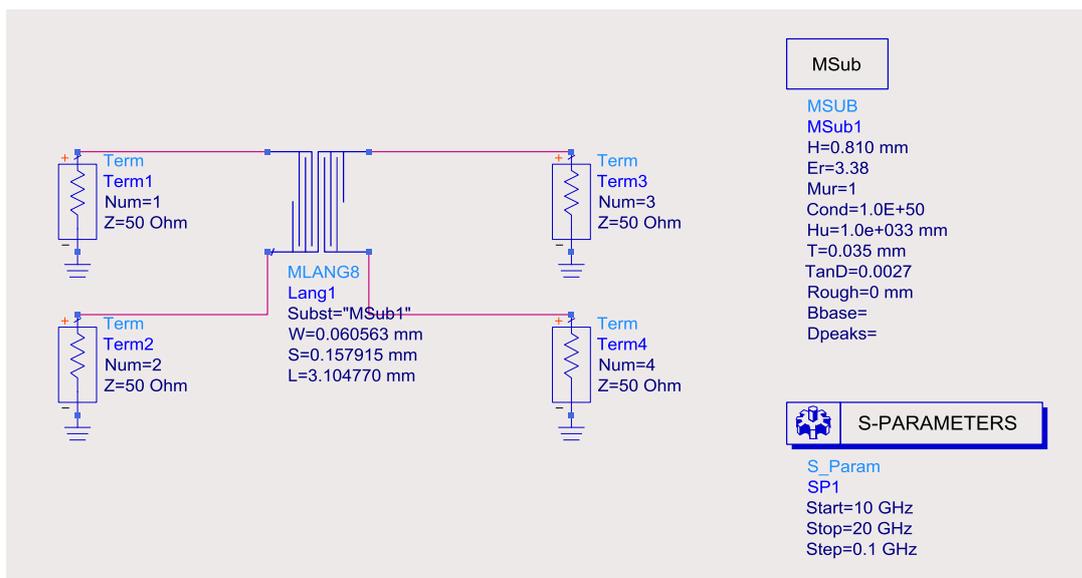


Figura 4.4 b Esquemático de Lange 8 en ADS

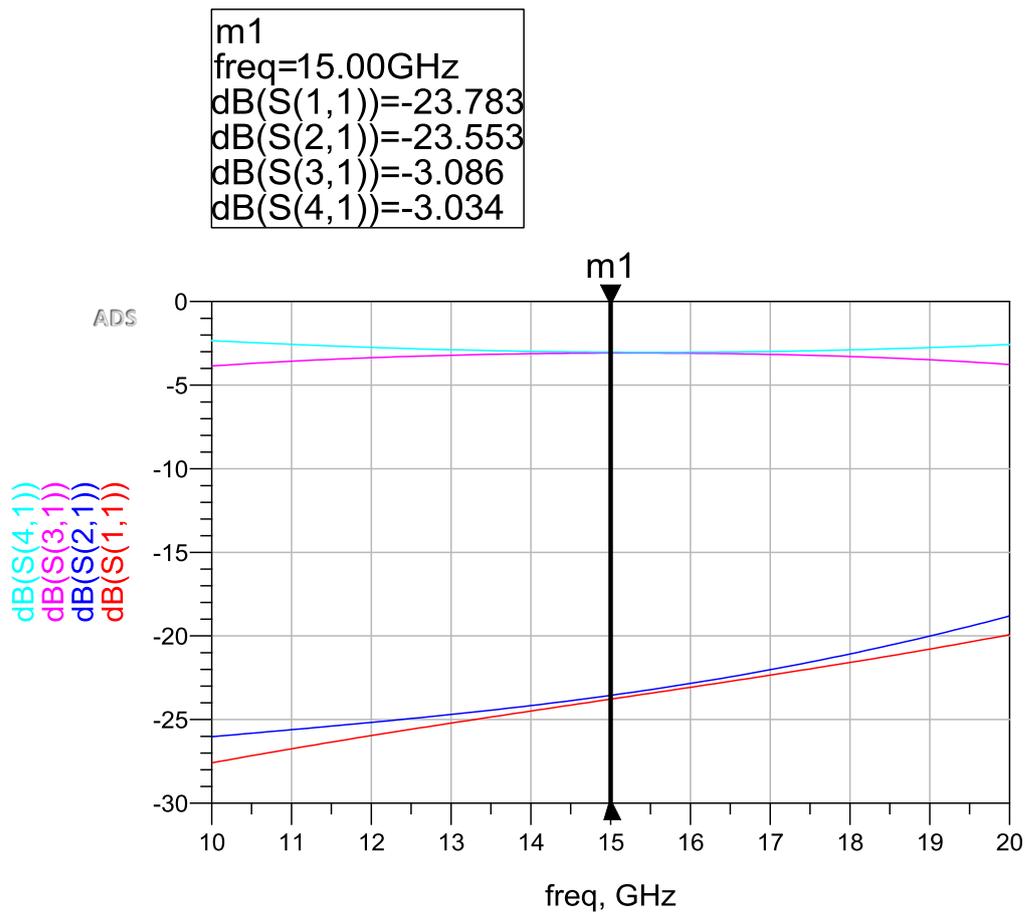


Figura 4.4 c Gráfico con parámetros calculados con ADS

Lange 8	W ( $\mu\text{m}$ )	S ( $\mu\text{m}$ )	L (mm)
Alúmina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )	168,67	18,26	1,95
CLTE-XT	25,41	51,63	3,32
Rogers 4003C	60,56	157,91	3,10

Tabla 4.2 Comparativa entre sustratos de Alúmina, CLTE-XT y Rogers 4003c

Comparando el acoplador diseñado con CLTE-XT y Rogers 4003c (Tabla 4.2), con el sustrato de Alúmina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), obtenemos mejor acoplamiento con los primeros. Se decide hacer, por tanto, el diseño del diplexor con el sustrato Rogers 4003C.

Se realiza el diseño (figura 4.4b) con líneas microstrip del acoplador con sustrato Rogers 4003C en ADS, incluyendo ramales (figura 4.5a) que van conectados a

las entradas y salidas de los filtros. El ramal debe comportarse como una línea lo mejor adaptada posible, sin añadir pérdidas.

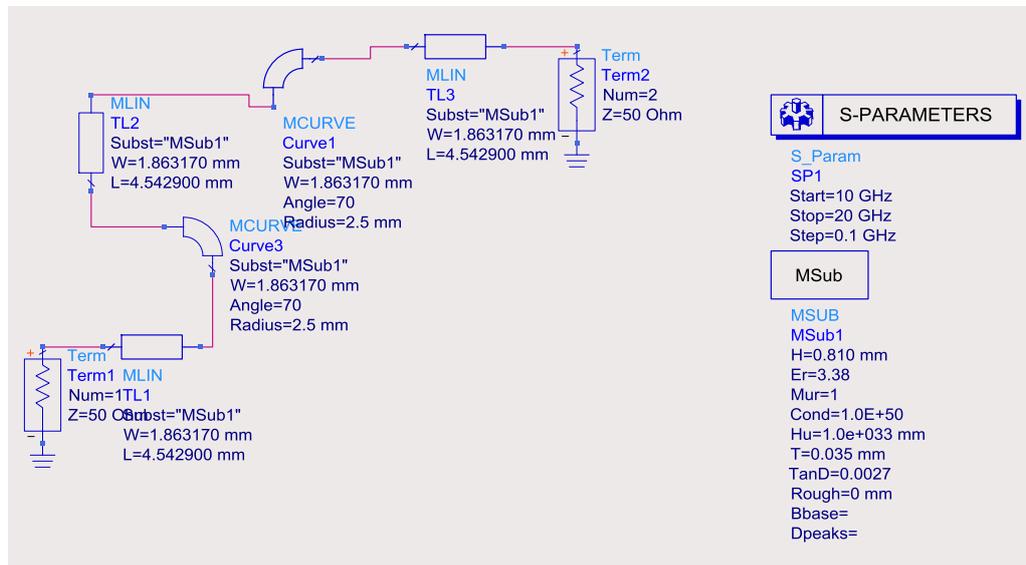


Figura 4.5 a Esquemático de un ramal en ADS

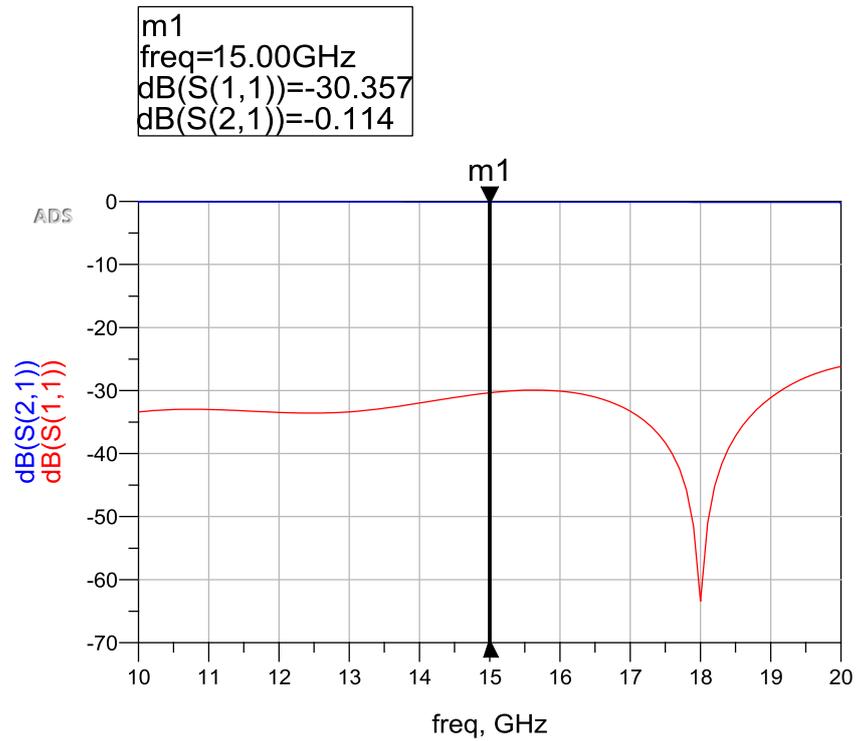


Figura 4.5 b Parámetros S del ramal en Rogers 4003C

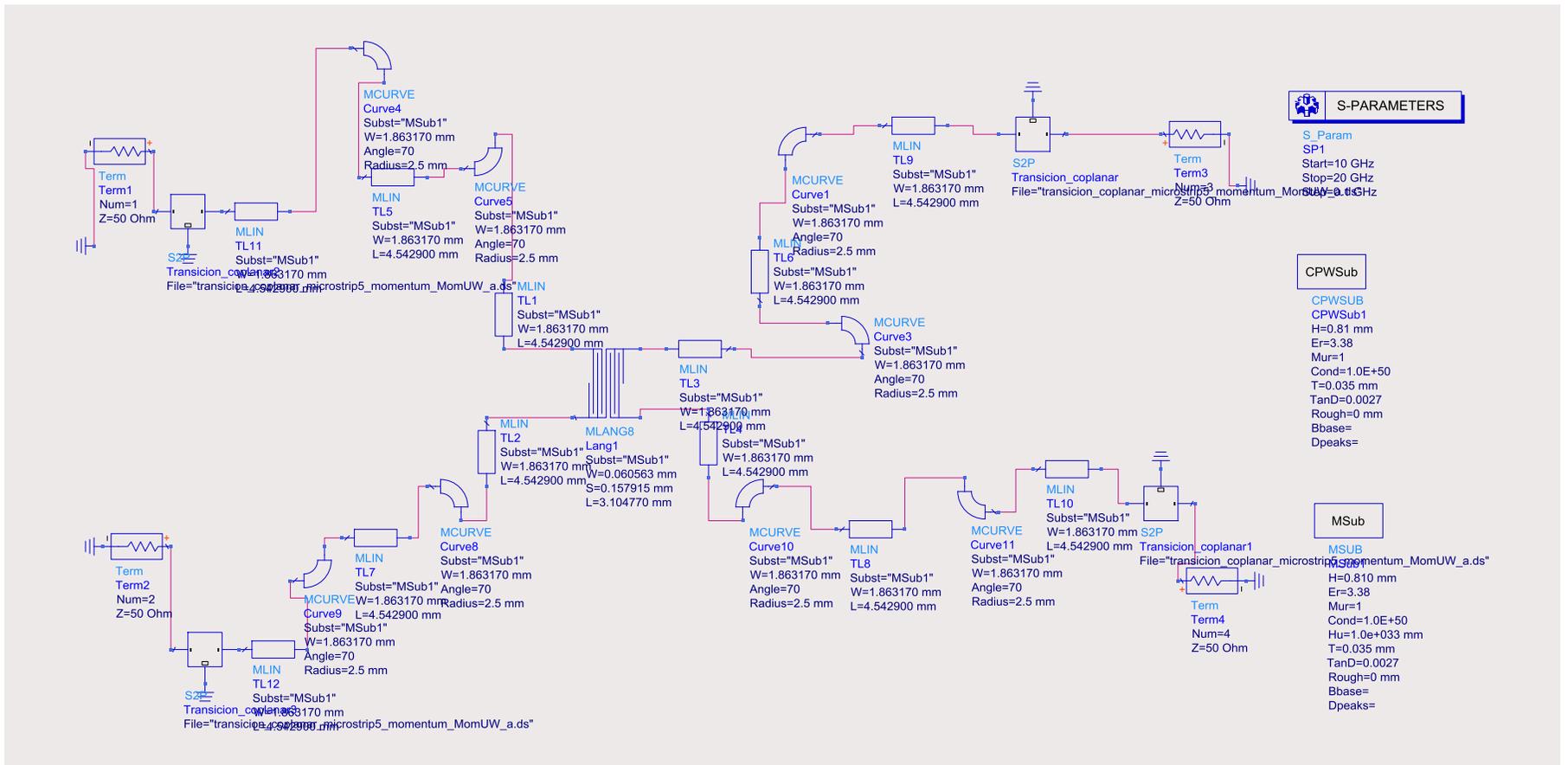


Figura 4.6a Esquema Circuitual del Lange 8 en ADS

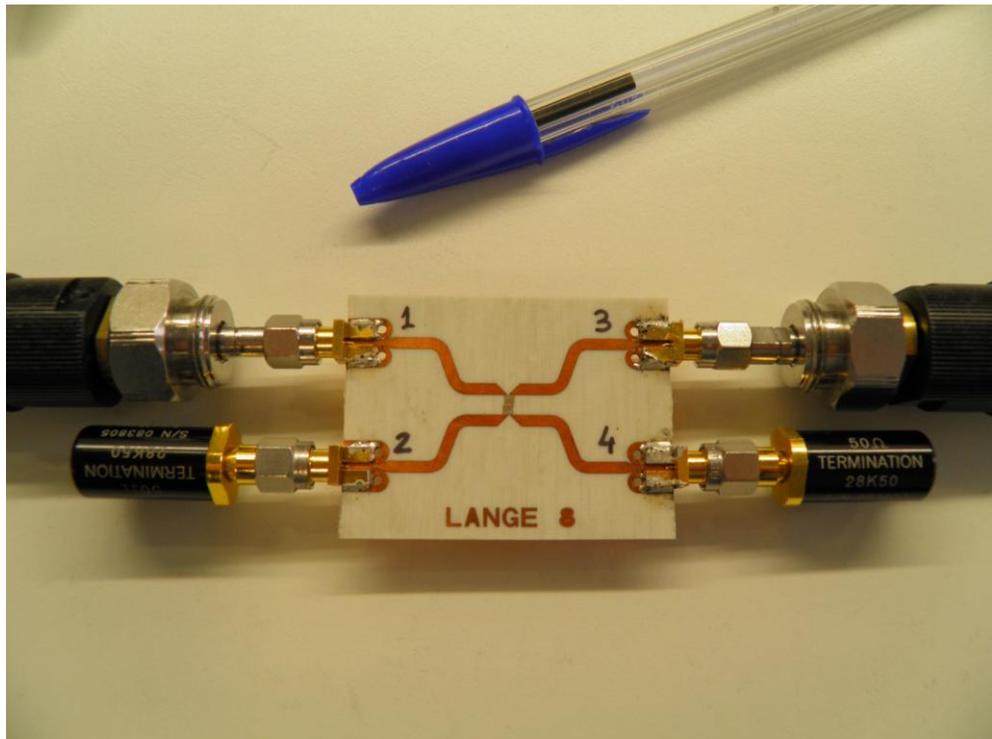


Figura 4.6b Circuito del acoplador Lange de 8 dedos construido en el Laboratorio de Tecnología del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

Se construye en el laboratorio el circuito del acoplador Lange 8 (figura 4.6 b) y se verifican las medidas del nuevo elemento, comparando con las de diseño (figura 4.6 c). Debido a la dificultad con las dimensiones reducidas, pueden observarse medidas imperfectas.

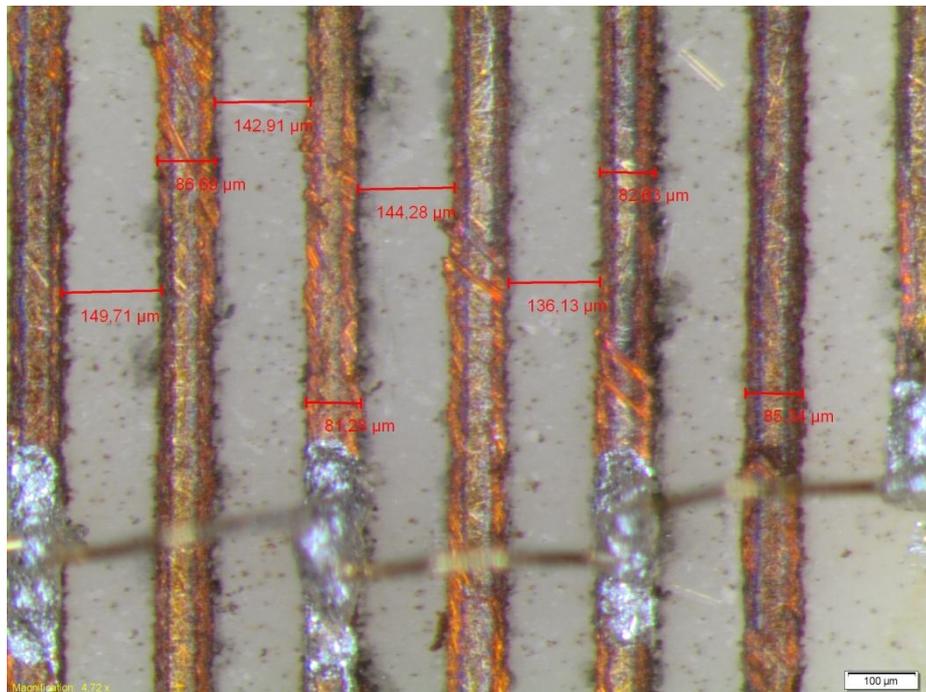
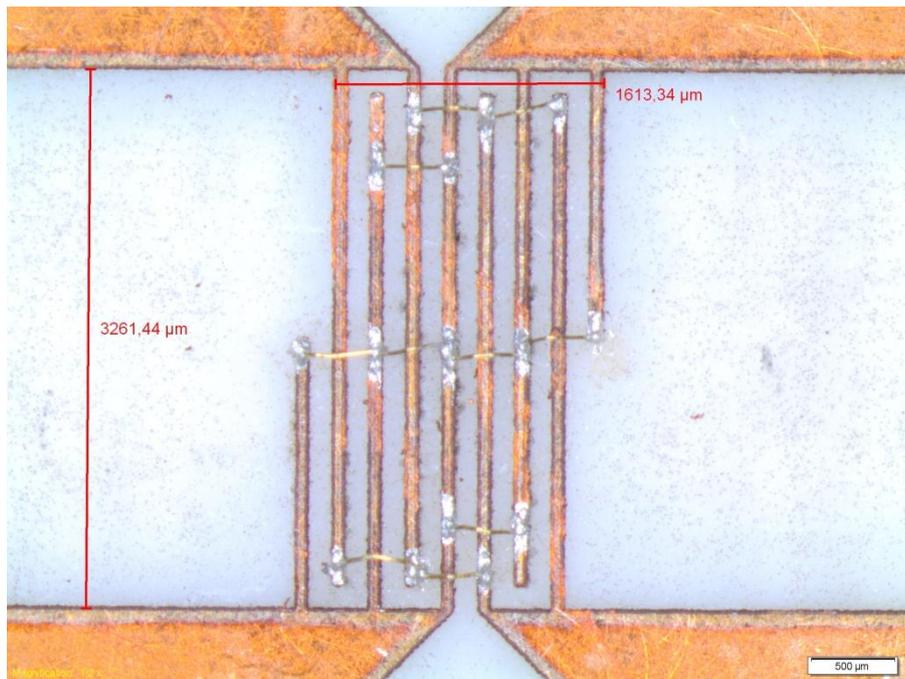


Figura 4.6 c Comprobación de medidas del acoplador con el binocular

En las gráficas del simulador, empleando Momentum, se puede observar que la adaptación no es muy buena (Figura 4.6d), ya que teniendo en cuenta que el valor de adaptación debe ser de al menos -10 dB, empeora en altas frecuencias. Esto puede deberse al sustrato Rogers 4003C, puesto que es demasiado grueso. En el laboratorio, pudo observarse que dicha adaptación empeoraba en gran medida con altas frecuencias, por esto mismo.

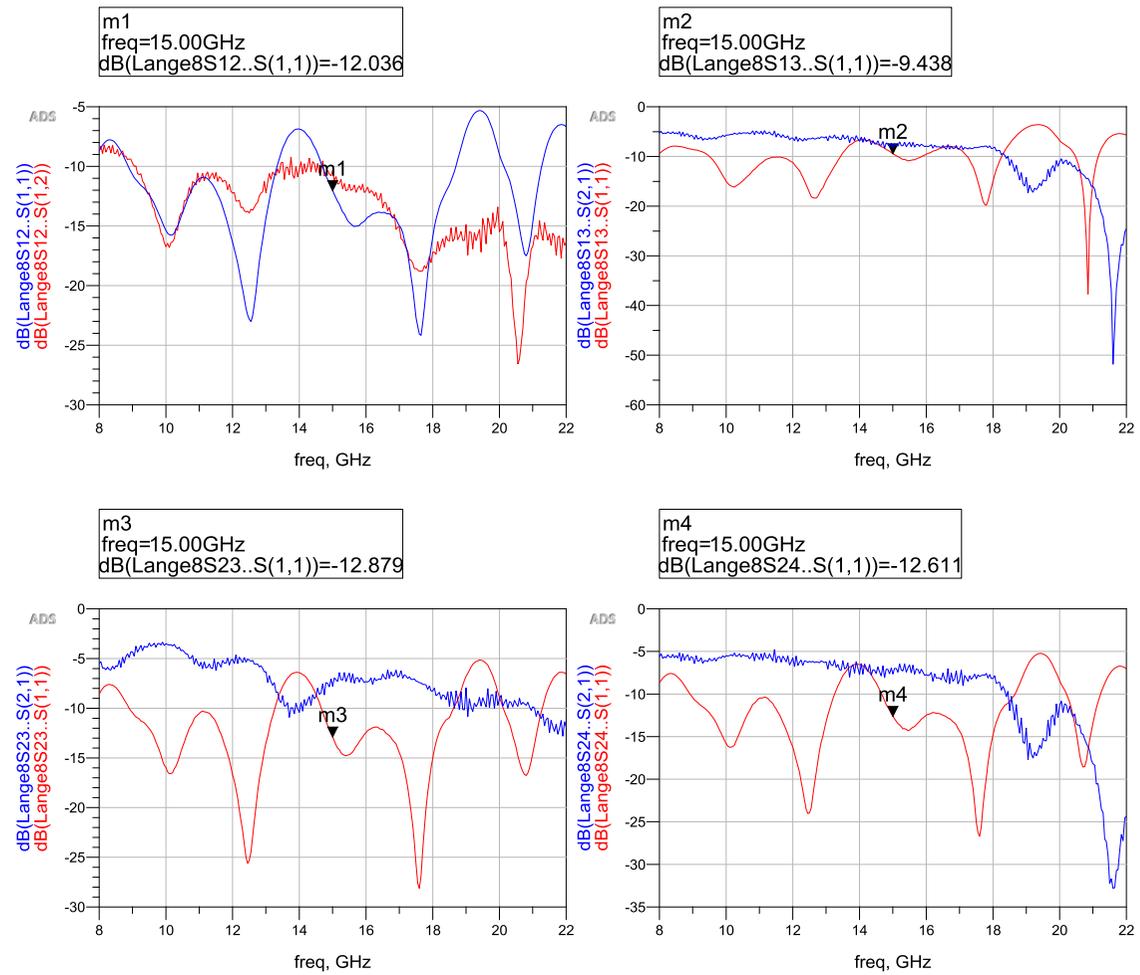


Figura 4.6d Comparativa entre ADS (rojo) y medidas de laboratorio (azul)

Se decide dar pasos atrás, para afinar el diseño del acoplador, haciendo simulaciones con Momentum, sólo con el acoplador Lange 8, sin ramales. Momentum realiza un análisis electromagnético del circuito calculando parámetros S, y comparando entre los layout con diferentes geometrías (figura 4.7), se llega a la conclusión de que incluso modificando las medidas del acoplador, empeora los resultados, puesto que el ancho de los dedos no puede llegar a ser comparable con una longitud de  $\lambda/4$ . En este caso no se respeta el factor de forma de la geometría, pues además de la propagación normal según las líneas microstrip podría haber propagación en sentido transversal, con lo que el modelo de línea de transmisión ya no es válido para hacer diseños y análisis.

