



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE GRADO

**TÍTULO DEL TFG:** Diseño de un discriminador de frecuencia reconfigurable usando un acoplador híbrido

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**AUTOR:** Mohammed Amine Infad

**DIRECTOR:** Ignacio Llamas-Garro

**FECHA:** 23/10/2016

**Título: Diseño de un discriminador de frecuencia reconfigurable usando un acoplador híbrido**

**Autor: Mohammed Amine Infad**

**Director: Ignacio Llamas-Garro**

**Fecha: 23/10/2016**

## **Resumen**

Este proyecto explica el concepto y el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable con 2 puertos, el elemento fundamental en un sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits.

El discriminador de microondas es el componente que debe realizar la función de detectar frecuencias desconocidas dentro de la banda Ka 30-40 GHz dentro del receptor.

El discriminador de microondas está formado por un desfasador de  $180^\circ$  implementado con acopladores híbridos, un divisor de potencia que actúa a la vez como combinador de potencia y una línea de referencia de longitud  $\lambda/2$ . Todos estos elementos están diseñados con líneas de transmisión coplanares y están integrados en un sustrato de vidrio.

El desfasador de  $180^\circ$  está diseñado con acopladores híbridos y líneas de transmisión a la salida de este acoplador, las cuales permitirán obtener una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre cada estado. Hay que destacar que este desfasador está diseñado con líneas de transmisión coplanares. Este componente es el elemento principal del discriminador.

El divisor de potencia también está diseñado con líneas de transmisión coplanares. Es un divisor de Wilkinson de dos etapas de derivación que, actúa también como combinador de potencia, estará conectado a la línea de referencia y al desfasador de  $180^\circ$ , los puertos de entrada y salida del discriminador serán el puerto de entrada del divisor y el puerto de salida del combinador respectivamente.

Debido a que todos los elementos están diseñados con líneas coplanares, la unión de estos elementos será más fácil para crear un componente único que sería el discriminador de microondas.

Finalmente, hay que destacar que este dispositivo diseñado con esta tecnología presentará un tamaño compacto.

## Overview

This project presents the concept and design of a reconfigurable microwave discriminator with two ports. This circuit is the core element in a reconfigurable frequency measurement system.

The microwave discriminator is the component that must perform the function of detecting unknown frequencies within the 30-40 GHz range (Ka band), targeted operational frequency of the receiver.

The microwave discriminator behaving a  $180^\circ$  phase shifter implemented with a hybrid coupler, power splitter which also as a power combiner and a  $\lambda / 2$  reference line of a length, all these elements are designed with coplanar (CPW) transmission lines on a glass substrate.

The phase shifter is designed using an hybrid coupler and switched transmission lines, which will allow obtaining a phase difference of  $180^\circ$  between each state.

The power divider/combiner is also designed with coplanar transmission lines using the well-known Wilkinson two-stage branch topology. The divider/combiner is connected to the reference line and the  $180^\circ$  phase shifter. The two signals are then combined at the output, producing two bits for frequency identification. It is noteworthy that the proposed device is designed to be implemented with micromachining and MicroElectroMechanical Systems (MEMS) technology to achieve a compact size, with negligible power consumption by using electrostatic operation to produce the two discrete states of the device.

# ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>6</b>
1.1. Resumen.....	6
1.2. Objetivos del proyecto.....	9
1.3. Organización de la memoria.....	10
1.4. Bibliografía .....	11
<b>CAPÍTULO 2. ESTUDIO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN COPLANARES (CPW)</b> .....	<b>12</b>
2.1. Introducción .....	12
2.2. Modo coplanar par .....	13
2.3. Modo coplanar impar .....	16
2.4. Bibliografía .....	17
<b>CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL DESFASADOR DE 180° USANDO ACOPLADORES HÍBRIDOS</b> .....	<b>18</b>
3.1. Diseño de acopladores híbridos con líneas de transmisión coplanares .....	18
3.1.1. Características físicas .....	23
3.1.2. Resultados de los acopladores híbridos incorporando puentes de conexión de las masas ( <i>airbridges</i> ).....	26
3.1.3. Resultados finales del híbrido .....	28
3.2. Incorporación de líneas en cortocircuito y circuito abierto para obtener un desfase de 180° .....	30
3.3. Bibliografía .....	35
<b>CAPÍTULO 4. DISEÑO DE UN CIRCUITO MEDIDOR DE FRECUENCIA DE 2 BITS.</b> .....	<b>36</b>
4.1. Divisor/Combinador de potencia .....	36
4.2. Unión del divisor/combinador de potencia con el desfasador de 180° y la línea de referencia. ....	39
4.3. Resultados finales .....	41
4.3.1. Detección de los dos bits.....	42
4.3.2. Diseño final .....	46
4.4. Bibliografía .....	47
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO</b> .....	<b>48</b>