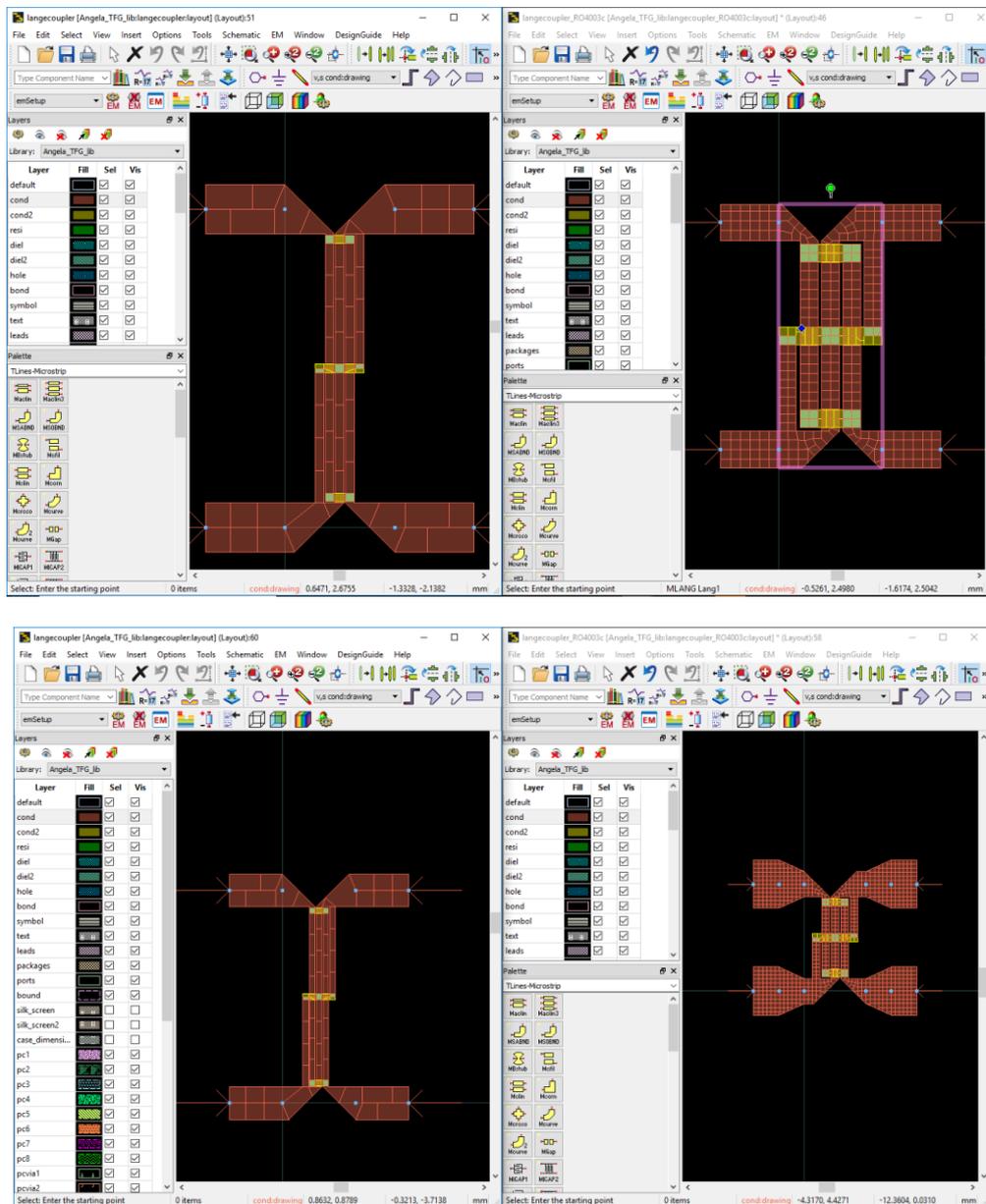


Figura 4.7 Rediseño de layout del Lange Coupler

En laboratorio, hemos visto que con el acoplador Lange de 8 dedos, no obtuvimos los valores deseados. Comprobamos que en ADS, no se obtienen valores adecuados en simulación. Probamos a hacer un Lange 4 y se obtenían mejores resultados pero con dimensiones irrealizables. Aunque supuestamente con un número de dedos mayor, debería obtenerse mejor acoplamiento, vemos que no es así. Se descarta, por tanto, el sustrato Rogers 4003C para la fabricación del acoplador Lange.

Razones por las que no salen bien las medidas:

- Los agujeros fueron metalizados. Al metalizarlos, se aumenta el grosor del metal, lo que supone un problema en la fabricación de las líneas acopladas.
- El grosor del metal sobre el que está construido es mucho mayor que el de la alúmina, lo que dificulta la precisión para realizar las líneas y aumenten las pérdidas.
- Hay mala adaptación, por lo que en el puerto aislado hay mayores pérdidas, la reflexión es de mala calidad.

#### **4.4. Diseño del acoplador en tandem**

Al descartarse el sustrato Rogers 40003C, se rediseña un acoplador tándem, sobre sustrato CLTE-XT. El acoplador en tándem, hace posible el uso del sustrato CLTE-XT. Con LineCalc, se obtienen valores físicamente realizables (figura 4.8 a), que permiten construirlo en el laboratorio.

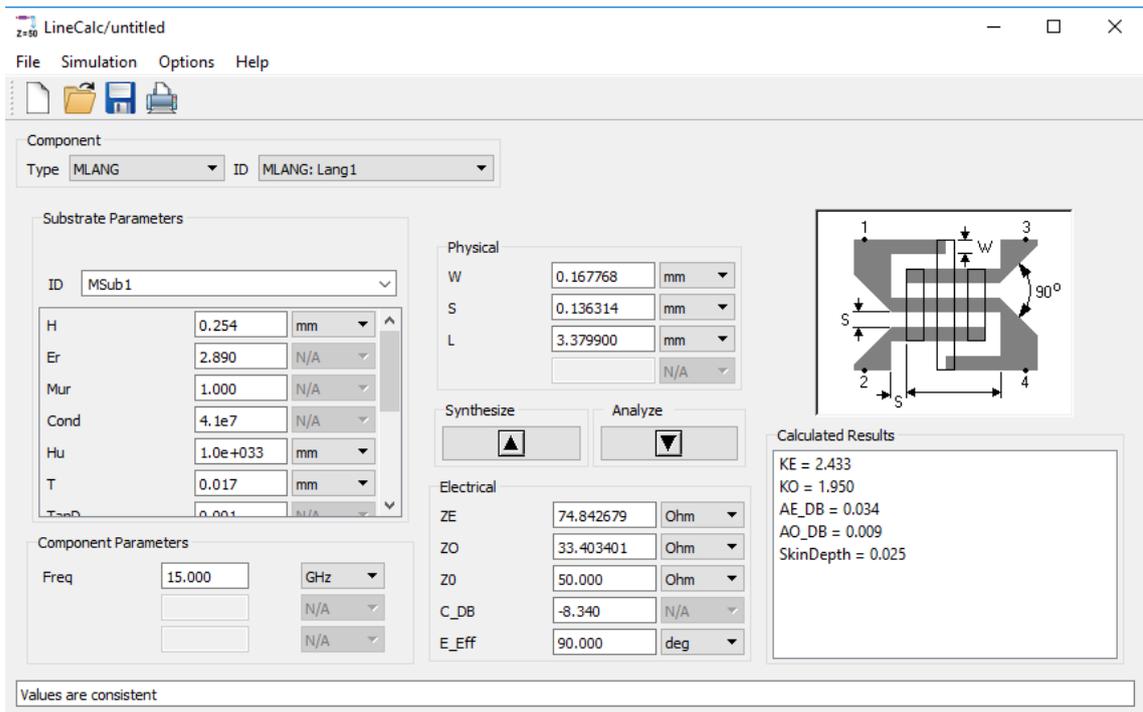


Figura 4.8a Cálculo de dimensiones del acoplador de 4 dedos sobre sustrato CLTE-XT con LineCalc

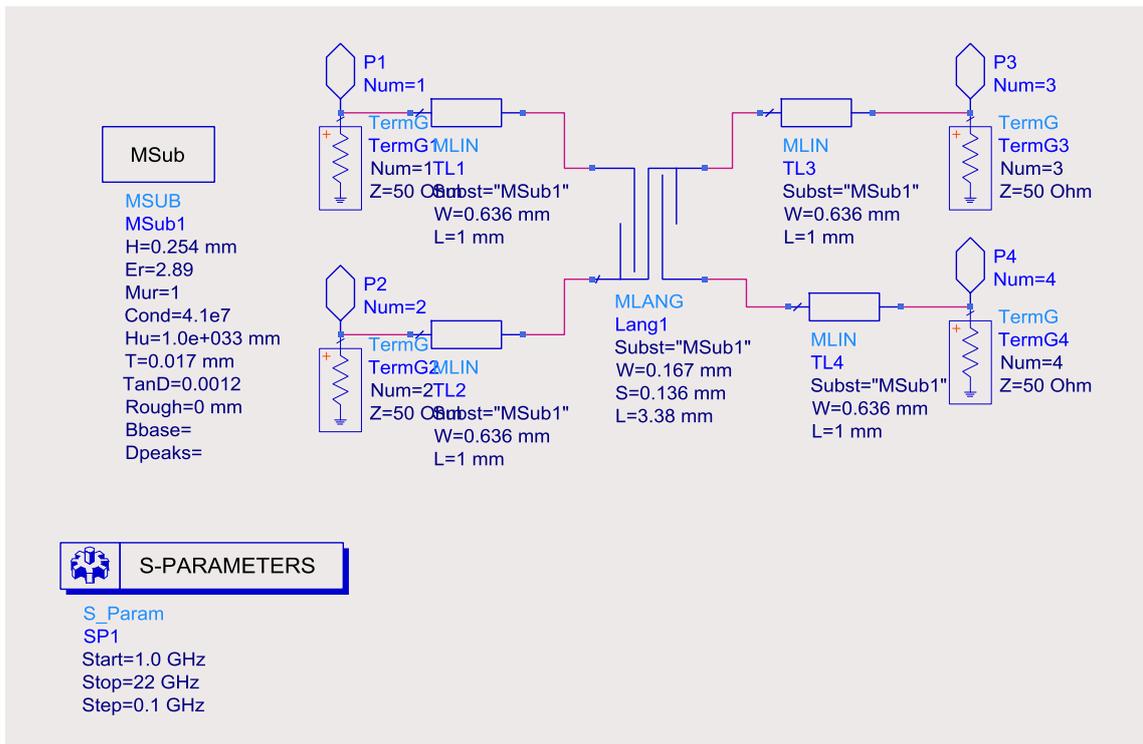


Figura 4.8b Esquema circuital en ADS

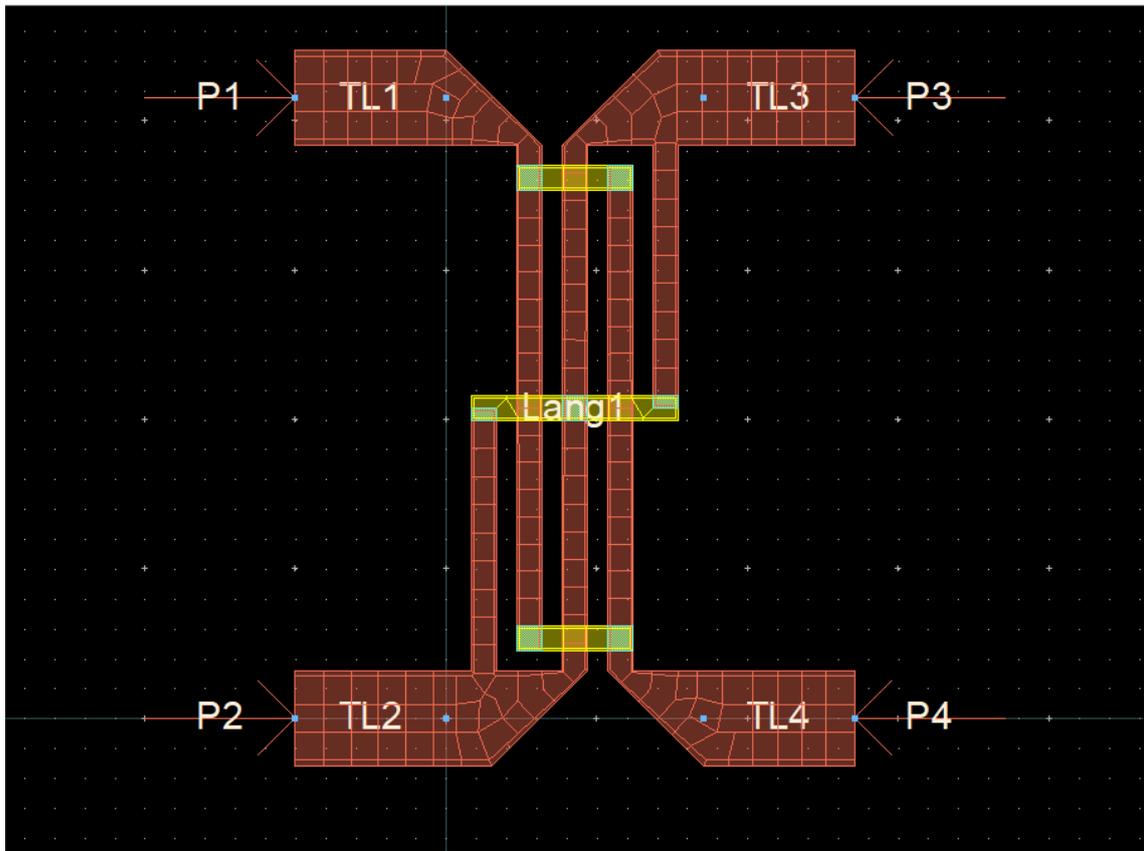


Figura 4.8c Layout del acoplador de 4 dedos

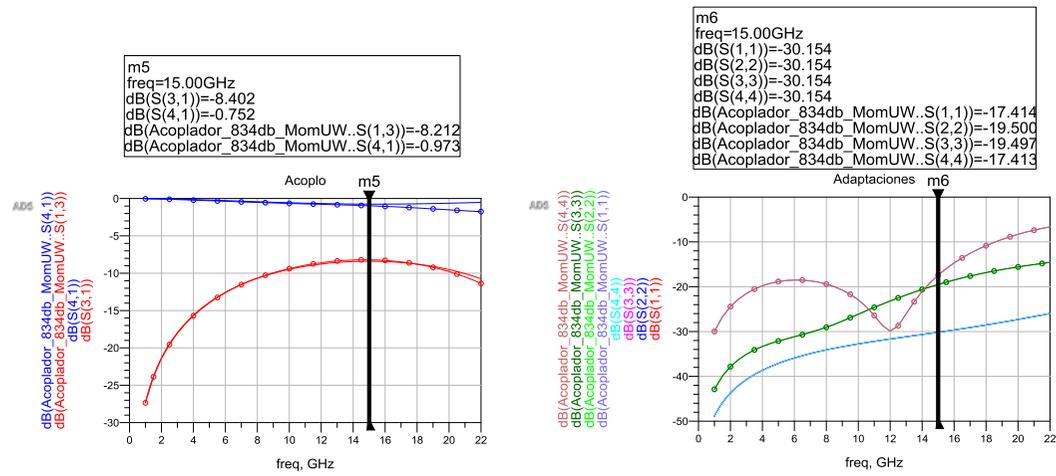
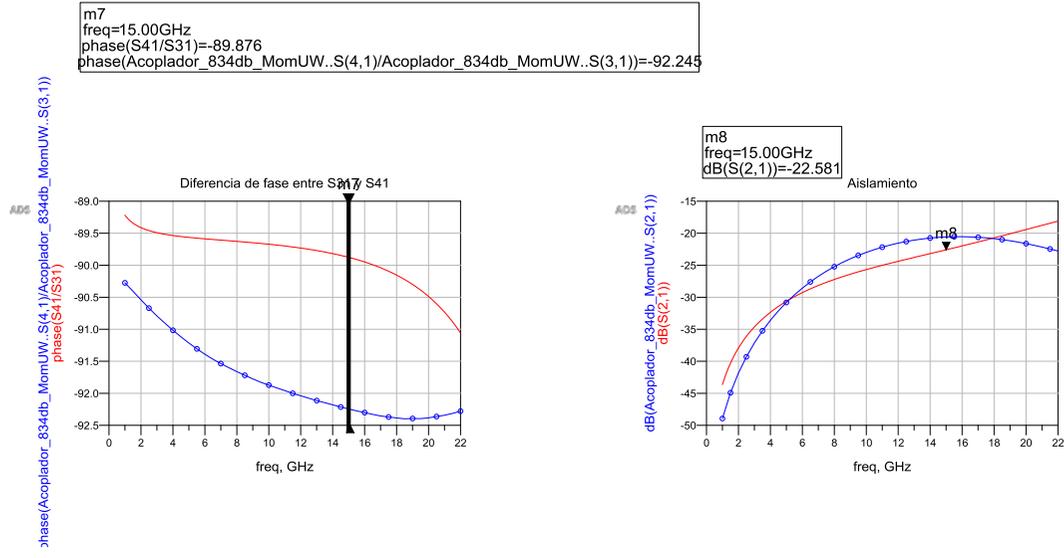


Figura 4.8d Resultados con Momentum del acoplador en tandem de 8.34 dB



Como se vio anteriormente, un acoplador Lange con el sustrato Rogers 4003C, no da resultados adecuados, por lo que se prueba a realizar un nuevo diseño con un acoplador en tandem (Figura 4.9 a), con un sustrato más fino, CLTE-XT de grosor 0.254 mm.

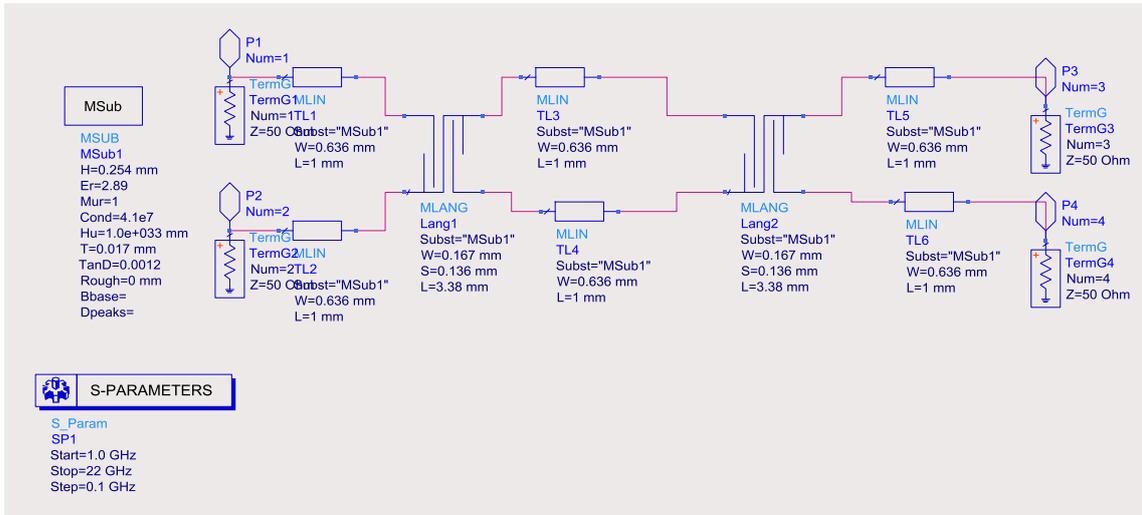


Figura 4.9a Esquema circuitual del acoplador en tandem en ADS con CLTE-XT

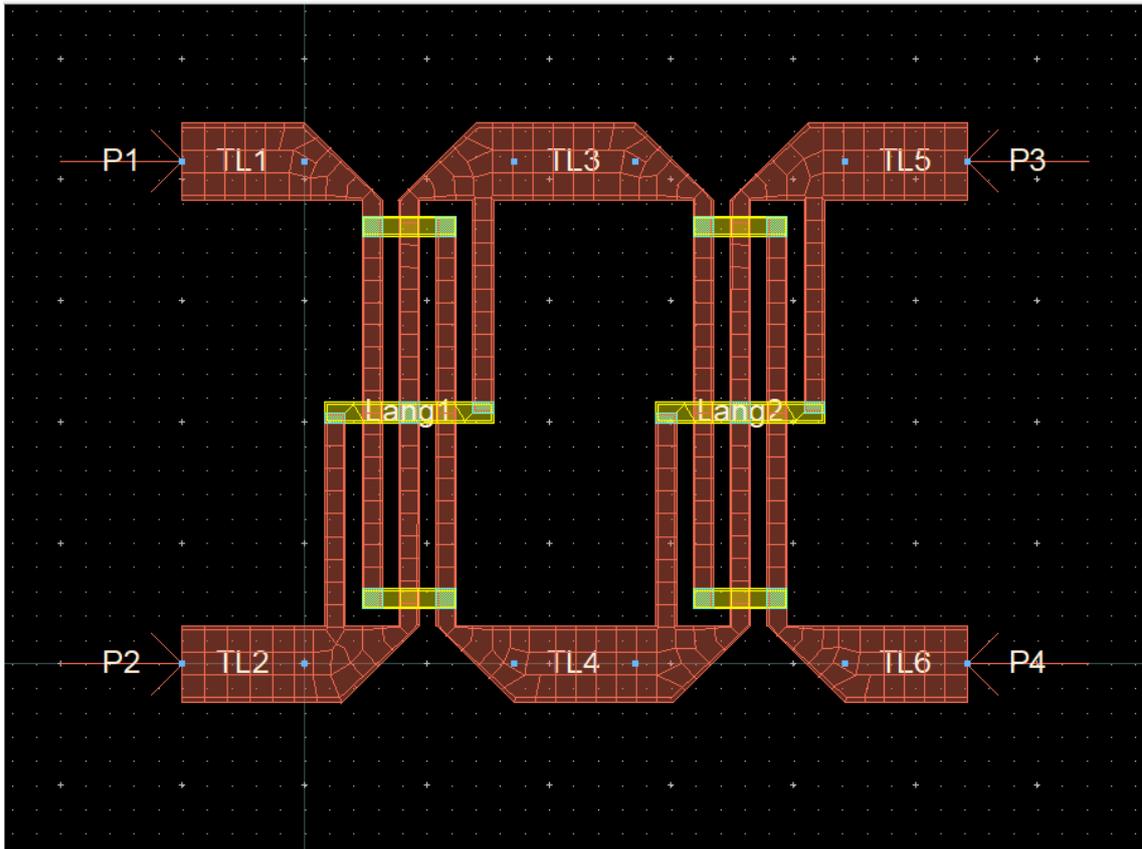


Figura 4.9b Layout del acoplador en tandem sobre sustrato CLTE-XT

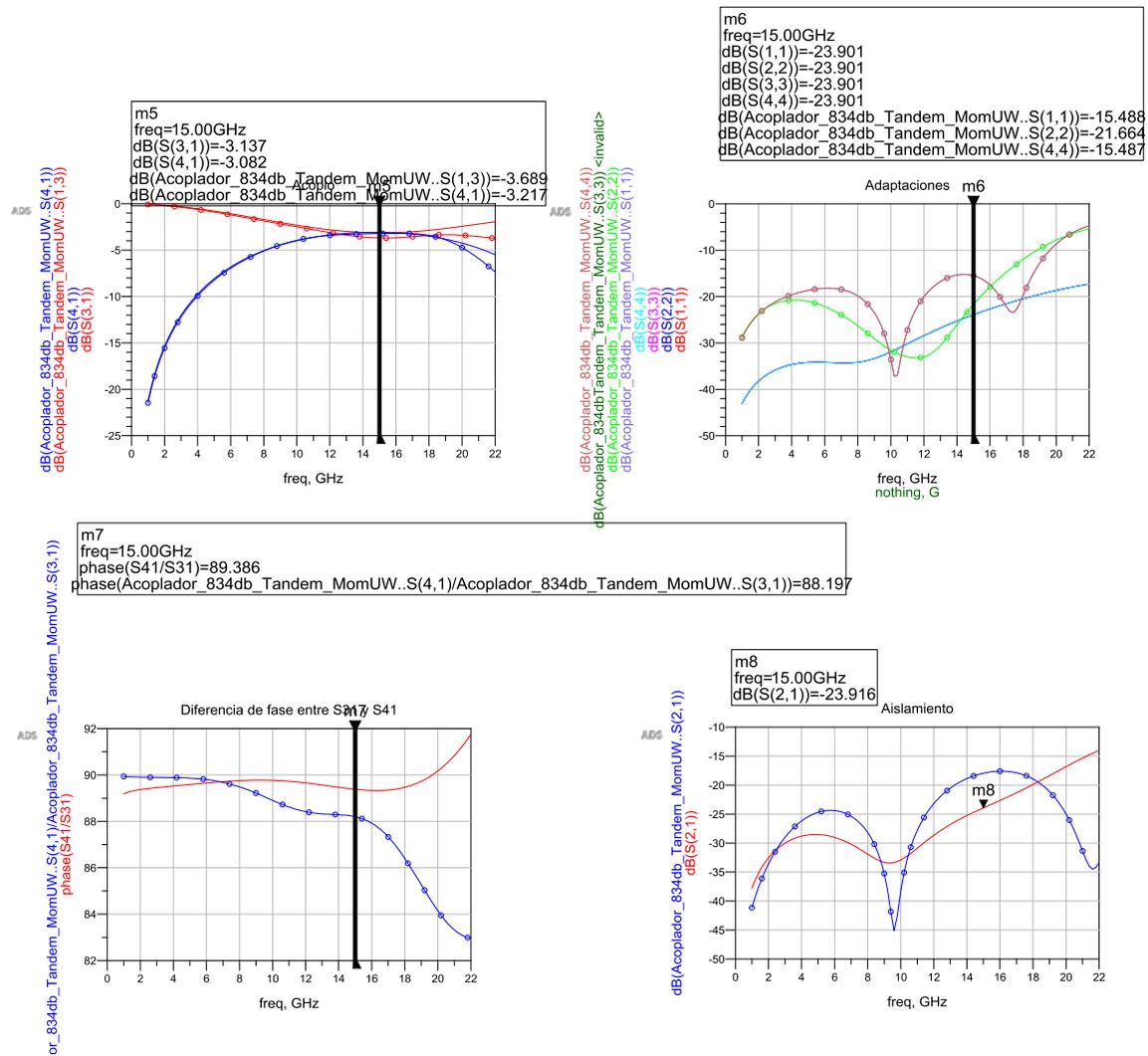


Figura 4.9c Comparativa de resultados con Momentum y respuesta en ADS

Se calcula el diseño de los ramales que van conectados al resto del circuito (filtros, conectores). Dichos ramales tienen un diseño simétrico, presentando una impedancia de igual valor (Figura 4.10 a), tal como se hizo en el acoplador Lange 8. En el acoplador tándem (Figura 4.10 b), se presentan dos diseños, con agujeros metalizados y sin metalizar. De esta manera, se comparan resultados de los parámetros S.

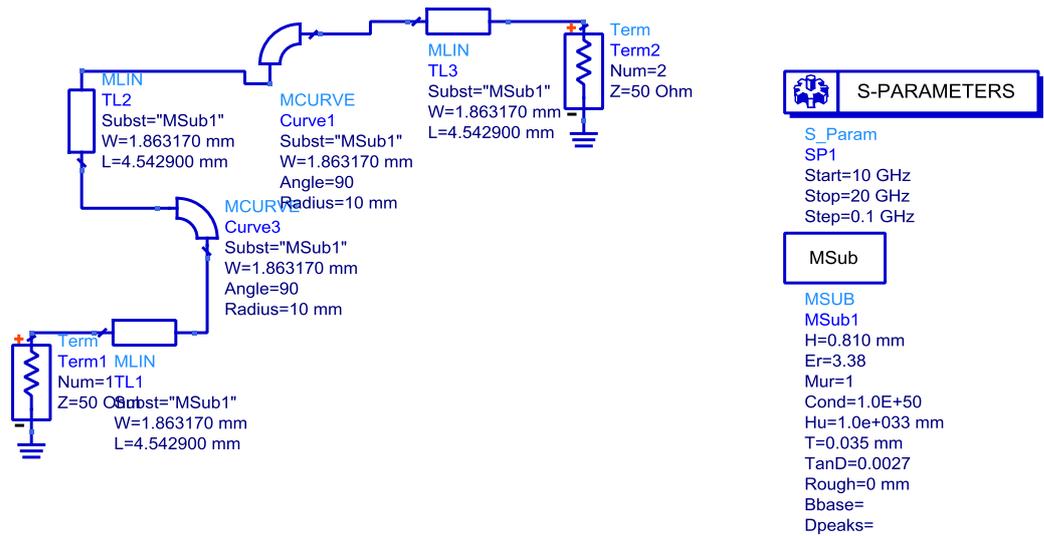


Figura 4.10a Ramal de entrada al acoplador Lange 8

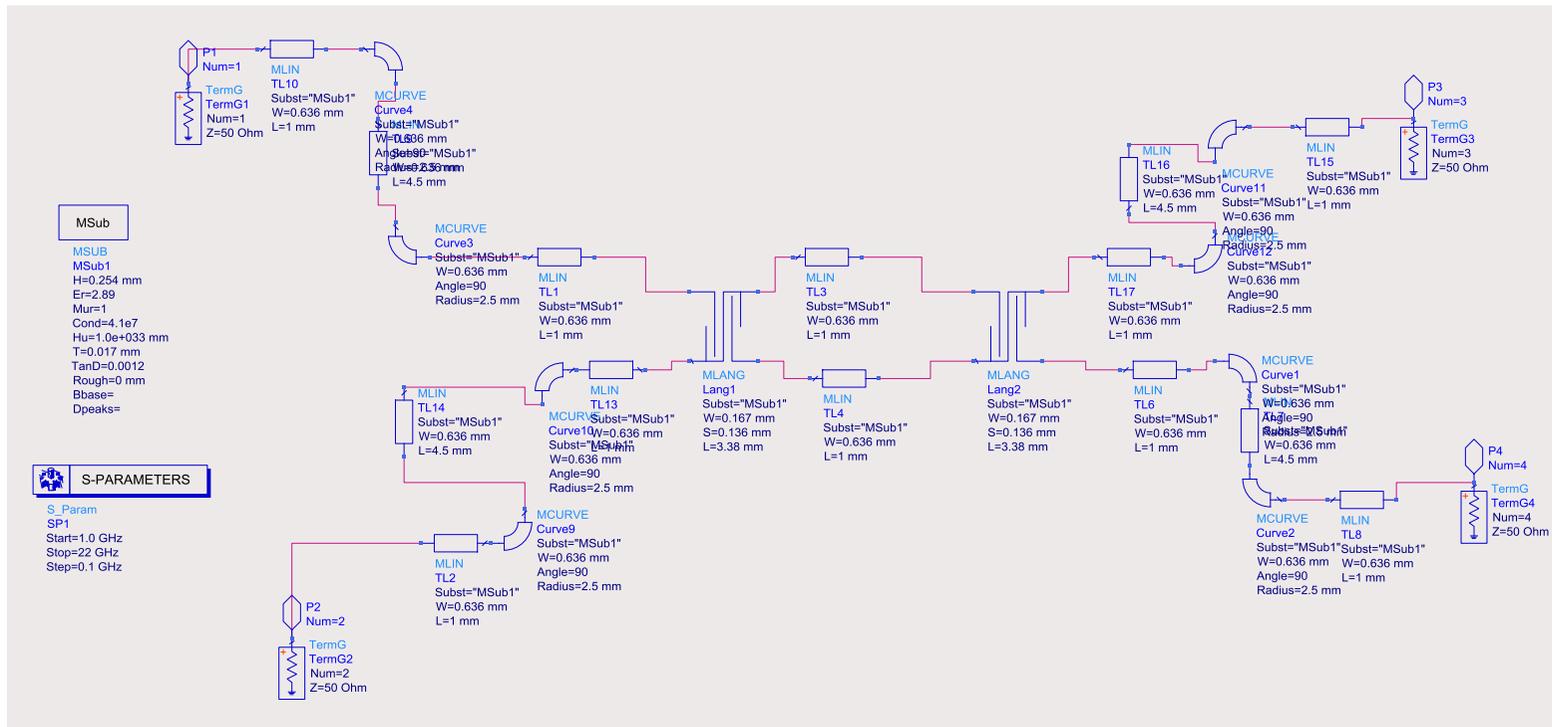


Figura 4.10b Diseño del circuito Acoplador en Tandem en ADS.

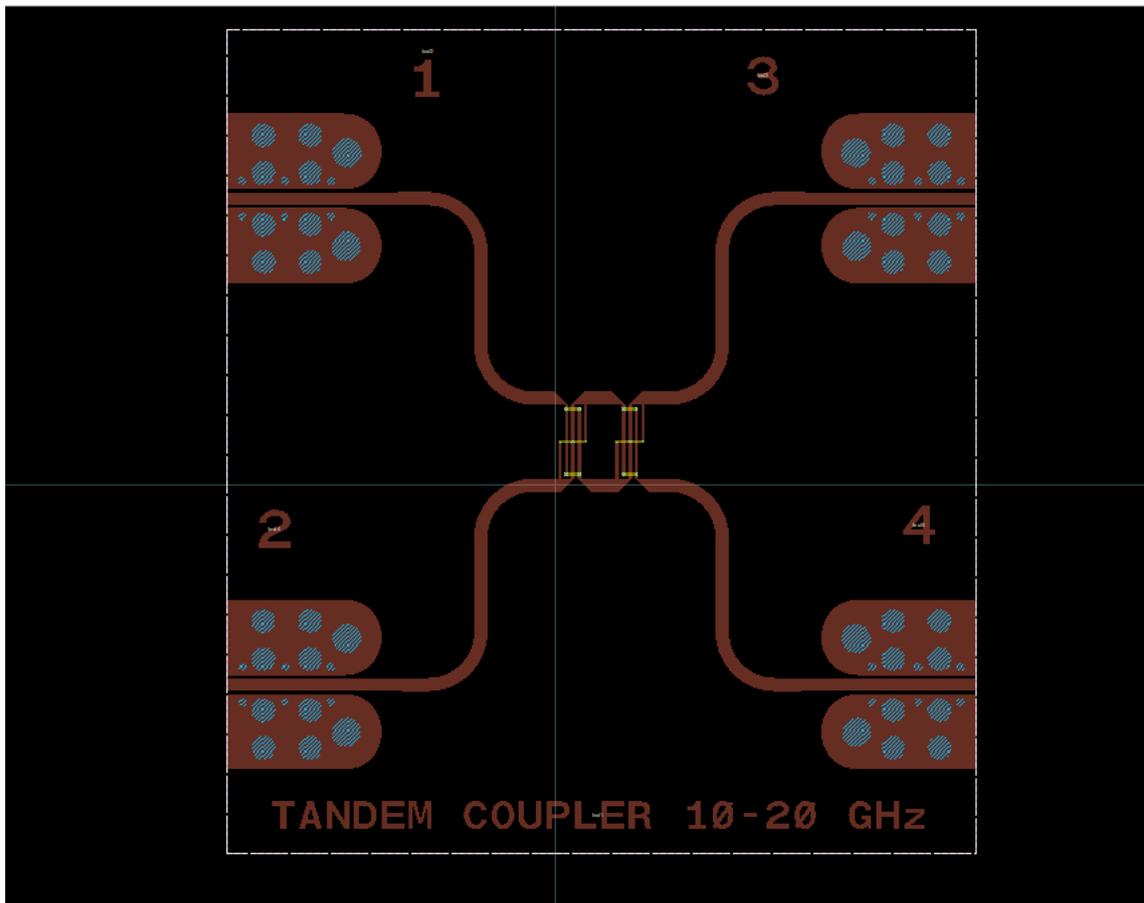


Figura 4.10c Layout del acoplador en tandem sin agujeros metalizados.

Las medidas se realizan centradas en la frecuencia de 15 GHz, comparando la simulación con Momentum y la simulación en ADS.

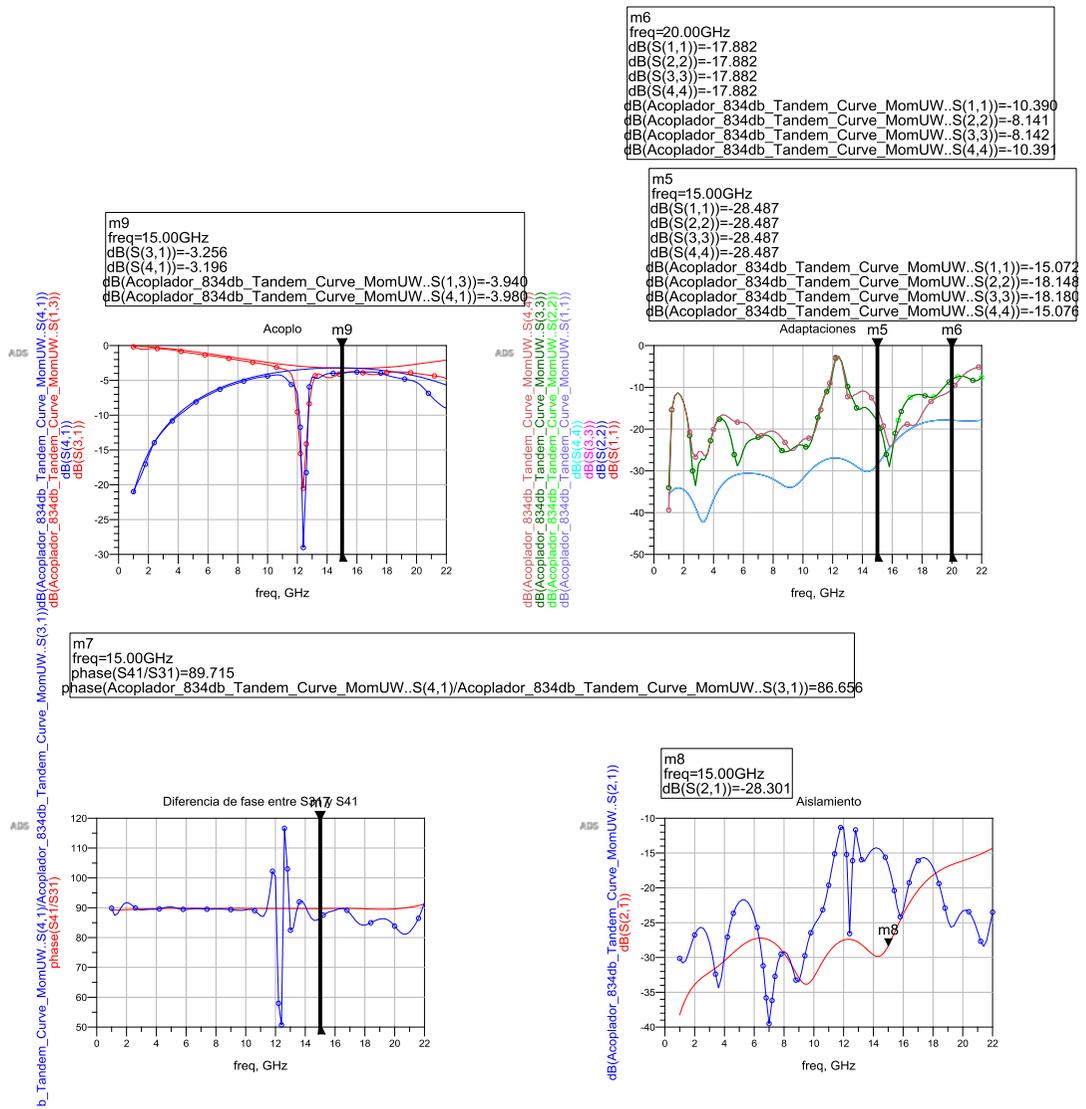


Figura. 4.10d Momentum del Acoplador en Tandem

El diseño con agujeros metalizados (figura 4.11a), nos sirve para ver si mejora la adaptación. Comparando ambas, se obtienen medidas muy parecidas, por lo que se opta por incluir ambos diseños en el montaje final. Si nos hubiésemos decantado por un diseño, tendríamos variaciones en sus parámetros igualmente, puesto que su construcción no es exacta.

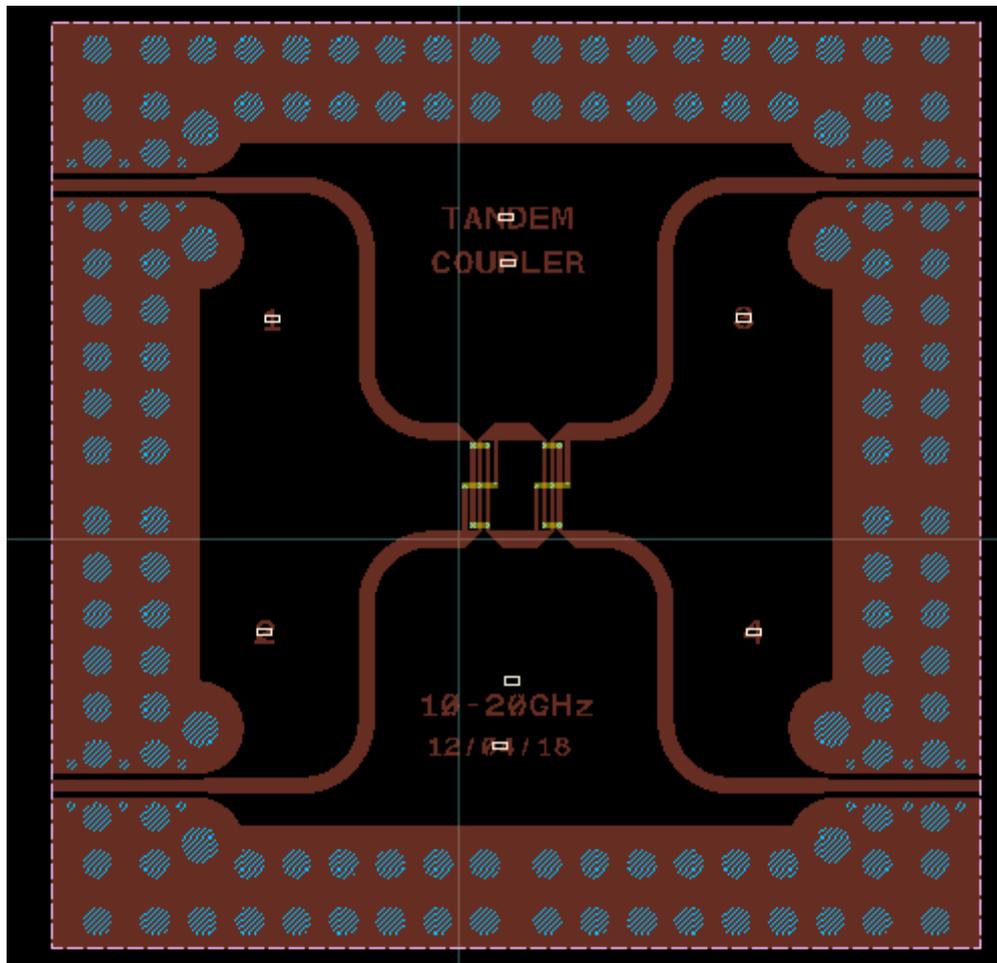


Figura 4.11a Layout del Tandem Coupler con agujeros metalizados

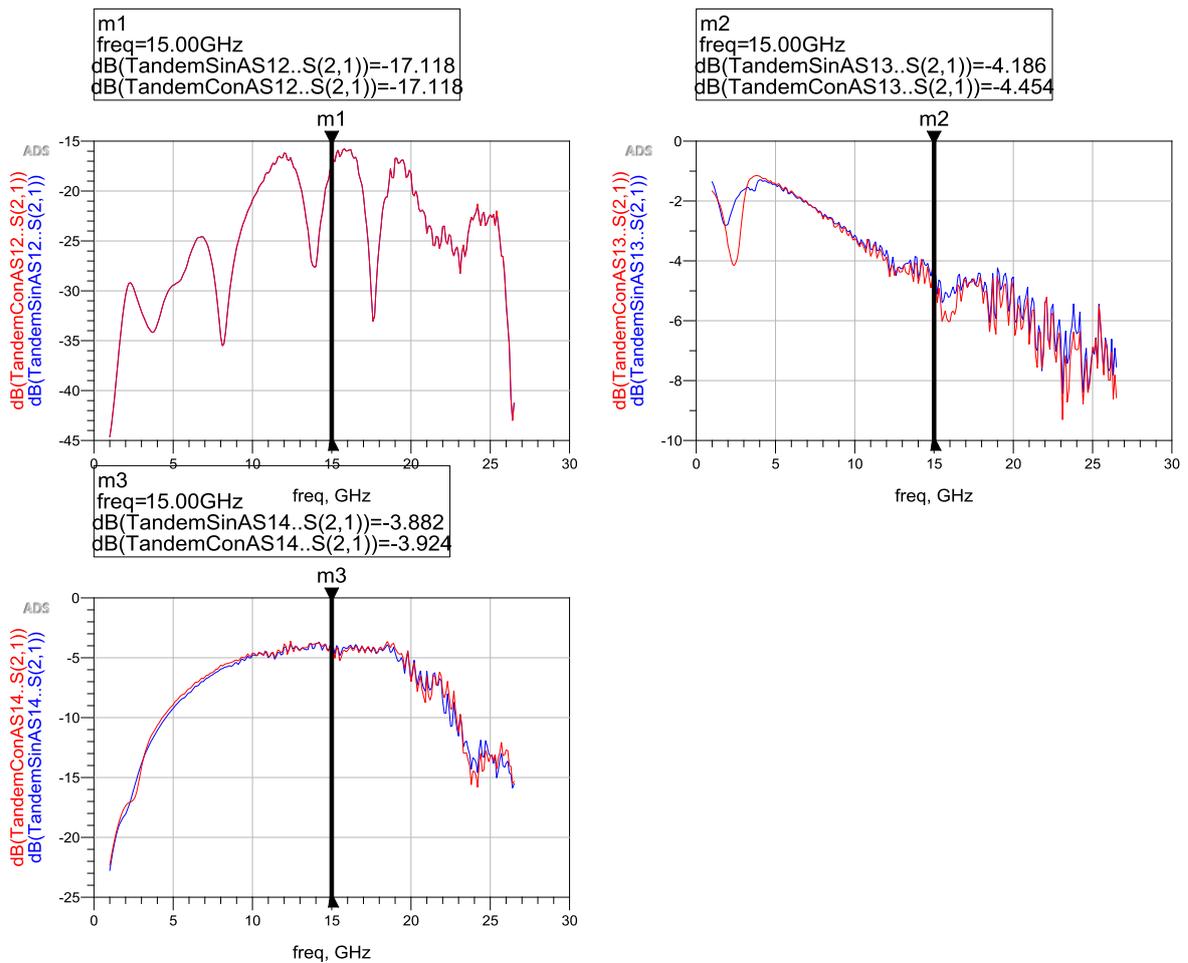


Figura 4.11b Medidas de laboratorio del Tandem Coupler 3 dB

## 4.5. Diseño de Filtro Butterworth Paso banda con sustrato Rogers 4003C

Se realiza el diseño del filtro con ancho de banda de 10 a 14 GHz en ADS con la herramienta Passive Circuit Design Guide. El diseño se puede realizar con líneas acopladas, o con líneas y stubs. El tipo de filtro a diseñar es Butterworth.

A continuación se representa en las figuras 4.12 a y 4.12 b, el diseño circuital en ADS del filtro paso banda 10 a 14 GHz, con líneas acopladas.