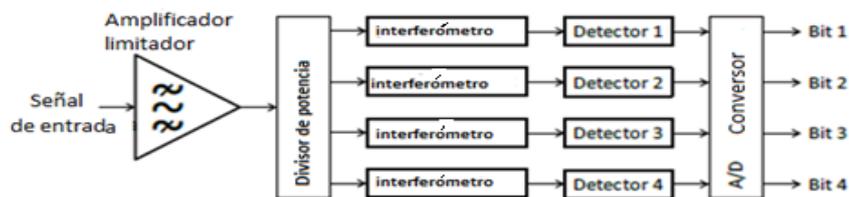
<b>5.1. Conclusión .....</b>	<b>48</b>
<b>5.2. Trabajo futuro .....</b>	<b>48</b>

# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. Resumen

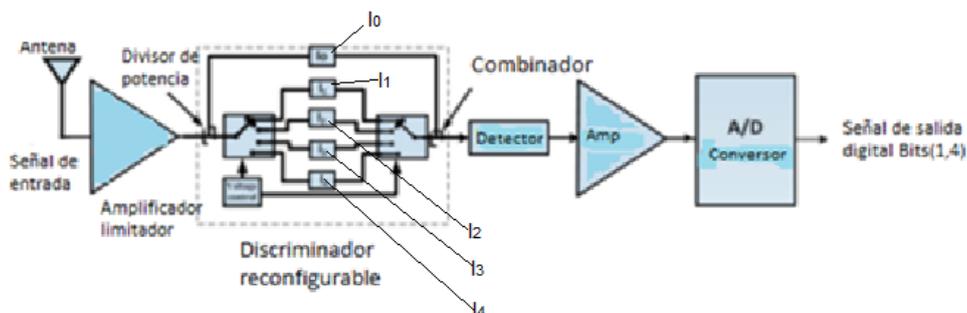
Este proyecto realiza el estudio de sistemas de identificación de frecuencias reconfigurables de 2 bits, mediante el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 puertos con tecnología coplanar.

Los diseños de medición de frecuencia reconfigurable (MFR) presentan una topología en cascada y pueden producir  $n$  bits usando sólo dos puertos y una rama reconfigurable con componentes electrónicos. Esta rama contiene un DR (Discriminador reconfigurable), un detector, un amplificador, un convertidor analógico/digital y sistemas de conmutación (Interruptores). Cabe destacar que los diseños MFR representan un diseño compacto con bajo consumo de energía y un mínimo de componentes electrónicos tal y como se indica en [1,2]. En comparación con los tradicionales circuitos de Medición Instantánea de Frecuencia (MIF). La siguiente imagen de la **Fig. 1.1** muestra un sistema MIF.



**Fig. 1.1** Arquitectura de un sistema IFM basado en interferómetros con 4 bits de salida. [2]

El diagrama de bloques de un receptor de RF reconfigurable se muestra en la imagen de la **Fig. 1.2**. El RD es escalable, lo que permite múltiples diseños con múltiples bits con sólo dos puertos y una sola rama reconfigurable.



**Fig. 1.2** Sistema de medición de frecuencia reconfigurable de  $n$  bits. [1]

La función de cada componente de un sistema medidor de frecuencia instantáneo tal y como se indica en [3], para identificar la frecuencia de una señal recibida se explicará a continuación:

El amplificador limitador incrementa la sensibilidad del sistema e intenta reducir el ruido y las perturbaciones que afectan a la señal en la banda frecuencial de trabajo. También reduce la sensibilidad de la salida del discriminador a variaciones en los niveles de señal, aumentando las posibilidades para la detección de señales.

El Discriminador de Microondas Reconfigurable (DMR) es el componente más importante de este sistema, se ocupa de la tarea de identificación de los parámetros que describen una señal de radiofrecuencia desconocida en la banda Ka, 30-40 GHz para este proyecto. Esto se logra mediante la correlación entre la señal de referencia y la señal desfasada.

El detector sirve para realizar una auto-correlación de la señal de entrada debido a su característica de no linealidad.

El amplificador se encarga de ajustar la señal de salida del detector a los niveles exigidos para la siguiente etapa de digitalización.

Por último, el convertidor analógico/digital transforma la señal analógica resultante del proceso de detección de frecuencias en señales digitales.

El componente más importante de este sistema de medición de frecuencia es el discriminador de frecuencia, debido a la tarea de identificación de los parámetros que describen una señal de radiofrecuencia que se desconoce tal y como se indica en [3]. A diferencia de un discriminador convencional o fijo, los discriminadores reconfigurables cuentan con sistemas de conmutación o interruptores controlados por voltaje. El proceso de correlación empleado por un discriminador para determinar la frecuencia de una señal recibida se describe a continuación. Un discriminador en general está formado por un divisor de potencia, una línea de referencia (L1), una línea de retardo (L2) y un combinador de potencia.