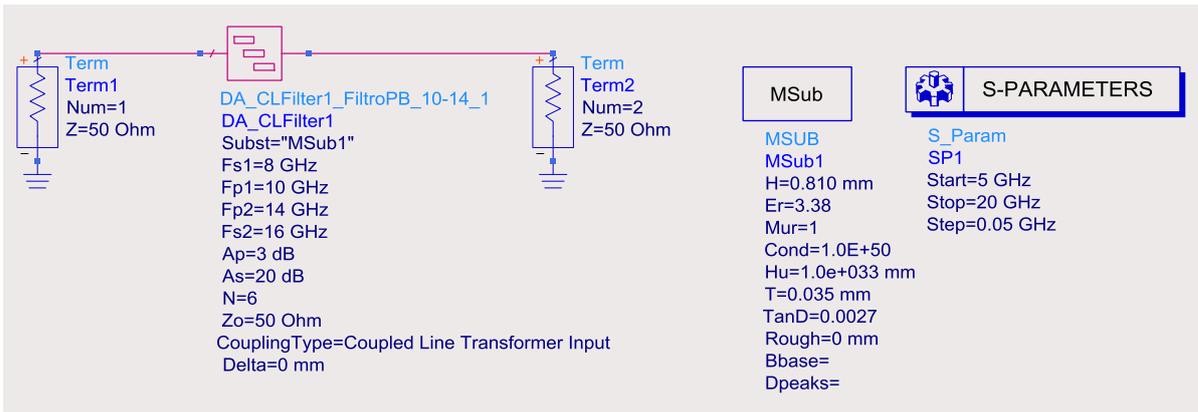


Figura 4.12a Filtro Butterworth Paso Banda simplificado

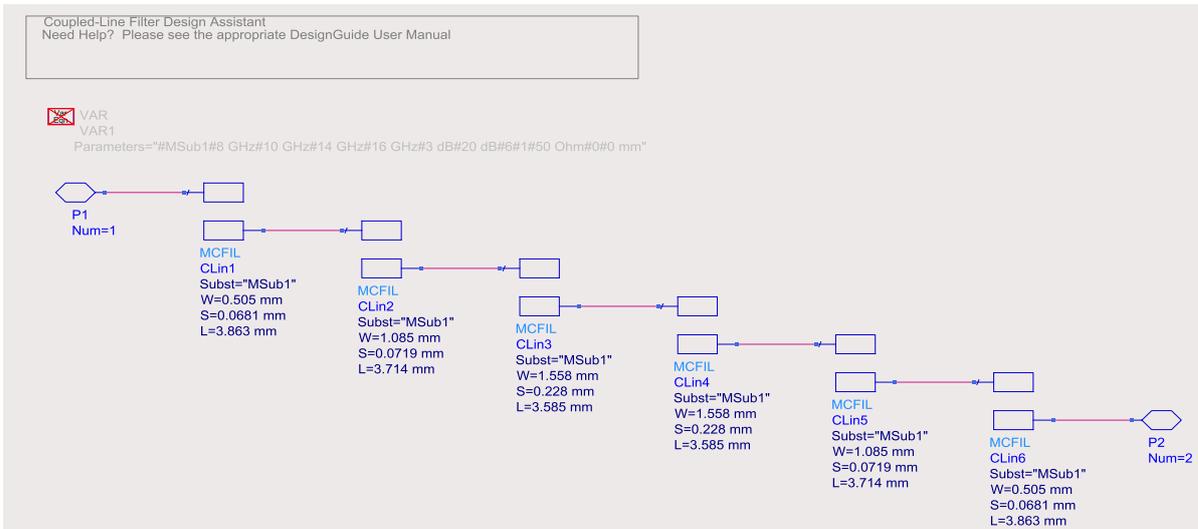


Figura 4.12b Filtro Butterworth Paso Banda con líneas acopladas

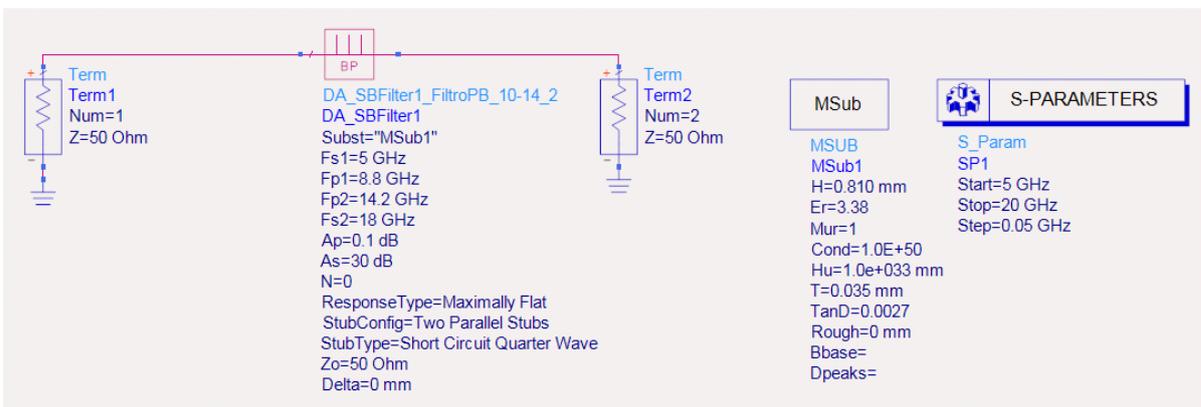


Figura 4.13a Filtro paso banda con líneas y stubs reducido



Como puede observarse en la figura 4.12b, y siendo la longitud crítica de 50  $\mu\text{m}$ , este diseño es irrealizable, puesto que no cumple con dicho criterio. En la figura 4.13b, sí se cumple, por lo que se elige como diseño para fabricar en el laboratorio.

En la gráfica 4.14 se comparan un filtro paso banda con líneas acopladas (izda.) y con líneas y stubs (drcha.),

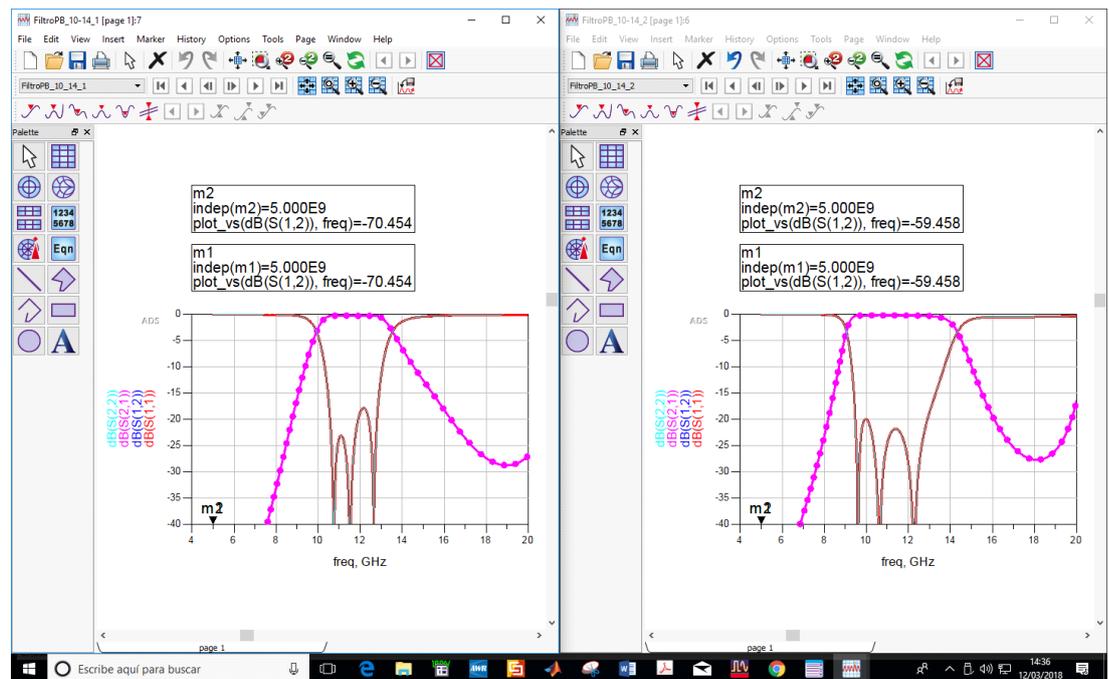


Figura 4.14 Comparativa de las respuestas con líneas acopladas y líneas y stubs

A pesar de los intentos de ajuste con la herramienta Passive Circuit Guide, el filtro paso banda (Figura 4.14) con líneas acopladas (izq.) posee un ancho de banda menor de 4 GHz. En cambio, el filtro paso banda con líneas y stubs (drcha.) tiene mejores resultados que el anterior. El único inconveniente de este diseño, es el filtrado en la frecuencia de 14 GHz. Tenemos la posibilidad de modificar el diseño en ADS incluyendo vías, conectadas a tierra, dando la posibilidad de mejorar la adaptación.

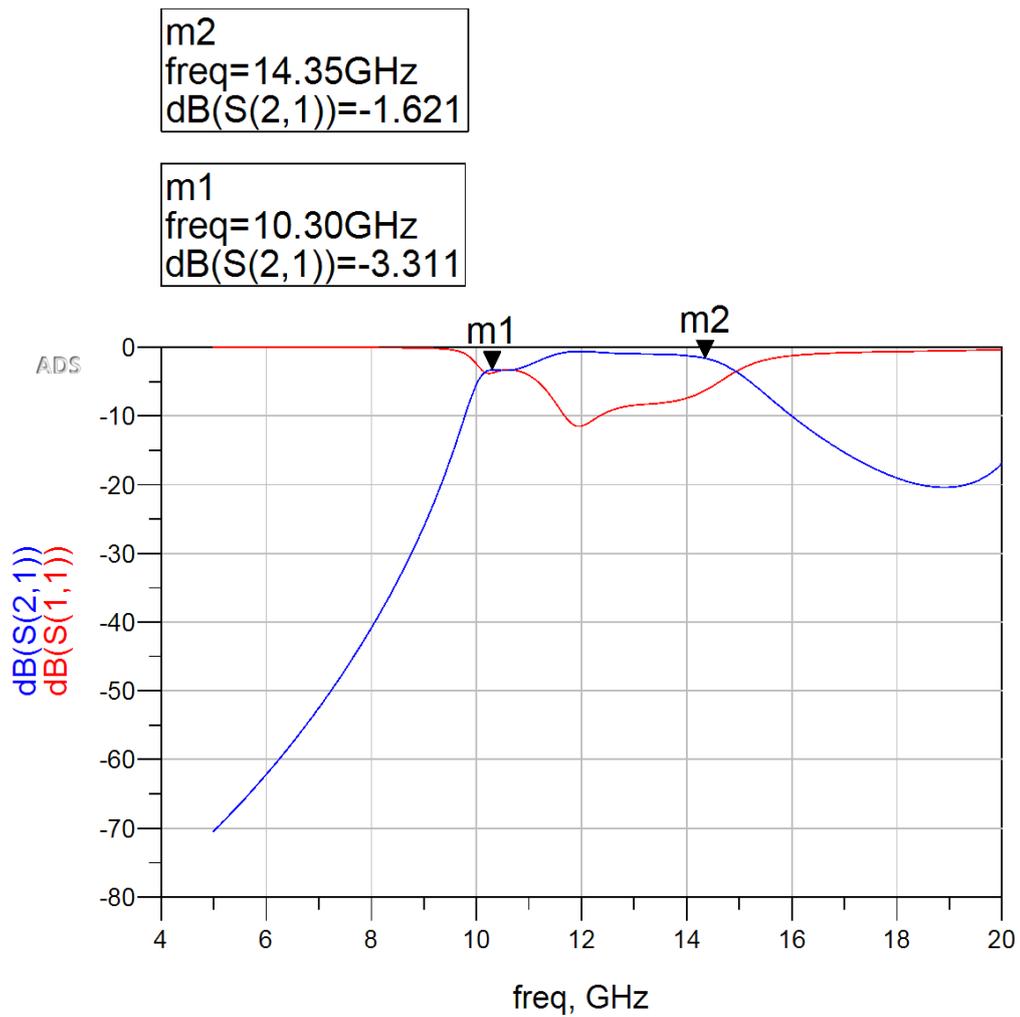


Figura 4.15 Respuesta del filtro paso banda con líneas y stubs en ADS

En la figura 4.15, se puede ver la respuesta del filtro con líneas y stubs, que filtra bien la señal a la frecuencia de 14 GHz, pero no así la de 10 GHz. Por lo que hay que cambiar el diseño para mejorar la respuesta.

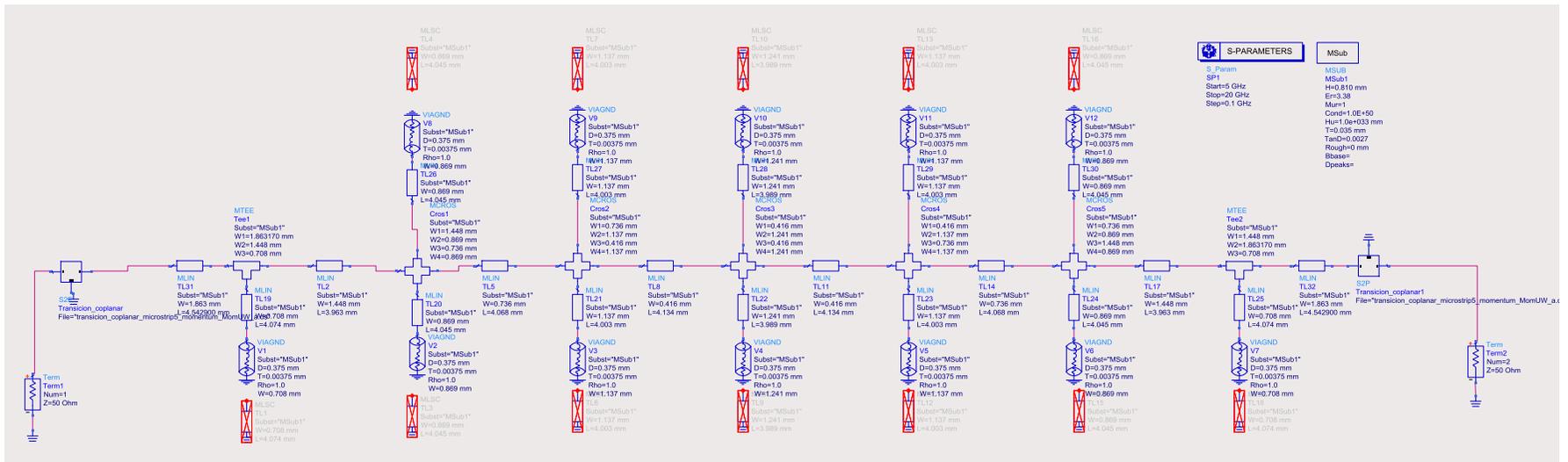


Figura 4.16 Esquemático del filtro con conexiones a tierra

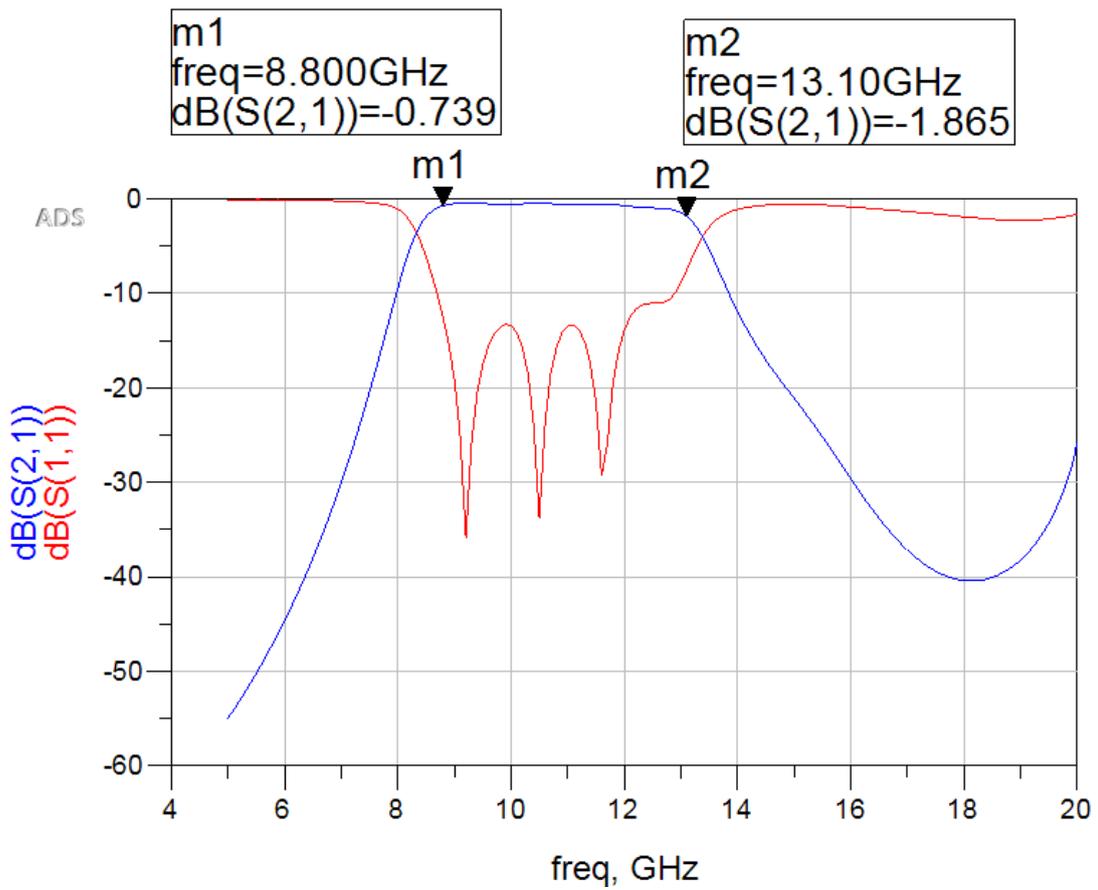


Figura 4.17 Respuesta del filtro Paso Banda en ADS

En la figura 4.17, se muestra el filtro mejorado, teniendo en cuenta las conexiones a tierra. Añadimos dos líneas de 50 Ohm en los puertos de entrada y salida, con el sustrato ya definido, Rogers 4003C.

Discrete Frequencies vs. Fitted (AFS or Linear)

Adaptively Fitted Points      Discrete Frequency Points

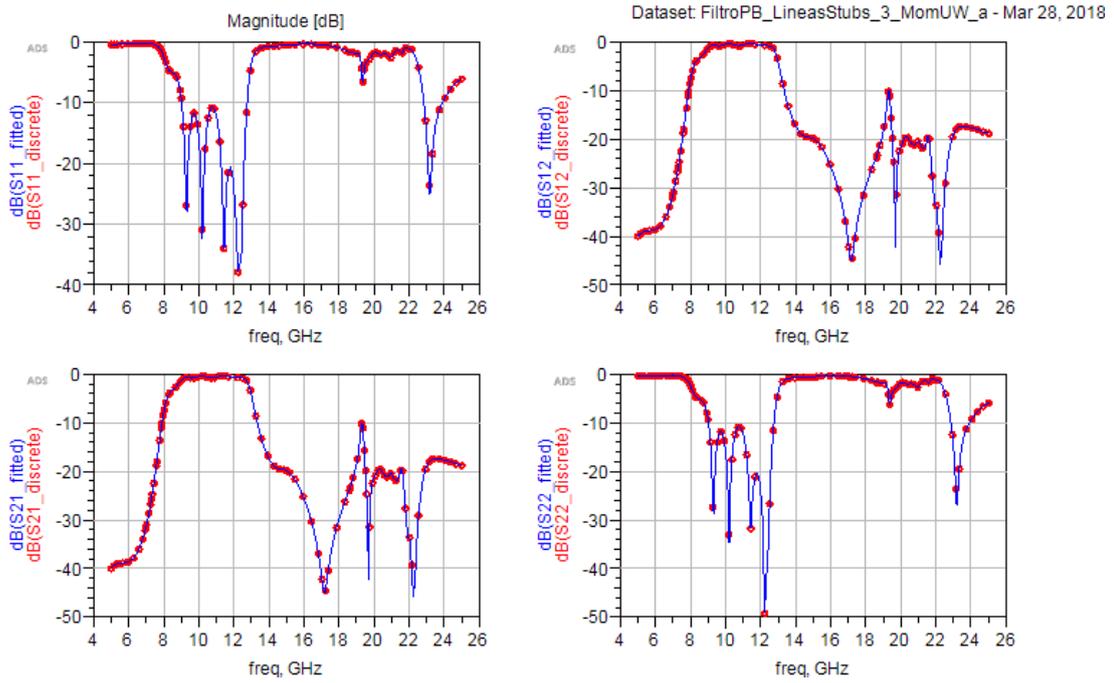


Figura 4.18a Parámetros S

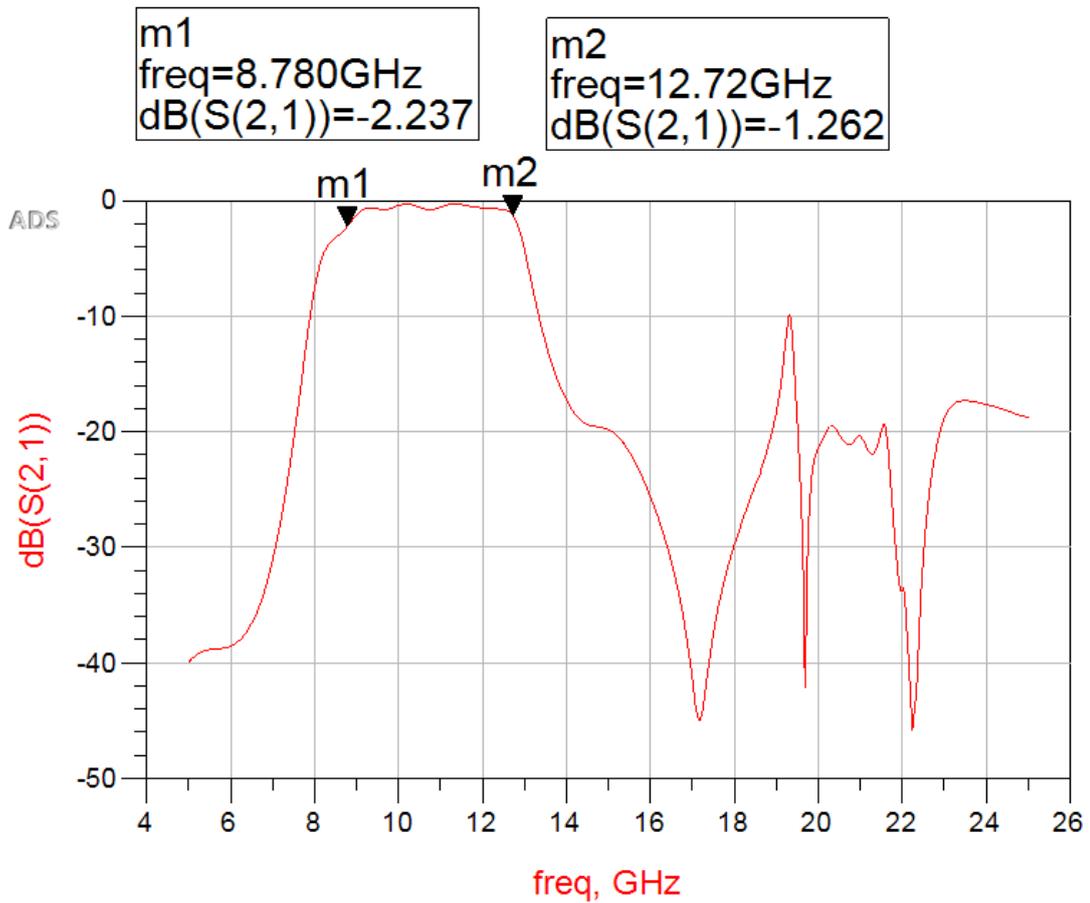


Figura 4.18b Respuesta del filtro con Momentum (ADS)

Observando la gráfica anterior (4.18b), se ve que el ancho de banda es superior a 4 GHz, pero es la manera de obtener mejores resultados de filtrado de la señal. El inconveniente, del diseño es que a frecuencias superiores a 14 GHz, el filtrado empeora, lo que supone un problema para el filtro de frecuencias de 16 a 20 GHz.

Modificamos el circuito anterior con las líneas microstrip y los via hole aumentando  $D=0.6$  mm y reducimos  $L$ , en cada una de las ramas. Analizando la figura 4.19b, puede observarse que el ancho de banda es más estrecho, y no cumple del todo con las exigencias del diseño.

Se realiza una última modificación en los via hole, para poder ajustar mejor el diseño y aumentar el ancho de banda, aunque no sea de un valor de 4 GHz exacto, obteniéndose el esquema de la figura 4.19a.

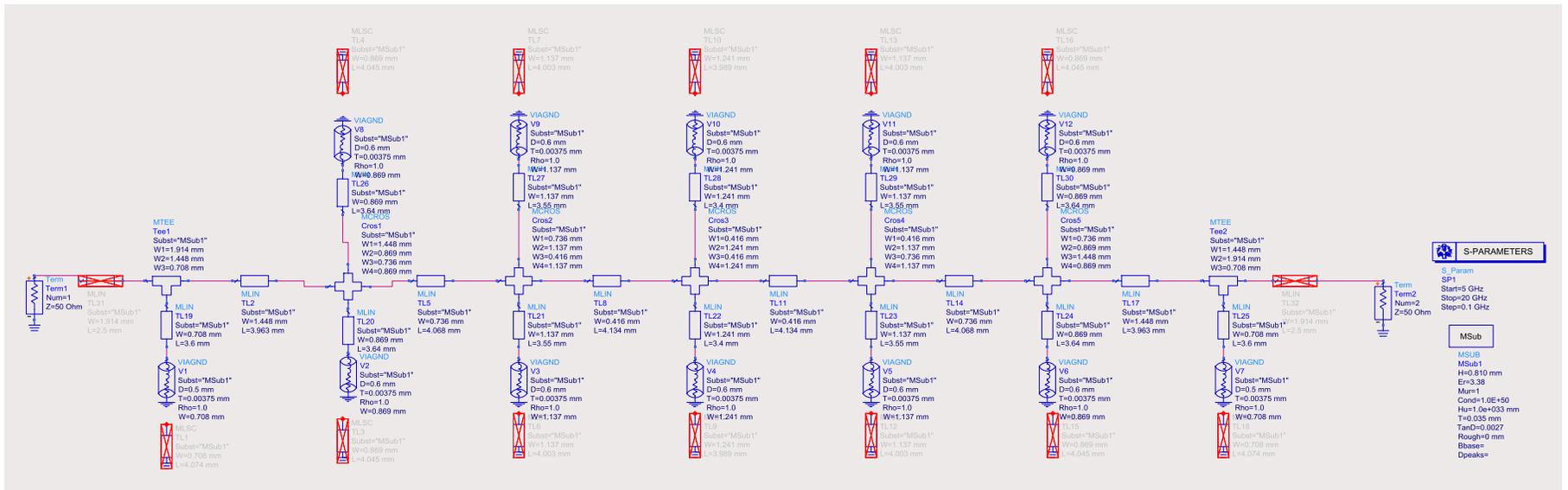


Figura 4.19a Filtro Paso Banda 10-14 GHz con via-hole D=0.6 mm

m2  
freq=14.30GHz  
dB(S(2,1))=-0.850

m1  
freq=9.800GHz  
dB(S(2,1))=-0.542

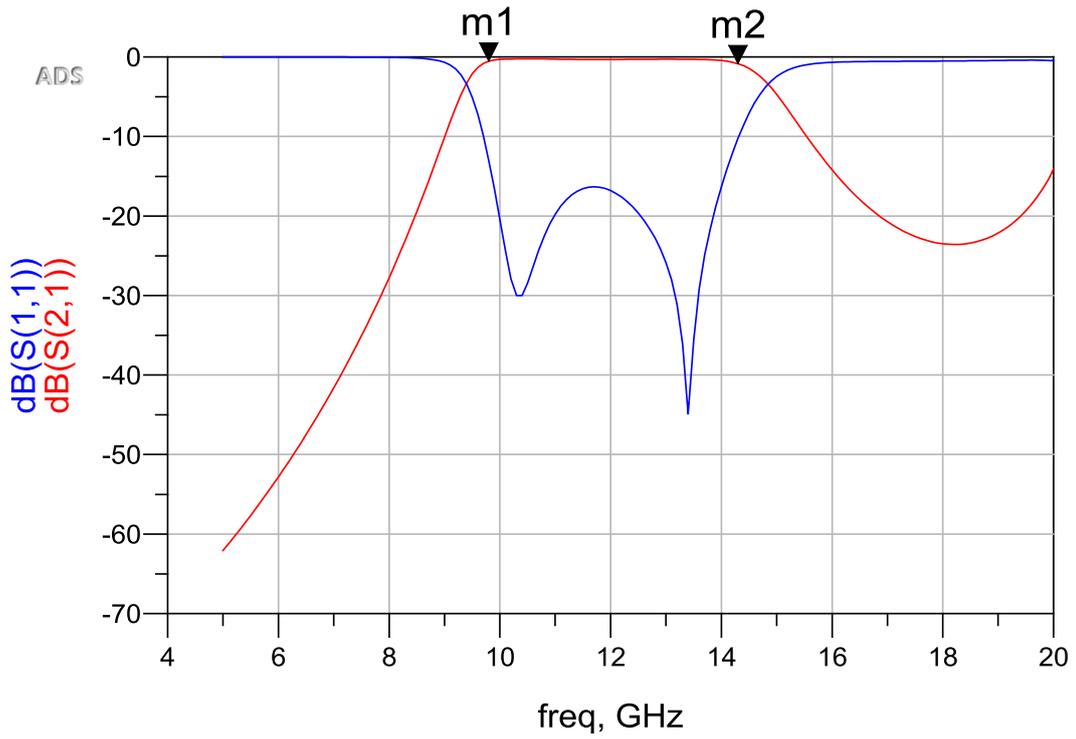


Figura 4.19b Respuesta del filtro paso banda 10-14 GHz en ADS

#### **4.5.1. Momentum**

Se incluyen líneas de 50 Ohm en cada extremo del circuito, utilizando la aplicación Momentum para observar si la simulación electromagnética ofrece óptimos resultados. Para ello, se define el sustrato con la herramienta EM del programa ADS. La definición del sustrato y la rejilla (figura 4.20a) se puede ver en el Anexo I.



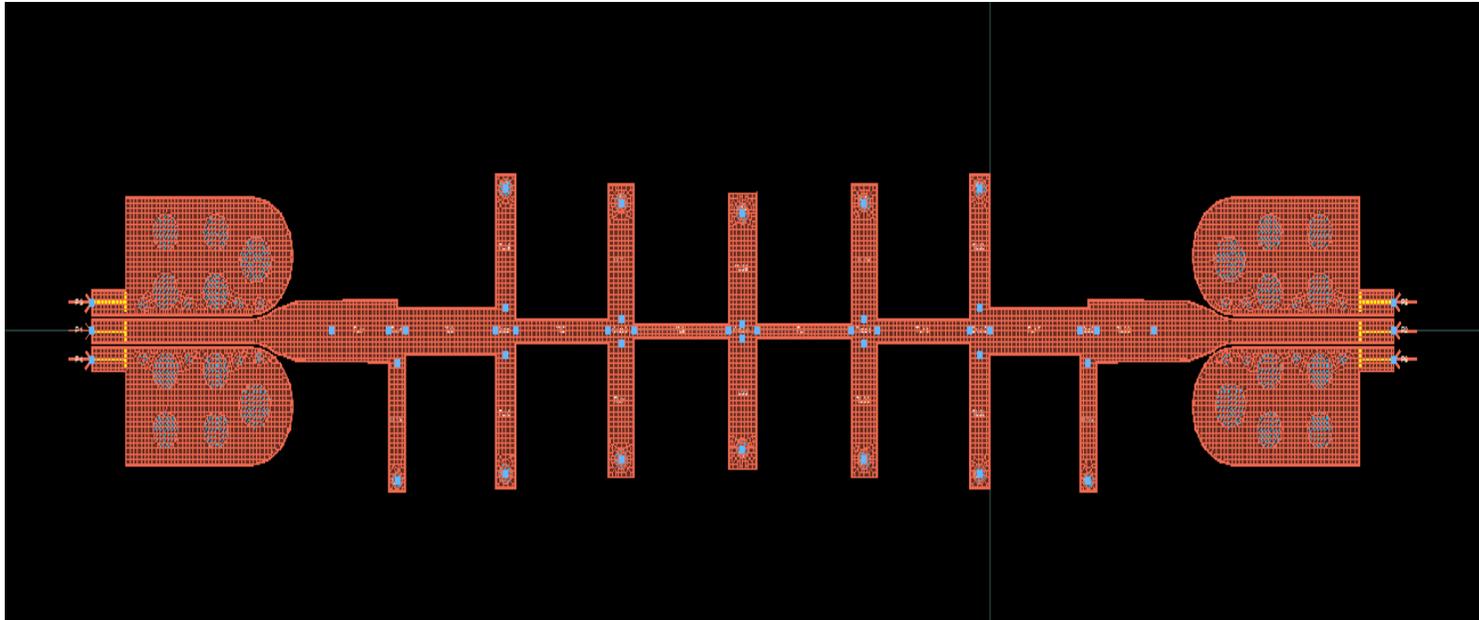


Figura 4.20b Layout del filtro Paso Banda con ancho de banda de 10 a 14 GHz

m3  
 freq=13.02GHz  
 dB(FiltroPB\_LineasStubs\_definitivo\_2\_MomUW..S(1,1))=-13.565

m2  
 freq=14.00GHz  
 dB(S(1,1))=-16.780  
 dB(S(2,1))=-0.471  
 dB(FiltroPB\_LineasStubs\_definitivo\_2\_MomUW..S(1,1))=-19.546  
 dB(FiltroPB\_LineasStubs\_definitivo\_2\_MomUW..S(2,1))=-1.248

m1  
 freq=10.00GHz  
 dB(S(1,1))=-21.950  
 dB(S(2,1))=-0.317  
 dB(FiltroPB\_LineasStubs\_definitivo\_2\_MomUW..S(1,1))=-5.847  
 dB(FiltroPB\_LineasStubs\_definitivo\_2\_MomUW..S(2,1))=-2.129

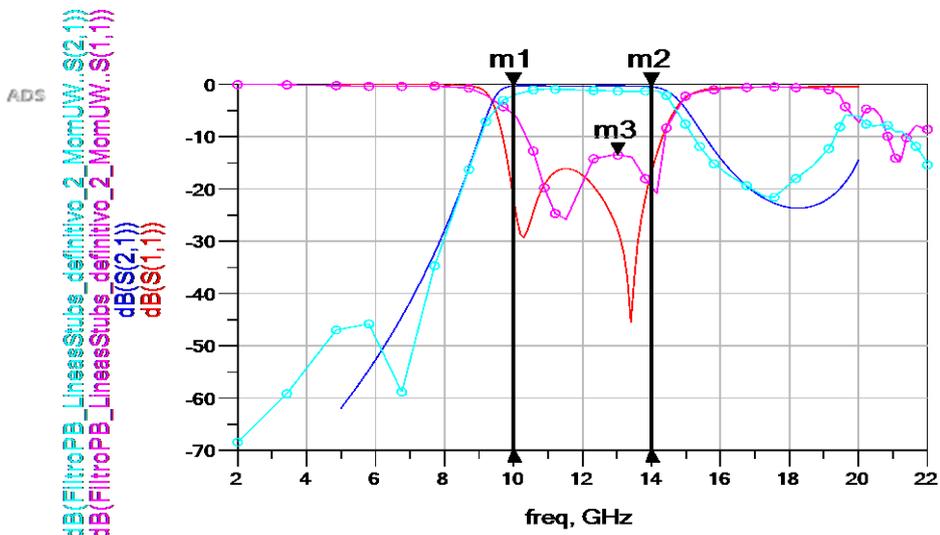


Figura 4.20c Momentum del circuito final del filtro paso banda 10-14 GHz

#### **4.6. Diseño de Filtro Butterworth Paso Banda con sustrato Rogers 4003C**

Realizamos el diseño del filtro paso banda con ancho de banda de 4 GHz (de 16 a 20 GHz). Este filtro es más difícil de diseñar, ya que los valores empeoran a alta frecuencias. Ponemos, por tanto, una herramienta que sirva para optimizar y alcanzar unos valores que hagan que el filtro tenga unos valores de adaptación.

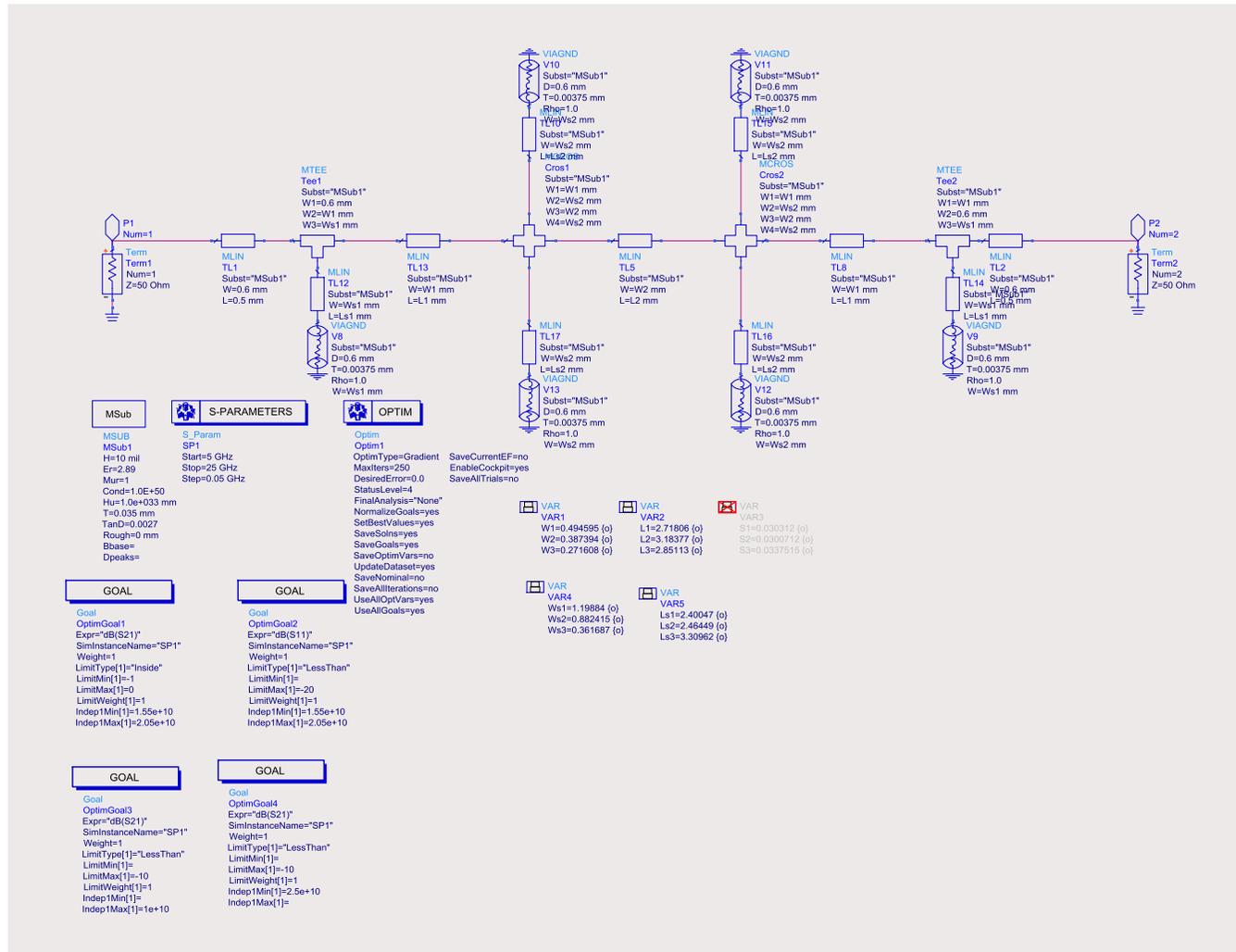


Figura 4.21a Esquema circuital del Filtro Paso Banda 16-20 GHz en ADS.

Hacemos el análisis electromagnético (Momentum) en ADS, cuya configuración se muestra en el Anexo I de la memoria de este proyecto, tal como se hizo con el filtro 10-14 GHz (figura 4.21b).

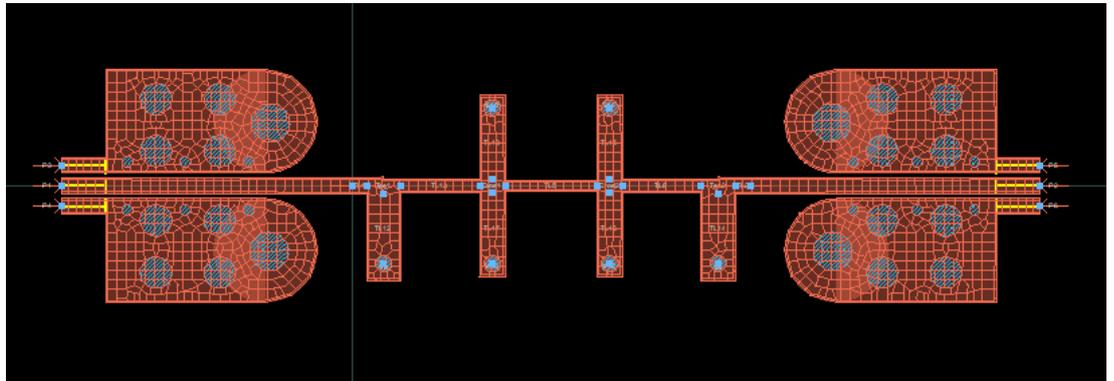


Figura 4.1b Layout del Filtro Paso Banda 16-20 GHz.

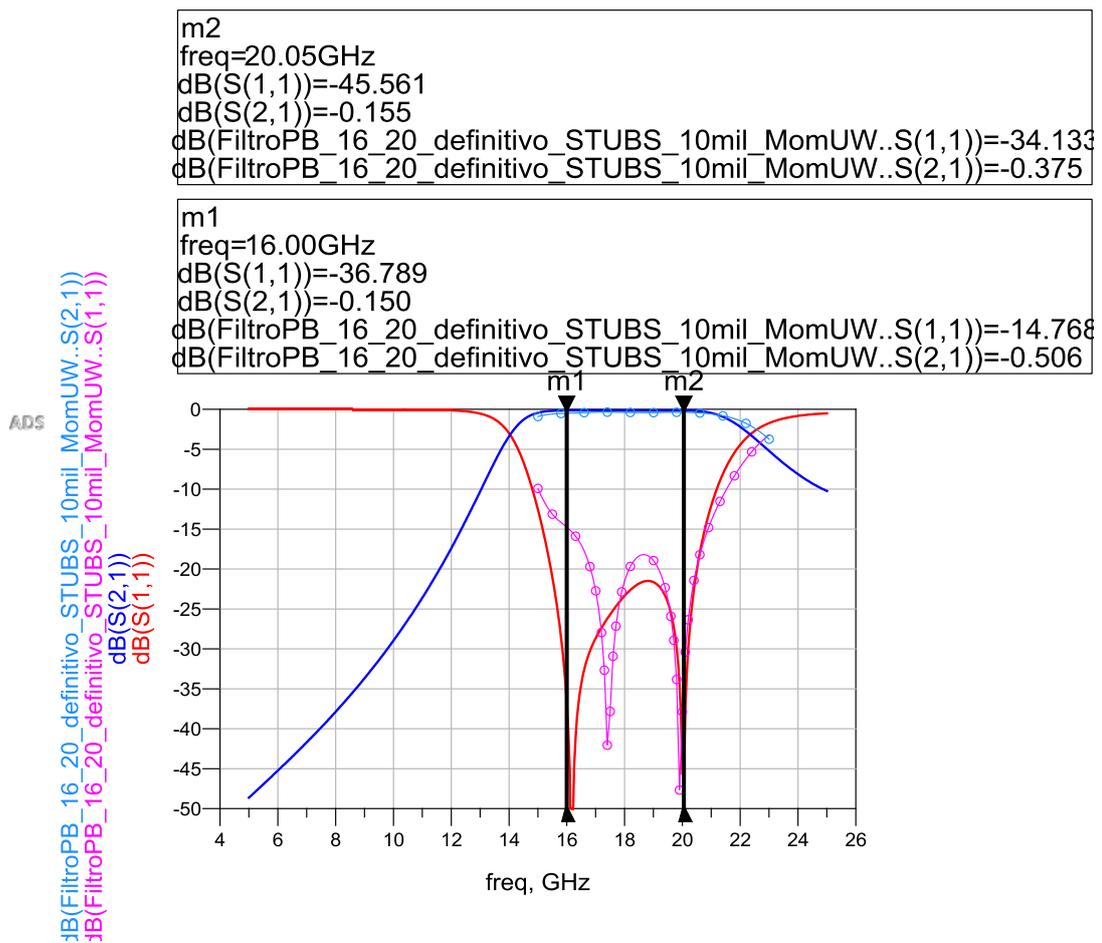


Figura 4.21c Respuesta del filtro 16-20 GHz

Observando la gráfica de la figura 4.21c, vemos que el valor de adaptación disminuye en frecuencias superiores a 20 GHz, alejándose de los -10 dB, que es el valor mínimo, para obtener una buena adaptación. En las frecuencias bajas, no hay problema con el filtro 10-14 GHz, porque tiene caída pronunciada. Esto significa que no hará interferencia con las frecuencias de 14 GHz del filtro anterior.

#### 4.7. Diseño del pad para la soldadura del conector

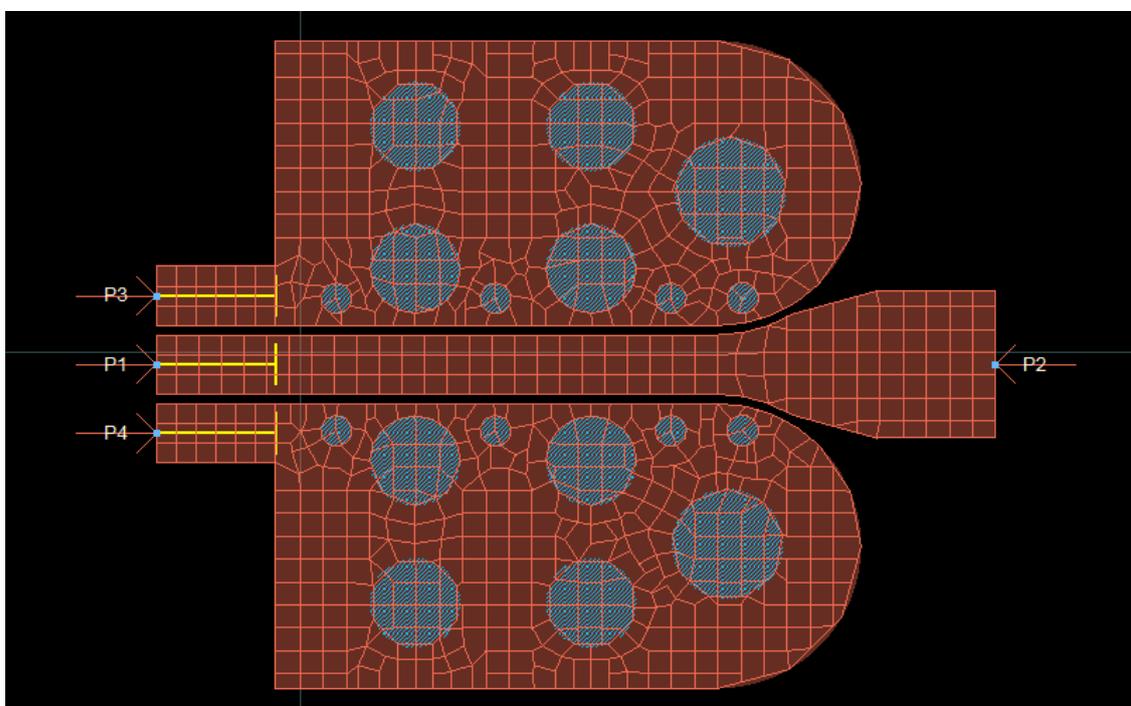


Figura 4.22 Layout del pad que conecta a la sonda del analizador de redes.

El diseño en ADS permite añadir un pad que sirva para soldar el conector, pero el tamaño del conector coaxial P/N 901-10510-1 del fabricante Amphenol, es mucho mayor que lo que ofrece el programa. Reutilizamos un diseño empleado en otro proyecto teniendo en cuenta las dimensiones de los conectores, cuya hoja de características se encuentra en el Anexo III de este proyecto. La huella se adapta al tamaño del conector, cuya parte exterior se conecta a masa y, el conductor central al vivo. Es mejor la transición a coplanar que directamente a microstrip. El cálculo de medidas se encuentra en el Anexo IV.

## 5. Resultados experimentales

Se elaboran los diseños propuestos en el capítulo anterior para hacer medidas en laboratorio, donde se comprobará que las simulaciones en ADS con Momentum se asemejan a las medidas reales.

Para las medidas empleamos el analizador de redes Keysight PNA 5227A (Network Analyzer) visto en la figura 5.1. Usamos cables con conector de 2.4 mm y ponemos una transición de 2.4 mm a k (2.92 mm).

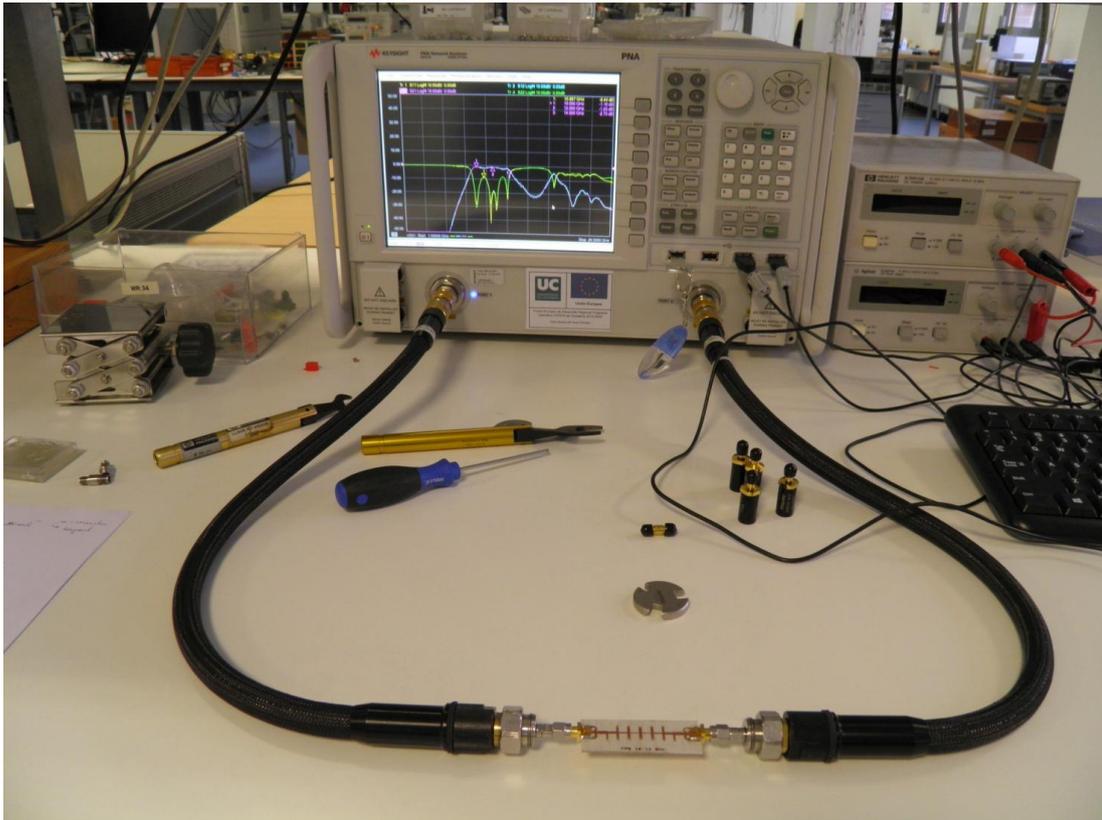


Figura 5.1 Analizador de redes PNA 5227A

La configuración del analizador de redes es la siguiente:

$Freq_{inicial} = 1 \text{ GHz}$

$Freq_{final} = 26.5 \text{ GHz}$

Step= 100 MHz

Points= 256 puntos

Potencia de medida= 0 dBm

IF Bandwidth = 100 Hz

El kit utilizado, es un kit de calibración k de Anritsu, modelo 3652. El calibrado escogido es “Unguided”, con calibración 2 port tipo solt (short, open, load, through). En puertos 1 y 2, se calibra como short (female), open (female) y load (female), estableciendo “k female broadband load” como opción. El fichero de calibración se guarda con la extensión .csa, que puede utilizarse en futuras medidas para nuestro proyecto. Cuando se realizan las medidas, los datos de los parámetros S se guardan con extensión de fichero .s2p, los cuales sirven para mostrarlos con el programa ADS, puesto que es compatible, siendo el fichero de tipo Touchstone.

### 5.1. Filtro Paso Banda 10-14 GHz

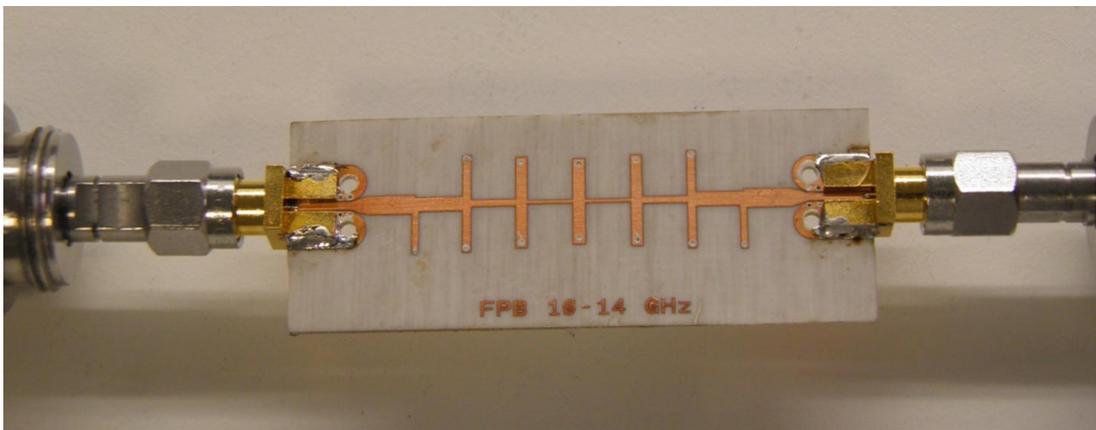


Figura 5.2 Circuito diseñado en el laboratorio

En la figura anterior se puede ver el filtro de 10 a 14 GHz conectado a los cables del analizador de redes del laboratorio. La figura 5.3 muestra el esquemático en ADS, que permite leer el fichero .s2p. Nos introducimos en el dispositivo (figura 5.4) que se encarga de leer el fichero de datos creado por el analizador de redes.

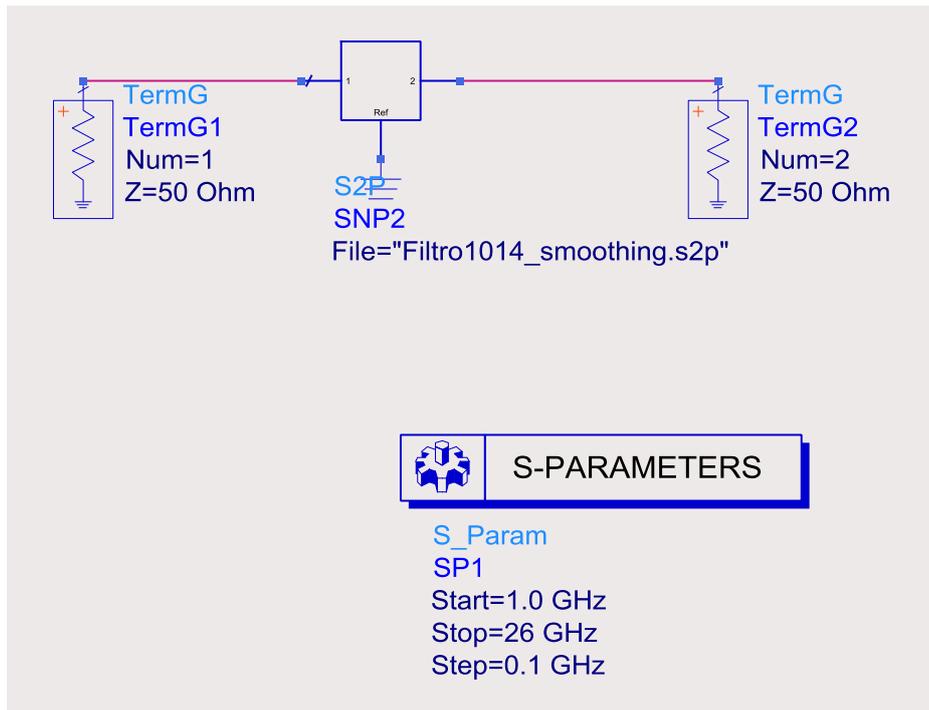


Figura 5.3 Esquemático reducido en ADS

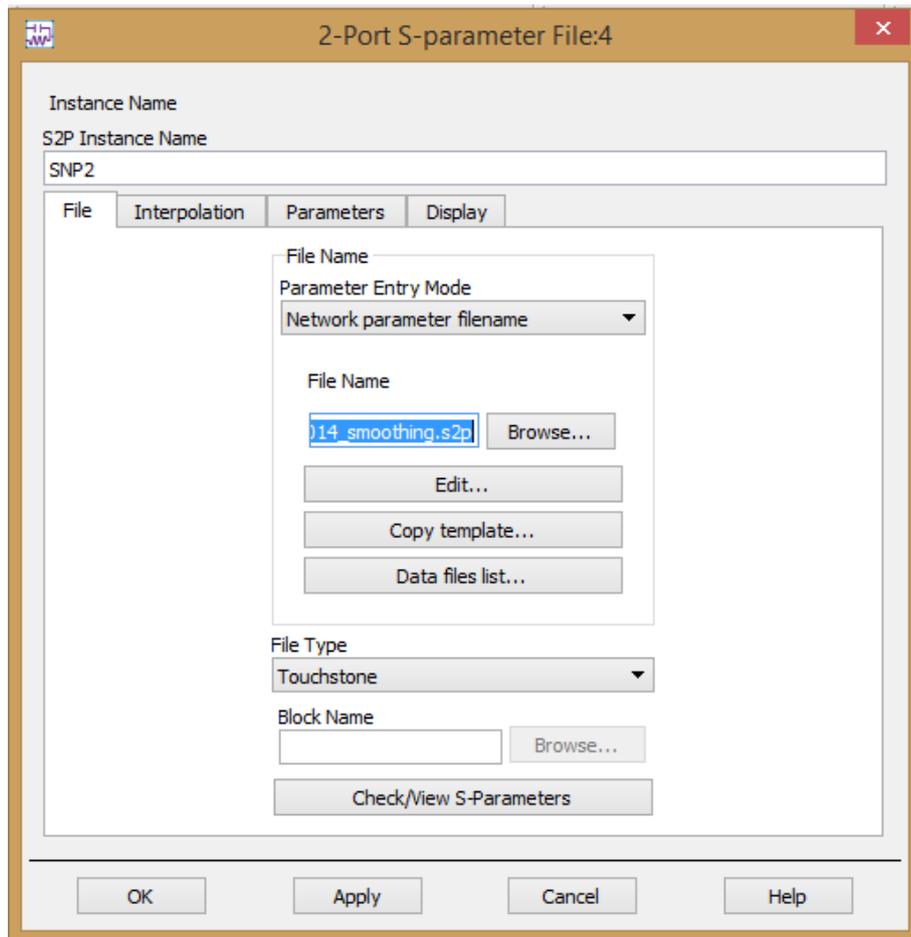


Figura 5.4 Ventana para cargar el fichero de datos s2p

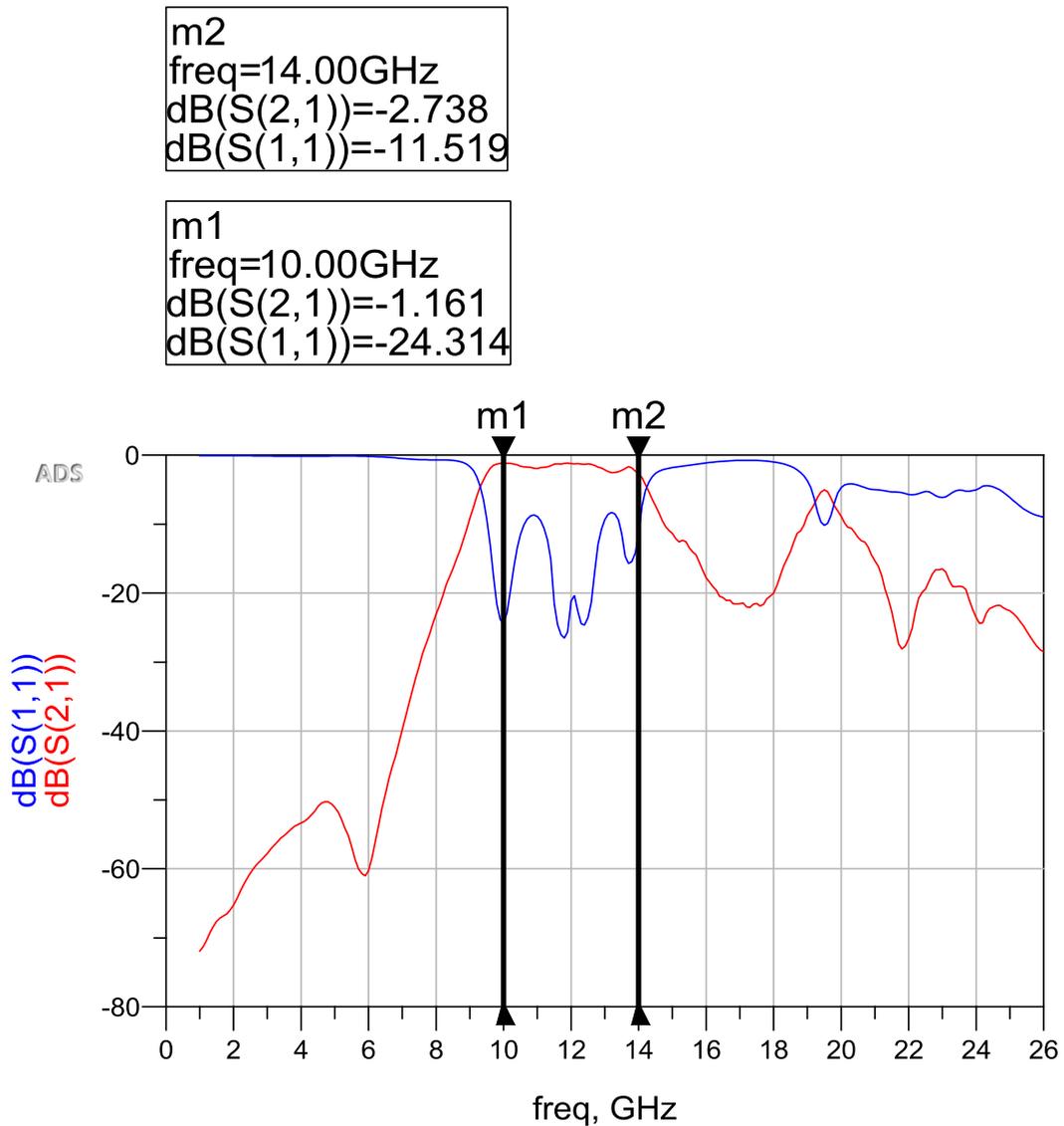


Figura 5.5 Respuesta del Filtro Paso Banda medido con el analizador de redes.

En la figura 5.5 se muestra la respuesta del filtro (S21). Los valores en el ancho de banda de 10 a 14 GHz están en torno a 0 dB. Como puede observarse, el ancho de banda es mayor de 4 GHz, mostrándose similar al diseño en ADS y garantizando el filtrado en dicha banda. Se confirma la caída pronunciada a la frecuencia de 16 GHz, que permite un mejor filtrado y que no haya conflicto con la frecuencia de 16 GHz del filtro 16-20 GHz.

## 5.2. Filtro Paso Banda 16-20 GHz

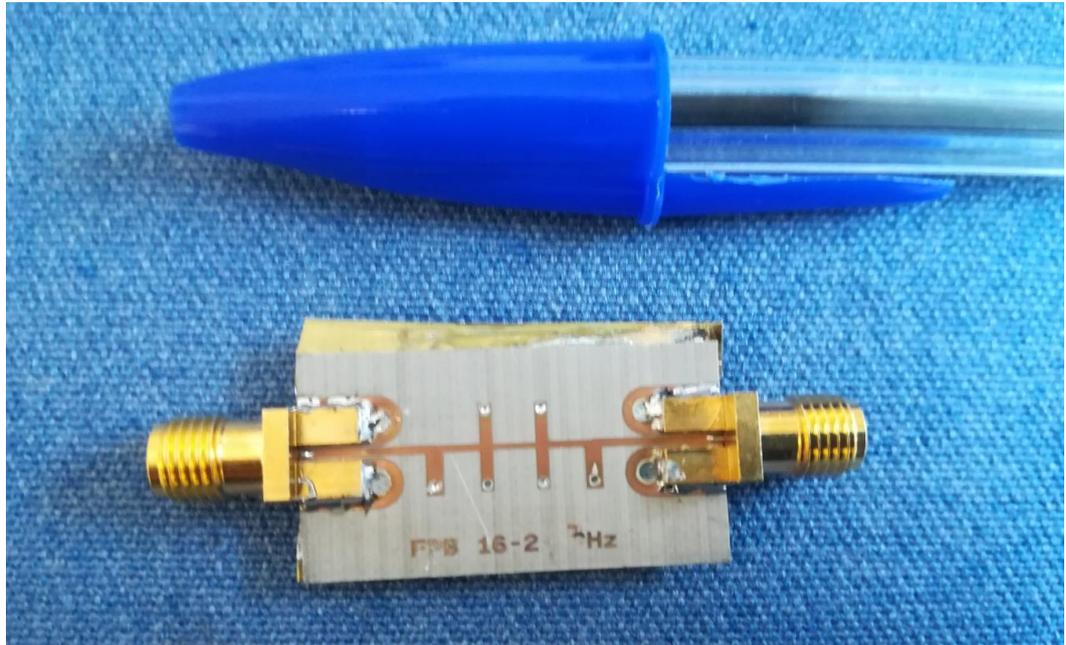


Figura 5.6 Filtro Paso Banda 16-20 GHz construido en el laboratorio

La figura anterior muestra el filtro de 16 a 20 GHz, de ancho de banda. Se continúa el mismo proceso que con el filtro de 10-14 GHz, del apartado 5.1, como se muestran en las figura 5.7a y 5.7b.

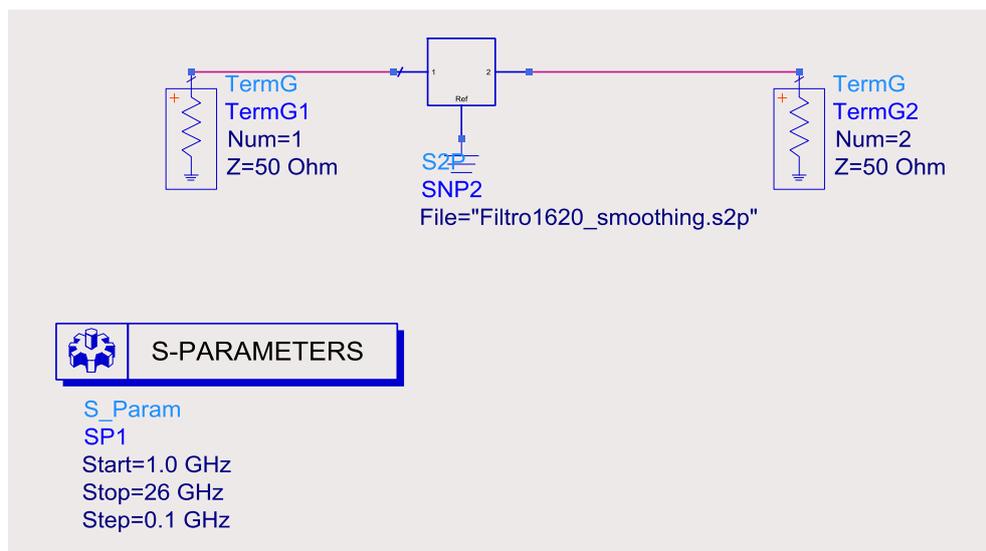


Figura 5.7a Circuito simplificado del filtro paso banda 16-20 GHz

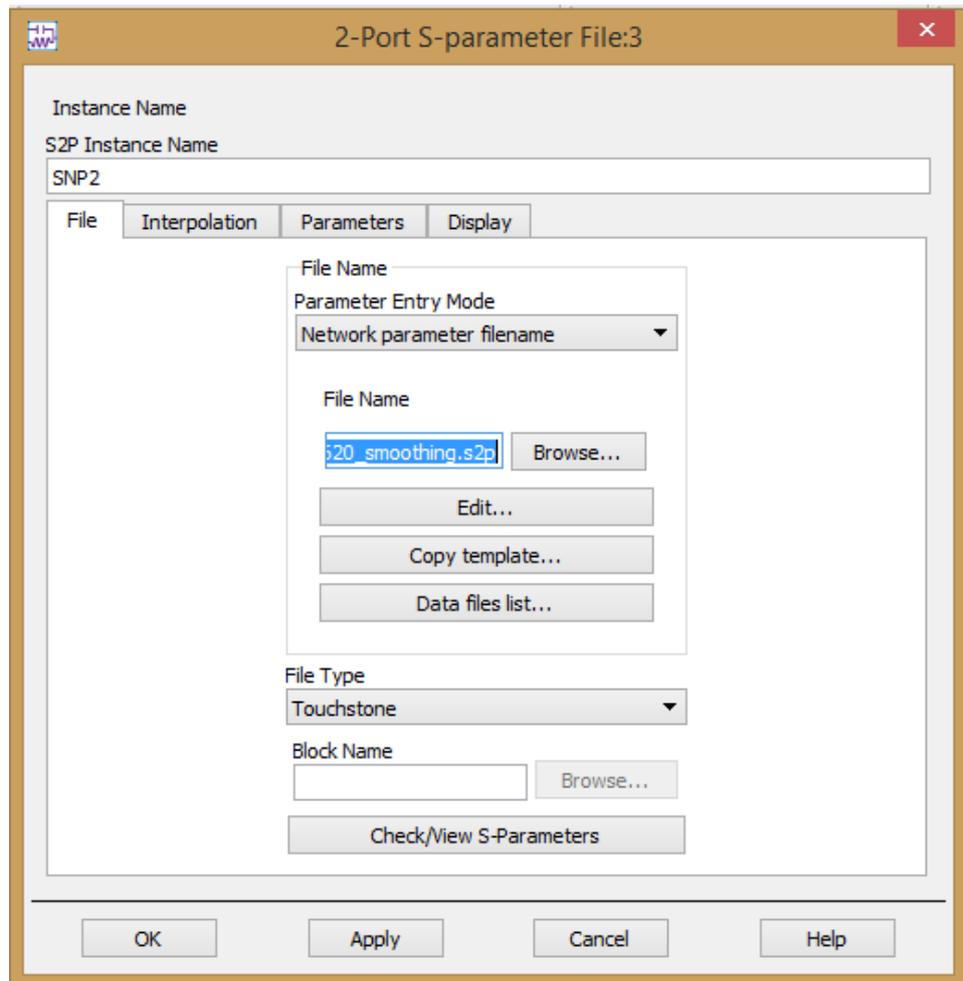


Figura 5.7b Ventana para cargar el fichero de datos s2p

m2  
freq=20.00GHz  
dB(S(1,1))=-26.792  
dB(S(2,1))=-1.122

m1  
freq=16.00GHz  
dB(S(1,1))=-16.415  
dB(S(2,1))=-1.103

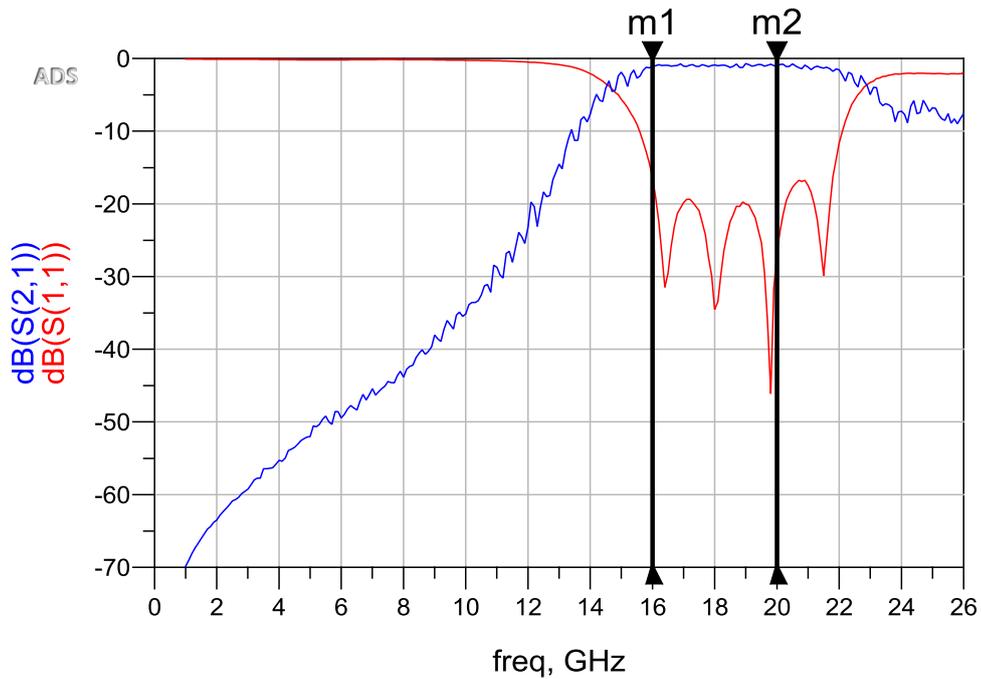


Figura 5.7c Respuesta del Filtro Paso Banda 16-20 GHz con el analizador de redes.

En la figura 5.7c se muestra la respuesta del filtro (S21). Los valores en el ancho de banda de 16 a 20 GHz están en torno a 0 dB. Como puede observarse, el ancho de banda es mayor de 4 GHz, mostrándose similar al diseño en ADS y garantizando el filtrado en dicha banda. Se confirma la caída pronunciada a la frecuencia de 14 GHz, que permite un mejor filtrado y que no haya conflicto con la frecuencia de 14 GHz del filtro 10-14 GHz.

### 5.3. Acoplador en Tandem

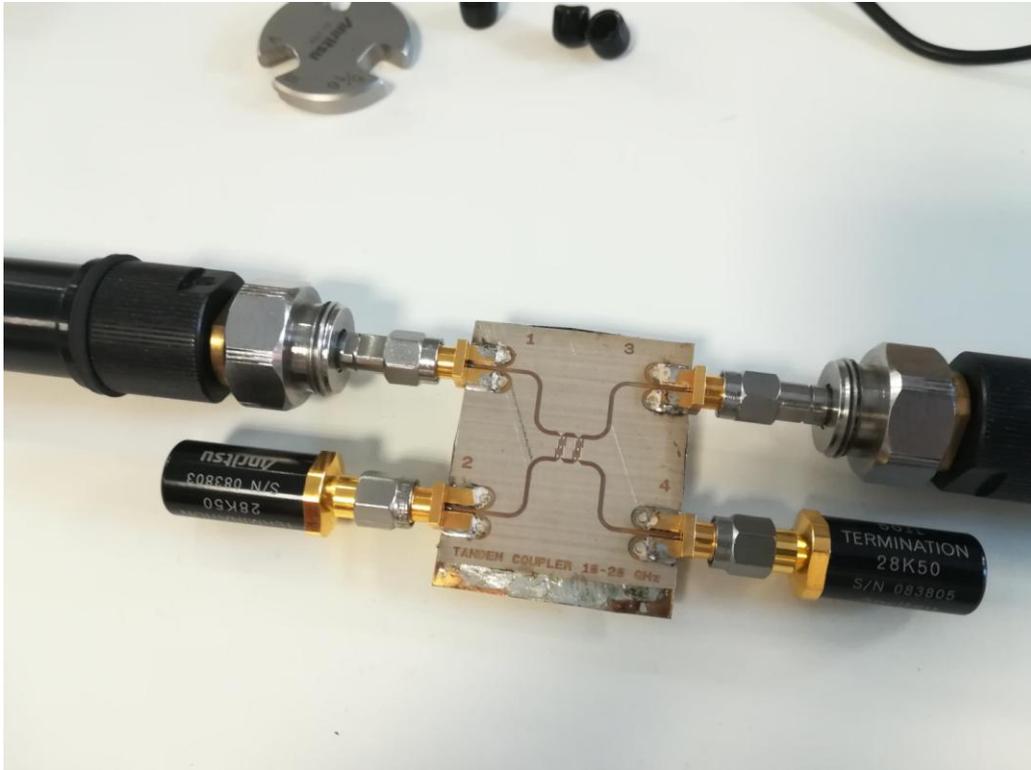


Figura 5.8a Acoplador en Tandem fabricado en el laboratorio.

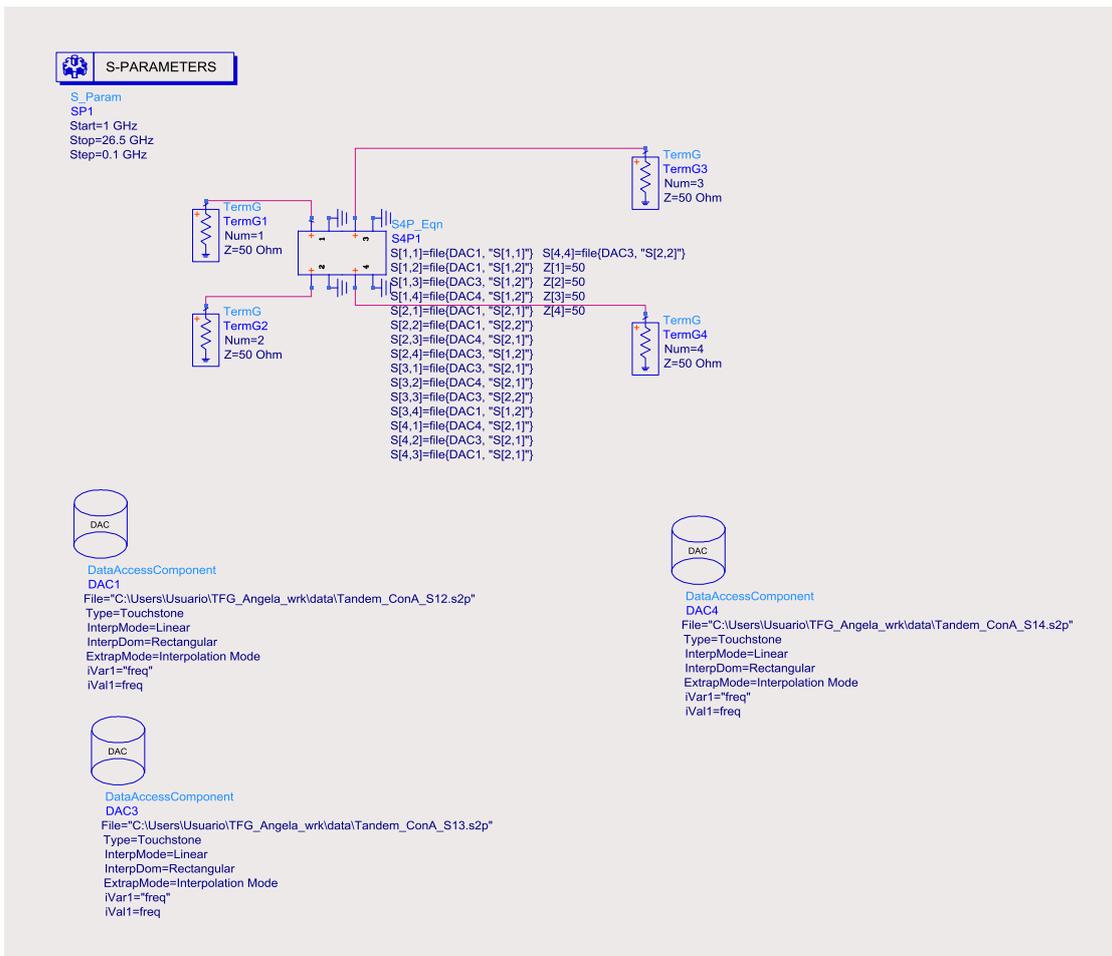


Figura 5.8b Esquema del Acoplador en Tandem en ADS.

En la figura 5.8b se muestran las gráficas resultantes leídas de los parámetros S medidos con el analizador de redes. Puede observarse, que cumple con los niveles de adaptación deseados, alrededor de -15 dB, con un mínimo de -10 dB dentro de la franja de 10 a 20 GHz.

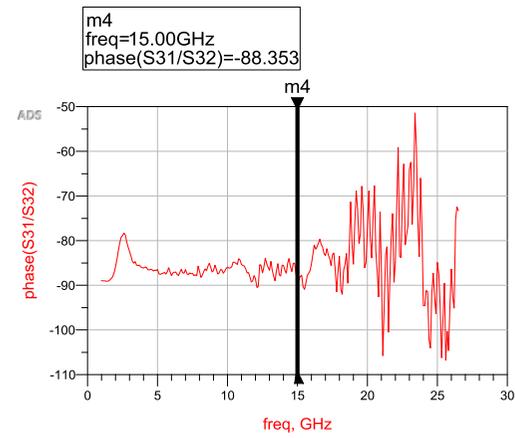
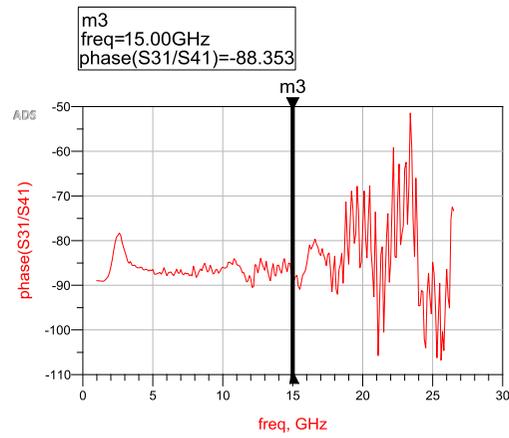
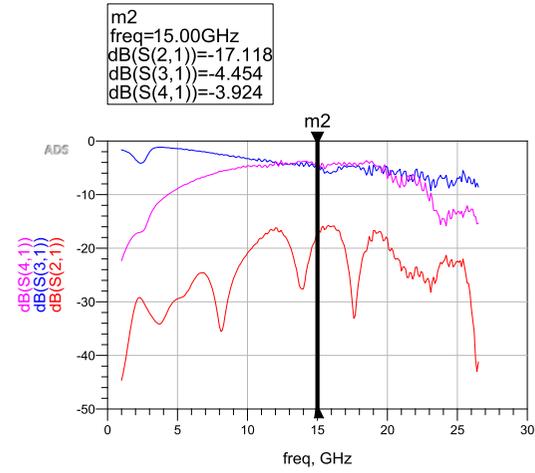
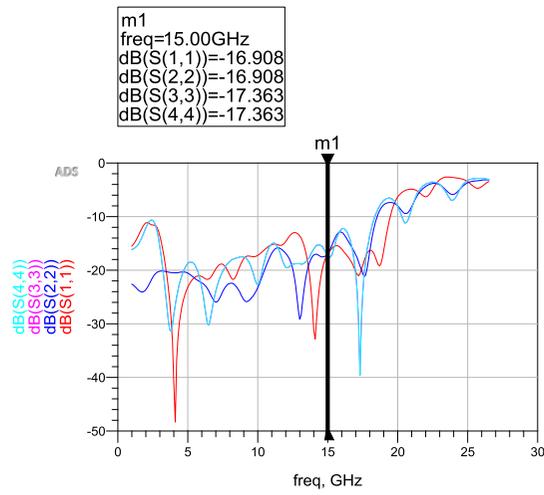


Figura 5.8c Acoplador en tandem. Parámetros S medidos con el analizador de redes

Se comprueba la adaptación realizando la calibración en el parámetro S13, midiendo S11 y S21 (Tabla 5.1).

<b>GHz</b>	<b>S11(dB)</b>	<b>S21(dB)</b>
<b>10</b>	-17,58	-3,27
<b>14</b>	-31,31	-4,81
<b>16</b>	-15,73	-6,10
<b>20</b>	-6,36	-5,01

Tabla 5.1 Resultados de S11 (dB) y S21 (dB) medidos con el analizador de redes.

## 5.4. Montaje Final

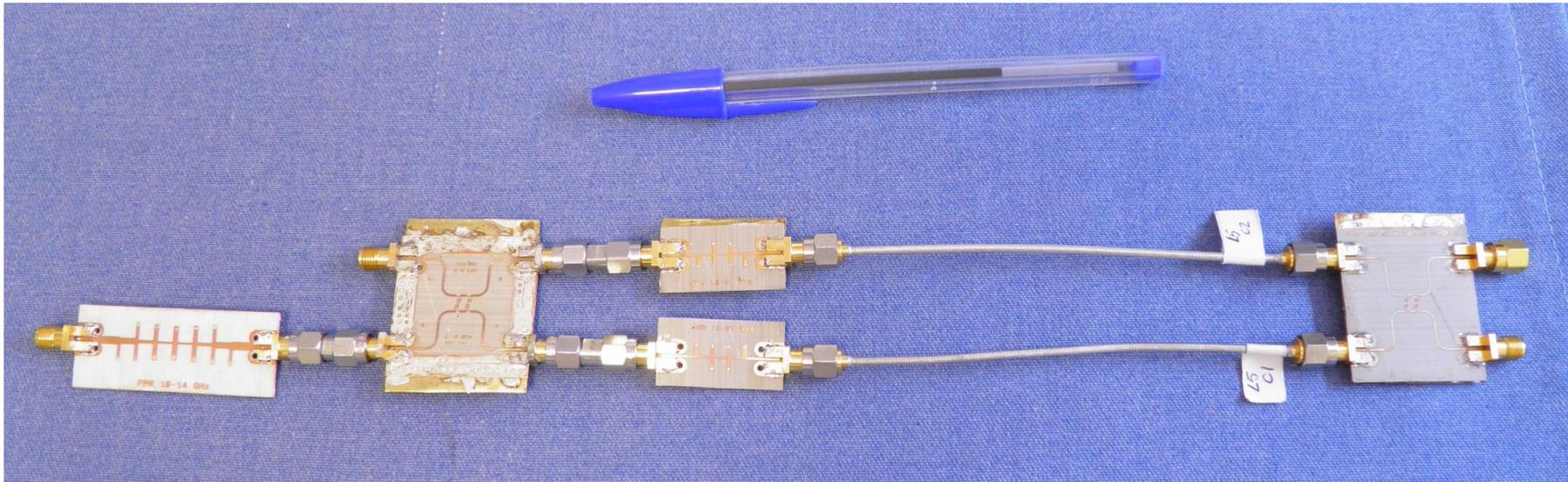
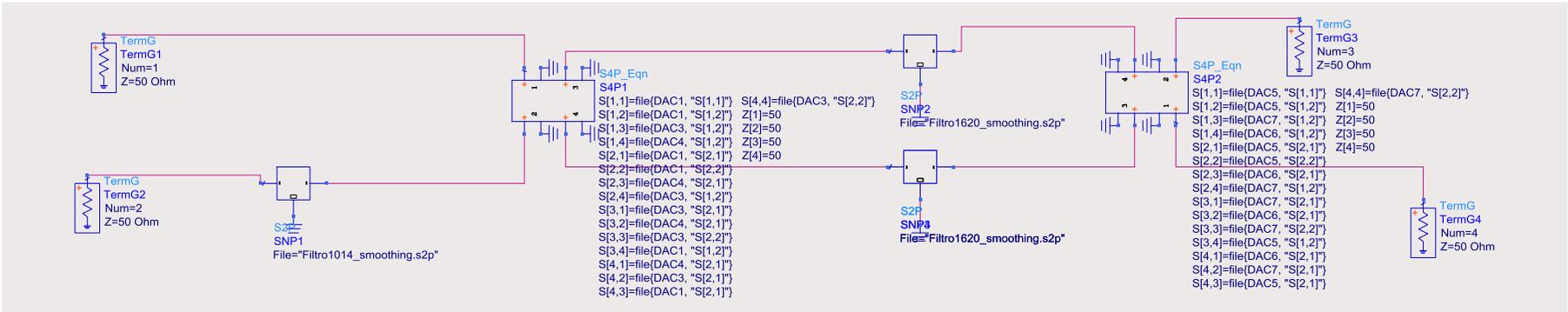
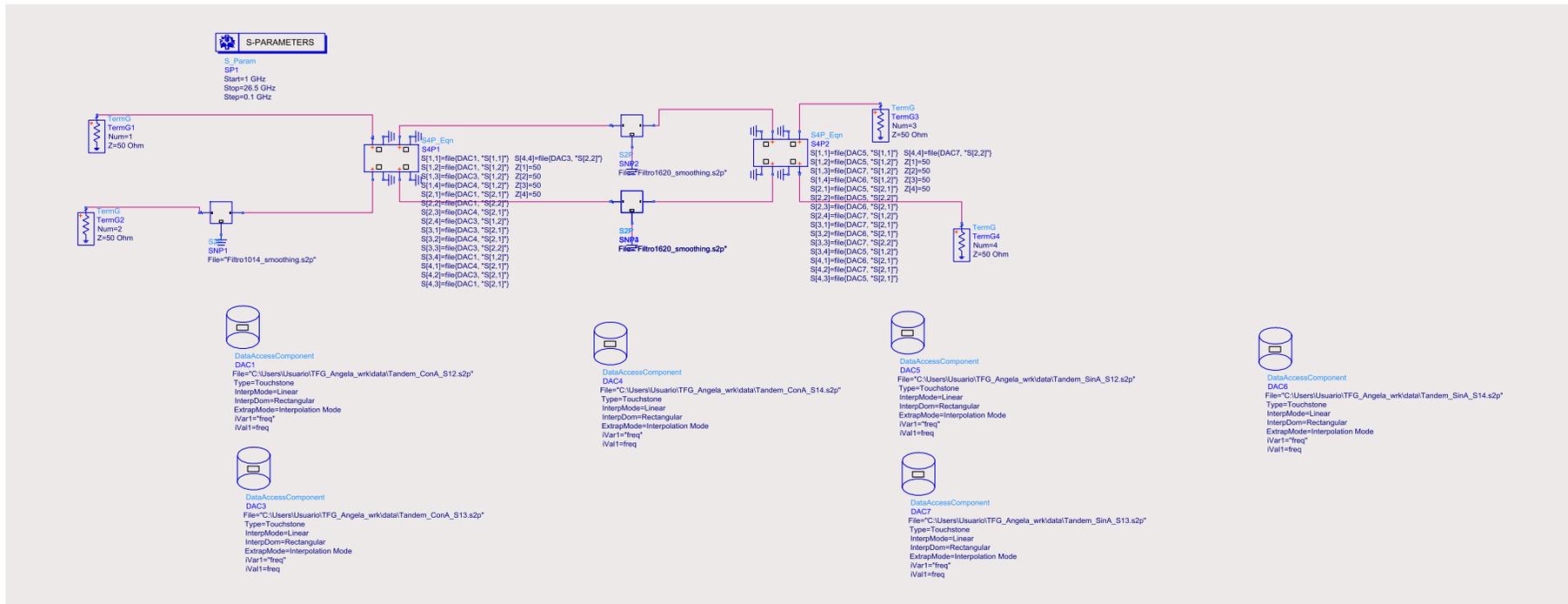


Figura 5.9a Montaje final del diplexor en el laboratorio.



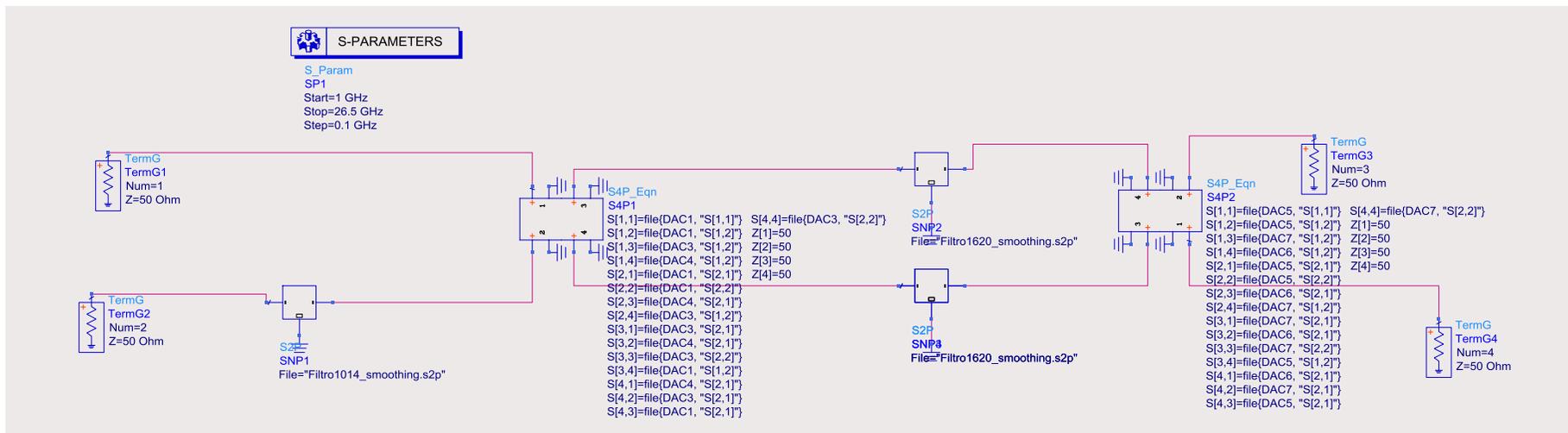


Figura 5.9b Esquemático del montaje final en ADS

m6  
freq=14.00GHz  
dB(S(1,1))=-13.758

m8  
freq=20.00GHz  
dB(S(1,1))=-6.670

m10  
freq=14.00GHz  
dB(S(2,1))=-6.030

m5  
freq=10.00GHz  
dB(S(1,1))=-19.513

m7  
freq=16.00GHz  
dB(S(1,1))=-15.240

m9  
freq=10.00GHz  
dB(S(2,1))=-2.793

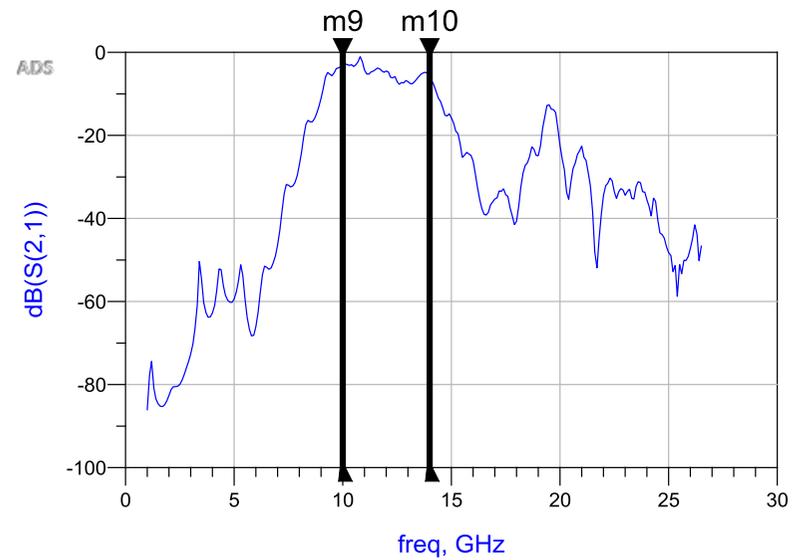
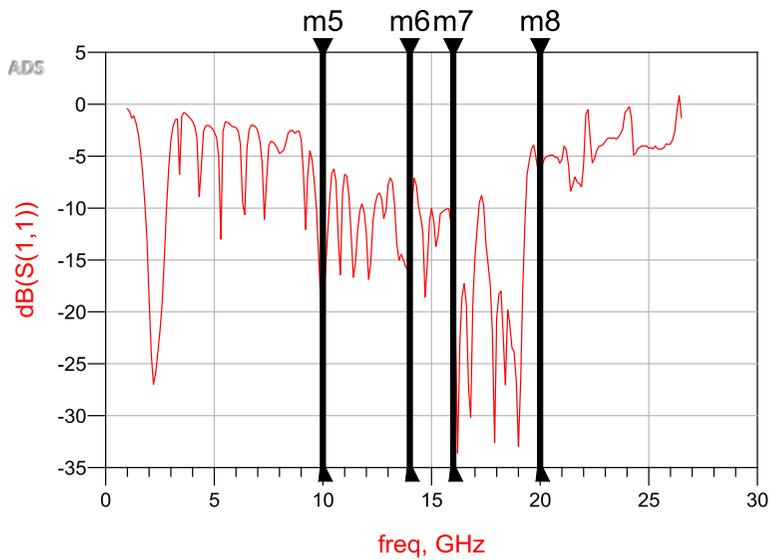


Figura 5.9c Parámetros S11 y S21 del montaje final del diplexor.

m12  
freq=14.00GHz  
dB(S(3,1))=-27.136

m14  
freq=20.00GHz  
dB(S(3,1))=-14.499

m16  
freq=20.00GHz  
dB(S(4,1))=-9.354

m11  
freq=10.00GHz  
dB(S(3,1))=-43.962

m13  
freq=16.00GHz  
dB(S(3,1))=-12.176

m15  
freq=16.00GHz  
dB(S(4,1))=-5.548

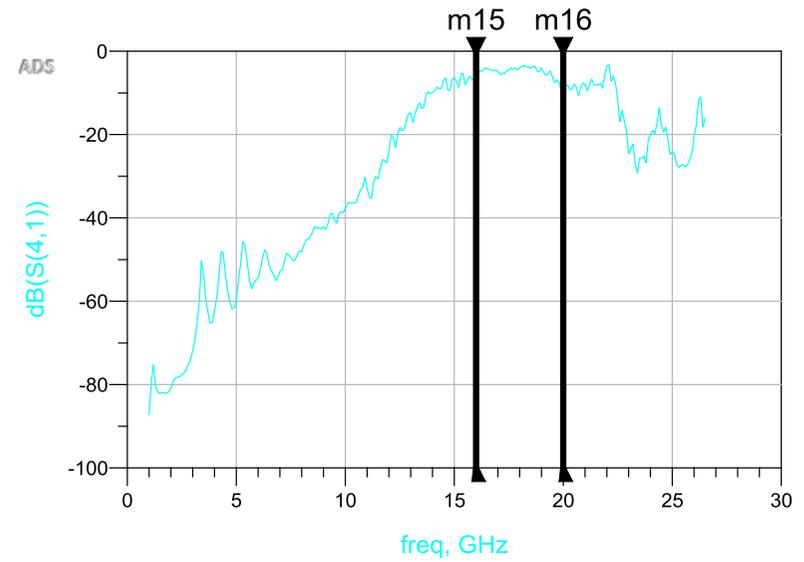
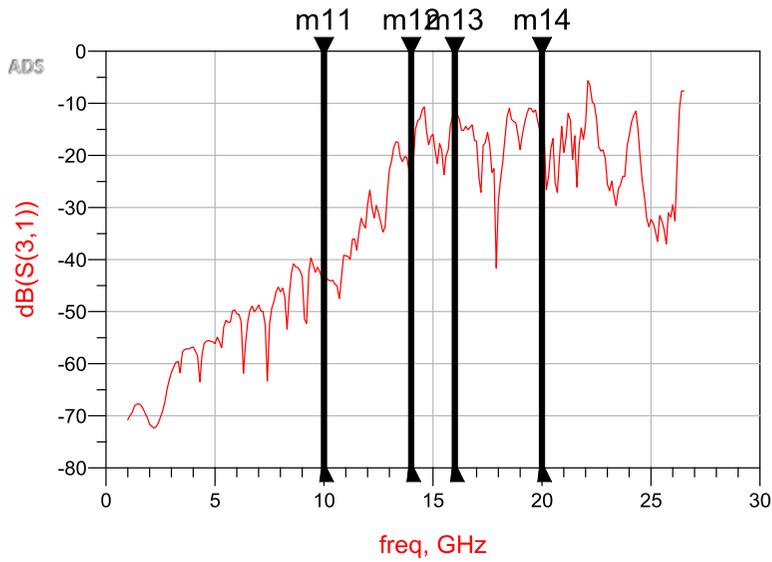


Figura 5.9d Parámetros S31 y S41 del montaje final del diplexor

En las gráficas que muestran los parámetros, S21 (5.9c) y S41 (5.9d), se muestran los filtros 10-14 GHz y 16-20 GHz, respectivamente. Si comparamos con las gráficas del apartado anterior, se puede ver que cumple con lo diseñado en el programa ADS, por lo que el objetivo de filtrar ambas bandas se cumple, para el buen funcionamiento del diplexor en la banda de 10 a 20 GHz.

## 7. Conclusiones

Se decide realizar el diseño de un diplexor con un acoplador Lange de 3 dB sobre un sustrato Rogers 4003C, pero se modifica a un acoplador en tándem formado por dos acopladores Lange de 8.34 dB cada uno, formando en total uno de 3 dB.

Para dicho diseño, se tuvo en cuenta la elección del sustrato. Después de simular en ADS, con Alúmina, CLTE-XT y Rogers 4003C, se escoge el sustrato Rogers, siendo más grueso que los anteriores. Con dicho sustrato podemos lograr medidas físicas realizables, 50-60  $\mu\text{m}$  de longitud crítica. Este último sustrato, nos obliga a realizar un acoplador de 8 dedos para obtener una buena adaptación a la frecuencia de 15 GHz.

Como contrapartida, puede observarse, que a mayor grosor del material, sobre el que se construye el circuito, peor es la adaptación de la señal. El sustrato Rogers 4003C, por tanto, no resulta el más adecuado para el desarrollo del proyecto por la anterior razón. En la simulación electromagnética, se obtienen resultados que se alejan de los ideales, siendo aún menos adecuados los obtenidos con el analizador de redes en el laboratorio.

Antes de descartar definitivamente el acoplador Lange de 8 dedos, se comprueba en ADS, si la anchura de las conexiones tiene que ver con la adaptación, pero descubrimos que el programa sólo tiene en cuenta la estructura de los dedos, descartando la anchura de los puertos. Este conjunto de desventajas nos lleva a realizar otro diseño de acoplador.

Cuando decidimos hacer el acoplador en tándem, realizamos el diseño sobre sustrato CLTE-XT, con dos acopladores Lange de 4 dedos de 8.34 dB cada uno, cuyo conjunto es de 3 dB. Dicho sustrato presenta unas medidas acordes con la longitud crítica, siendo físicamente realizable. El nuevo diseño presenta mejores resultados que el diseño anterior, comprobando que la simulación electromagnética y resultados experimentales en el laboratorio resultan satisfactorios, y cercanos a la simulación en ADS.

En cuanto al diseño de los filtros paso banda, se emplearon sustratos Rogers 4003C para el filtro paso banda de 10 a 14 GHz y CLTE-XT para el filtro de 16 a 20 GHz. El filtro 10-14 GHz, muestra menos adaptación a frecuencias altas. Esto supone un conflicto en la adaptación a la frecuencia de 16 GHz. Lo mismo ocurre para el filtro 16-20 GHz. Además, para un buen filtrado se opta por ampliar el ancho de banda y así garantizarnos el filtrado de la señal.

Como mejora del conjunto del circuito, éste podría rediseñarse sobre un mismo tipo de sustrato.

## 8. Referencias

- [1] L. de la Fuente, B. Aja, E. Villa, E. Artal, J.L. Cano, A. Mediavilla, "Receptor Interferométrico para Radioastronomía de 10 a 20 GHz", XXXIII Simposium Nacional de la Unión Internacional de Radio, URSI 2018, 5-7 de septiembre de 2018. Granada.
- [2] Richard J. Cameron, Min Yu, "Design of Manifold-Coupled Multiplexers", IEEE Microwave Magazine, pp 46-59, October 2007.
- [3] Agilent EEsos EDA, "Overview on Lange Coupler Design", Agilent Technologies 2001.  
<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-8911EN.pdf>
- [4] Robert E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", John Wiley & Sons, 2001, Capítulo 6.
- [5] David M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, 2nd edition, 1998, Capítulo 7.
- [6] Gianluca Cornetta, Transmisión por radiofrecuencia (Blog). Filtro Paso Banda:  
<http://trf-eps-uspceu.blogspot.com/2014/04/filtros-analogicos-parte-i-respuesta-en.html>
- [7] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits", Artech House, 2007.
- [8] T. C. Edwards, M. B. Steer, "Foundations of Interconnect and Microstrip Design", John Wiley & Sons, LTD, 3<sup>rd</sup> Edition, 2000.
- [9] Reinmut. K. Hoffmann, "Handbook of Microwave Integrated Circuits", Artech House Publishers, 1987.
- [10] R. Phromlounsi, M. Chongcheawchamnan, I. D. Robertson "Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and their Applications" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 9, SEPTEMBER 3571 (2006).

## Anexo 1: Datasheets de los sustratos

### Sustrato CLTE-XT

### CLTE-XT

#### Typical Properties:

Property	Units	Value	Test Method
<b>1. Electrical Properties</b>			
Dielectric Constant (may vary by thickness)			
@1 MHz	-	2.94	IPC TM-650 2.5.5.3
@ 10 GHz	-	2.94	IPC TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor			
@ 1 MHz	-	0.0012	IPC TM-650 2.5.5.3
@ 10 GHz	-	0.0012	IPC TM-650 2.5.5.5
Temperature Coefficient of Dielectric			
TC <sub>ε</sub> @ 10 GHz (-40-150°C)	ppm/°C	-9	IPC TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity			
C96/35/90	MΩ-cm	4.25x10 <sup>6</sup>	IPC TM-650 2.5.17.1
E24/125	MΩ-cm	1.85x10 <sup>6</sup>	IPC TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity			
C96/35/90	MΩ	2.49x10 <sup>6</sup>	IPC TM-650 2.5.17.1
E24/125	MΩ	5.48x10 <sup>7</sup>	IPC TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	Volts/mil (kV/mm)	1000 (40)	IPC TM-650 2.5.6.2
Dielectric Breakdown	kV	58	IPC TM-650 2.5.6
Arc Resistance	sec	250	IPC TM-650 2.5.1
<b>2. Thermal Properties</b>			
Decomposition Temperature (Td)			
Initial	°C	501	IPC TM-650 2.4.24.6
5%	°C	554	IPC TM-650 2.4.24.6
T260	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
T288	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
T300	min	>60	IPC TM-650 2.4.24.1
Thermal Expansion, CTE (x,y) 50-150°C	ppm/°C	8, 8	IPC TM-650 2.4.41
Thermal Expansion, CTE (z) 50-150°C	ppm/°C	20	IPC TM-650 2.4.24
% z-axis Expansion (50-260°C)	%	1.2	IPC TM-650 2.4.24
<b>3. Mechanical Properties</b>			
Peel Strength to Copper (1 oz/35 micron)			
After Thermal Stress	lb/in (N/mm)	9 (1.7)	IPC TM-650 2.4.8
At Elevated Temperatures (150°)	lb/in (N/mm)	11 (2.0)	IPC TM-650 2.4.8.2
After Process Solutions	lb/in (N/mm)	10 (1.8)	IPC TM-650 2.4.8
Young's Modulus	kpsi (MPa)	260 (1790)	IPC TM-650 2.4.18.3
Flexural Strength (Machine/Cross)	kpsi (MPa)	9.5/9.0 (66/62)	IPC TM-650 2.4.4
Tensile Strength (Machine/Cross)	kpsi (MPa)	4.0/3.4 (28/23)	IPC TM-650 2.4.18.3
Compressive Modulus	kpsi (MPa)	244 (1682)	ASTM-D-3410
Poisson's Ratio	-	0.23	ASTM D-3039
<b>4. Physical Properties</b>			
Water Absorption	%	0.02	IPC TM-650 2.6.2.1
Density, ambient 23°C	g/cm <sup>3</sup>	2.02	ASTM D792 Method A
Thermal Conductivity	W/mK	0.56	ASTM E1461
Flammability	class	V-0	UL-94
NASA Outgassing, 125°C, ≤10 <sup>-6</sup> torr			
Total Mass Loss	%	0.02	NASA SP-R-0022A
Collected Volatiles	%	0.00	NASA SP-R-0022A
Water Vapor Recovered	%	0.01	NASA SP-R-0022A

\*Dielectric Constant may vary by test method or based on specific metal plate or composite constructions. Contact your Arlon representative with any specific questions.

Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of Arlon laminates may vary depending on the design and application.

# Sustrato Alúmina (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>)



← back

**Substrates**  
for thin film technology

Product Specification \_\_\_\_\_ Data Sheet No. RMT-SH-A-670-01-010407

## STANDARD SUBSTRATE TYPES

Substrate Type & Code	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 99,6%			Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 96%		ALN
	CoorsTek AD8 888	CoorsTek Superstrate 888	Kyocera A483	CoorsTek AD8 88R	Ceramtec R708S	Aluminum Nitride

## Dimensions and Tolerances, <sup>1)</sup>

Dimensions (L x W)	2"x2" to 4"x 4" and 3,75"x4,5" (Herman Size)					
Standard	± 1.0%					
Select	± 0.5%					
<b>As fired</b>	<b>A996</b>	<b>MRCA</b>	<b>A493</b>	<b>A96</b>	<b>R708</b>	<b>ALN</b>
<b>Thicknesses</b>	0.005" / 0.010" / 0.015" / 0.025" / 0.050"					
Standard	± 10%			± 10%		
Select	± 5%			± 7%		
<b>Camber</b>	0.002 to 0.003 <sup>1)</sup> (Inch per Inch)					
Standard	0.002"/"		0.003"/"		0.003"/"	
Select	0.002"/"				0.002"/"	
<b>Surface properties <sup>1)</sup></b>						
Roughness Ra, A-side only <sup>2)</sup>	≤ 3μ"	≤ 2μ"	≤ 3μ"	≤ 35μ"	≤ 25μ"	≤ 25μ"
Burns diameter	≤ 0.005"			0.010"		
Pits diameter	≤ 0.005"			0.010"		
Scratches depth	≤ 0.0002"			0.0007"		
Chips width	≤ 0.75% of substrate length			1% of substrate length		
Bumps, Cracks, Ridges	none			No cracks, ridges < 0.001"		none
<b>Lapped</b>	<b>A996L</b>	<b>MRCL</b>	<b>A493L</b>	<b>A96L</b>	<b>R708L</b>	<b>ALNL</b>
<b>Thicknesses</b>	0.005" to 0.050"					
Standard	± 0.002"					
Select	± 0.001"					
<b>Surface properties <sup>1)</sup></b>						
Roughness Ra <sup>2)</sup>	12μ" to 20μ"					
Microvoids	none	> 25μm		n/a		> 25μm
<b>Polished</b>	<b>A996P</b>	<b>MRCP</b>	<b>A493P</b>	<b>A96P</b>	<b>R708P</b>	<b>ALNP</b>
<b>Thicknesses</b>	0.005" to 0.050"					
Standard	± 0.0010"			± 0.0010"		
Select	± 0.0005"			n/a		
<b>Flatness &amp; Parallelism</b>						
Standard	0.0010"/"			n/a		
Select	0.0005"/"			0.0005"/"		
<b>Surface properties <sup>1)</sup></b>						
Roughness Ra <sup>2)</sup>	< 1μ"			< 2μ"		
Microvoids	none	> 20μm		n/a		> 20μm
(d=diameter in μm) 20/in <sup>2</sup>	> 10μm			> 10μm		
150/in <sup>2</sup>	> 5μm			> 5μm		

## Physical properties

Characteristic	Units	A996..	MRCA..	A493..	A96..	R708..	ALN..
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> /ALN content	Wt.%		99.6%		96%		>95
Density	g/cm <sup>3</sup>	3.88	3.88	3.85	3.75	3.78	3.30
Grain size	μm	<1.2	<1.0	<1.5	4-7	3-5	~ 5
Flexural strength	N/mm <sup>2</sup>	592	620	550	400	500	300
Thermal expansion	K <sup>-1</sup>	~ 7x10 <sup>-6</sup>			6.4x10 <sup>-6</sup>	6.8x10 <sup>-6</sup>	4.6x10 <sup>-6</sup>
Thermal conductiv.	W/mK	~ 35 (@ 25°C)			~ 25 (@ 100°C)		170 (@ 25°C)
Dielectric strength	kV/mm	~ 23			~ 20		~ 15
Volume resistivity	Ω.cm	> 10 <sup>14</sup>					
Dielectric constant	@ 1MHz	9.9			9.5		8.5-9.2
-.	@ 10GHz	9.5	9.6	9.5	n/a		n/a
Loss tangent	@ 1MHz	0.0001			0.0004		0.0004
-.	@ 10GHz	0.0002			n/a		n/a

1) On full substrates guaranteed up to 5mm from the substrate edge

1μ" = 0.025μm

2) CLA according to ANSI/ASME B46.1 (DIN 4768), guaranteed on front side (as fired) or both sides (lapped, polished), uncertainty ±0.5μ",k=2

Features not covered herein might be available on request.

This specification is subject to change without notice

Reinhardt Microtech AG    Aeilstrasse 10    7323 Wangs    Switzerland    Tel. +41 81 7200456    Fax +41 81 7200450  
Reinhardt Microtech GmbH    Woerthstrasse 85    89077 Ulm    Germany    Tel. +49 731 3925646    Fax +49 731 3927355

# Sustrato Rogers 4003C

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C™	RO4350B™				
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ (Process specification)	3.38 ± 0.05	<sup>(1)</sup> 3.48 ± 0.05	Z	–	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 <sup>(2)</sup> Clamped Stripline
<sup>(3)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$ (Recommended for use in circuit design)	3.55	3.66	Z	–	FRR/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.6 Full Sheet Resonance
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	–	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	+40	+50	Z	ppm/°C	-100°C to 250°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 <sup>10</sup>	1.2 X 10 <sup>10</sup>		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 <sup>7</sup>	5.7 X 10 <sup>7</sup>		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	26,889 (3900)	11,473 (1664)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	141 (20.4)	175 (25.4)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	14 16 35	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.1.41
Tg	>280	>280		°C DSC	A	IPC-TM-650 2.4.24
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.64	0.62		W/m²K	100°C	ASTM F433
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (psi)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

(1) Dielectric constant typical value does not apply to 0.004" (0.101mm) laminates. Dielectric constant specification value for 0.004 RO4350B material is 3.36.

(2) Clamped stripline method can potentially lower the actual dielectric constant due to presence of airgap. Dielectric constant in practice may be higher than the values listed.

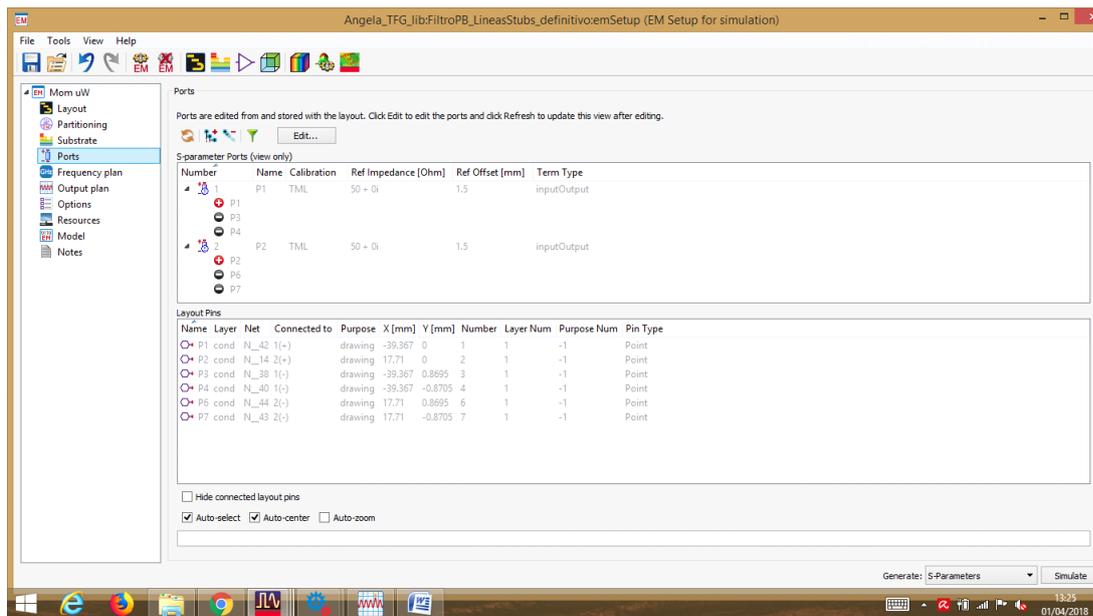
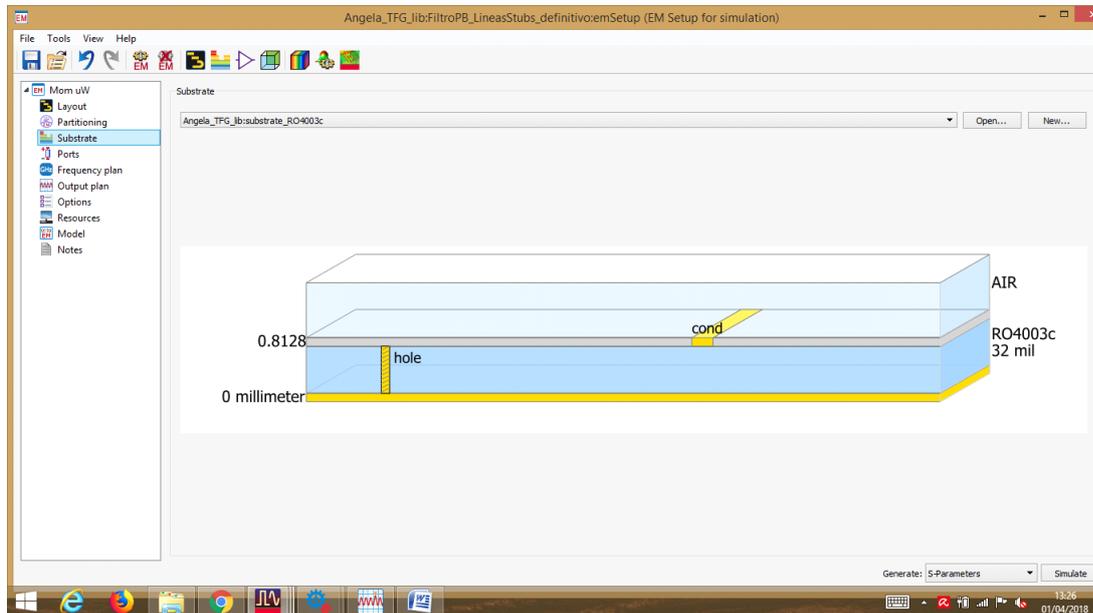
(3) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

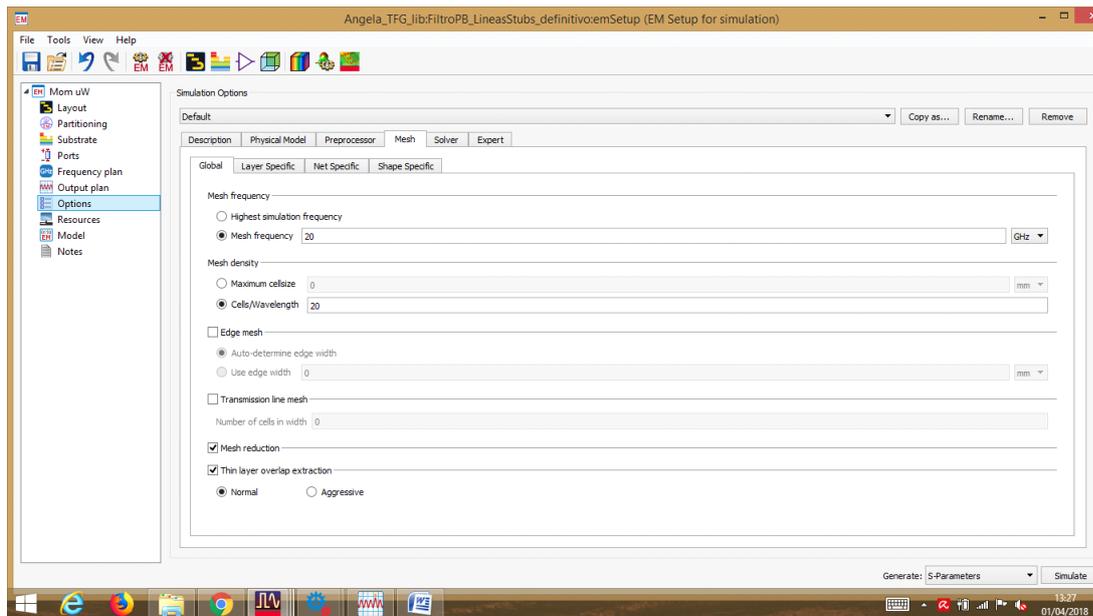
Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
<b>RO4003C:</b> 0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm), 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm) <b>RO4350B:</b> "0.004" (0.101mm), 0.0065" (0.168mm) 0.010" (0.254mm), 0.0133 (0.338mm), 0.0166 (0.422mm), 0.020" (0.508mm) 0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X 457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 24" X 36" (610 X 915 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	1/2 oz. (17µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil.
	"0.004" material is not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm).	

The information contained in this fabrication guide is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials and prepreg. It is not intended to and does not create any warranties, express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this fabrication guide will be achieved by a user for a particular purpose. The user is responsible for determining the suitability of Rogers' circuit materials and prepreg for each application.

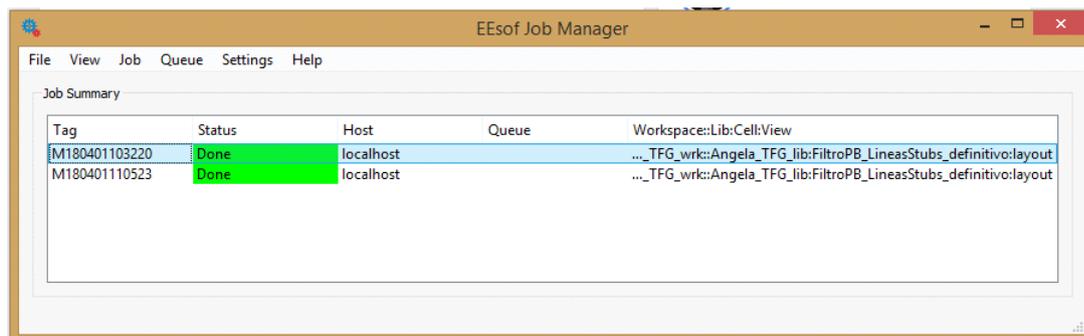
## Anexo 2: Definición del sustrato en ADS





Mesh = 20, 30 ptos, Barrido de 8 a 22 GHz

Archivos de Momentum



## Anexo 3: Conector coaxial P/N 901-10510-1 Amphenol



### High Frequency SMA End Launch Connectors 26.5 GHz with 0.010" and 0.015" diameter edge mount contacts

#### Overview

Amphenol RF high frequency SMA end launch connectors offer excellent VSWR performance up to 26.5 GHz. These connectors feature an optimized end launch design with either through-hole legs or traditional slide-on mounting legs that make them an ideal PCB connector solution for high frequency applications.

#### Features and Benefits

- Through hole and traditional edge launch options available
- Available for multiple different PCB thicknesses
- Custom solutions available for optimization to customer-specific PCB launches

#### Applications

- Cellular/Broadband Amplifiers
- Microwave Filters
- Wireless Infrastructure
- Remote Sensing and Metering
- GPS Antennas
- Radar Systems
- High Speed Routers and Switches
- Automated Test Equipment
- RFID
- Remote Sensing/Metering

#### Ordering Information



P/N 901-10510-1

#### Through Hole

Part Number	Pin Diameter	Flange	Leg Length	Leg Type
901-10510-1	0.010"	Square	0.118"	Standard
901-10510-2	0.010"	Round w/ Flats	0.093"	Standard
901-10510-3	0.010"	Round w/ Flats	0.093"	Beveled
901-10512-1	0.015"	Square	0.118"	Standard
901-10512-2	0.015"	Round w/ Flats	0.093"	Standard
901-10512-3	0.015"	Round w/ Flats	0.093"	Beveled

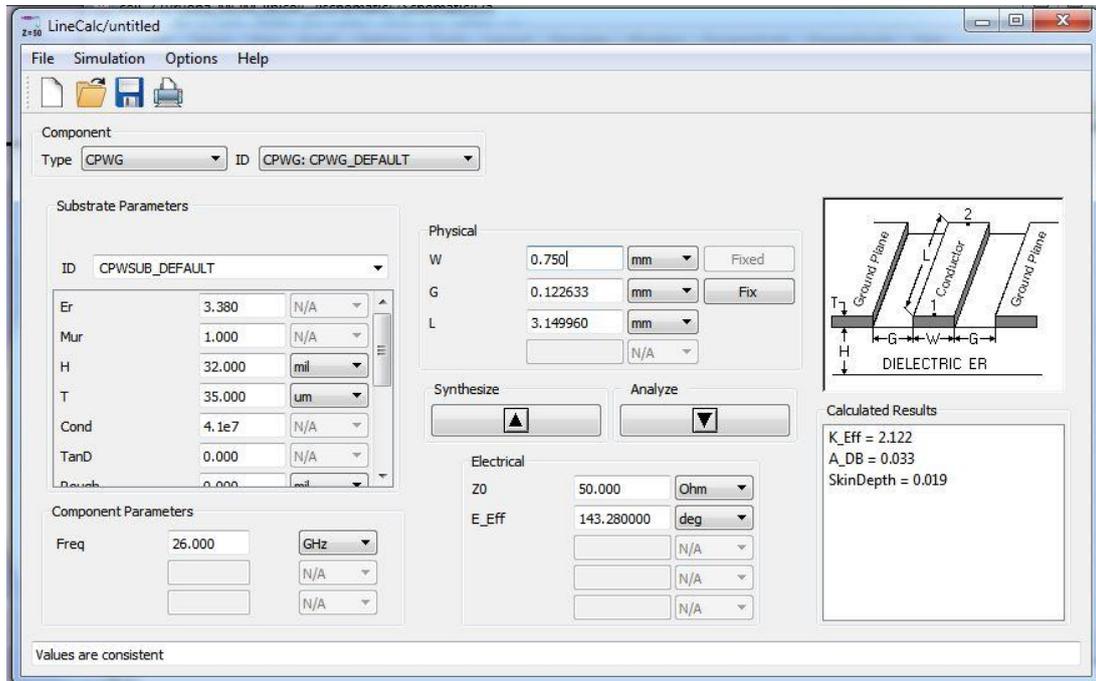


P/N 901-10511-3

#### Traditional (Slide-On)

Part Number	Pin Diameter	Flange	PCB Thickness	Leg Type
901-10511-1	0.010"	Square	0.062"	Standard
901-10511-2	0.010"	Round w/ Flats	0.062"	Standard
901-10511-3	0.010"	Round w/ Flats	0.062"	Beveled
901-10513-1	0.015"	Square	0.062"	Standard
901-10513-2	0.015"	Round w/ Flats	0.062"	Standard
901-10513-3	0.015"	Round w/ Flats	0.062"	Beveled

## Anexo 4: Diseño de la huella para el conector Amphenol



Se emplea un sustrato Rogers 4003C con ancho 32 mil, se calcula el ancho del coplanar que nos sirve para soldar el conector.

Si tenemos:

$$W = 800 \mu\text{m}$$

$$G = 110 \mu\text{m}$$

El ancho se calcula como:

$$2 * G + W = 2 * 100 + 800 = 1020 \mu\text{m}$$

Esta separación también va bien porque es menor que la separación entre masas que tiene el conector que es de 1270  $\mu\text{m}$ .