Se considera una señal de entrada sinusoidal:

$$x(t) = \text{sen}(wt) \quad (1.1)$$

El divisor de potencia divide esta señal en dos señales iguales resultando las dos siguientes señales:

$$x_1(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2} \quad (1.2)$$

(1.3)

$$x_2(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2}$$

La primera señal se propaga por la línea de referencia que tiene un retardo de  $t_0$ , la señal resultante:

(1.4)

$$s_0(t) = x_1(t-t_0)$$

Mientras que la segunda señal pasará por el desfasador de  $180^\circ$  con retardos  $t_1$  y  $t_2$ , con el sistema de conmutación se podrán seleccionar los dos estados de operación del desfasador en periodos determinados y en combinación con la línea de referencia con retardo  $t_0$  proporcionan la señal combinada  $s_{01}$  y  $s_{02}$  que se describen en las siguientes ecuaciones:

(1.5)

$$s_{01}(t_1) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(t_0 - t_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(t_1 - t_0)}{2}\right)$$

(1.6)

$$s_{02}(t_2) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(t_0 - t_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(t_2 - t_0)}{2}\right)$$

En general, para un sistema reconfigurable de n-bits se puede reescribir la ecuación:

(1.7)

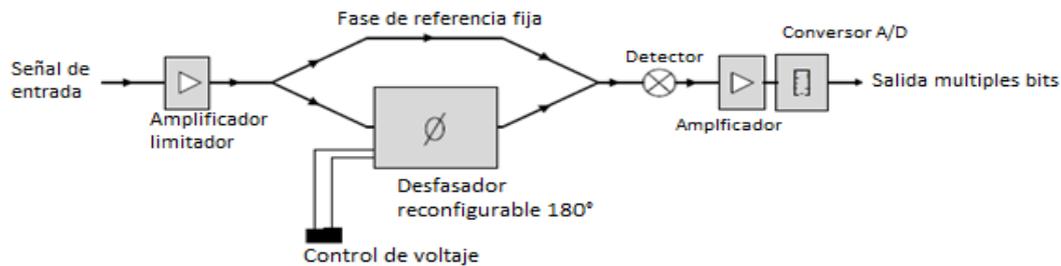
$$s_{0n+1}(t_n) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(t_0 - t_{n+1})}{2}\right) \cos\left(\frac{w(t_{n+1} - t_0)}{2}\right)$$

Con  $n= 1, 2, 3, \dots$

Por lo tanto, a partir del número de líneas de retardo del discriminador se podrá determinar el número de bits de identificación del sistema de medición de frecuencia.

La señal  $S_{01}$  proporciona el bit 1 utilizado para identificación, mientras que la señal  $S_{02}$  determina el bit 2 de identificación.

En la **Fig. 1.3** se muestran los componentes de un discriminador de microondas con el desfasador.



**Fig. 1.3** Componentes que forman un discriminador de microondas Reconfigurable de 2 bits. [3]

## 1.2. Objetivos del proyecto

Tal y como se ha mencionado en el apartado anterior, el discriminador de microondas es el elemento principal en un sistema de medición de frecuencias reconfigurable MFR. El objetivo de este proyecto es diseñar un discriminador en la banda 30-40 GHz. Hay varios estudios ya hechos y diseños implementados. Un ejemplo muy parecido es el que se estudia en [4], ha sido simulado, fabricado y probado, se trata de un MFR que opera de 1 a 4 GHz. El dispositivo puede identificar una señal desconocida mediante la identificación de cuatro sub bandas definidas por una conmutación de circuitos. El diseño de 2 bits está formado por la conmutación entre dos ramas, donde cada rama corresponde a un bit. El circuito se ha realizado mediante diodos PIN y otros componentes integrados en el mismo sustrato dieléctrico en tecnología *microstrip*. Los resultados simulados y medidos coinciden con lo esperado.

También hay un diseño ya estudiado y realizado en [2] pero en este caso es de 4 bits operando de 1-4 GHz también implementado con líneas *microstrip* y diodos que actúan como conmutadores, consiguiendo resultados muy buenos.

El discriminador de microondas que se realiza en este proyecto está compuesto por una serie de componentes que estarán integrados sobre un sustrato de vidrio, tendrá acopladores híbridos hechos con líneas de transmisión coplanares y conectados en sus puertos de salida a dos líneas de transmisión coplanares en Circuito Abierto (CA) y Circuito Cerrado (CC) para generar el desfase de  $180^\circ$ , esto sería el desfasador. También se utiliza un divisor de potencia diseñado con líneas de transmisión coplanares y una línea de referencia coplanar de longitud  $\lambda/2$ .

La simulación de este diseño se realiza mediante el software Advanced Design System (ADS versión 2011) usando la plataforma *EM Simulation* en la banda de 30-40 GHz.

El primer objetivo del proyecto será el diseño de los acopladores híbridos con líneas de transmisión coplanares. Para ello, primero hay que estudiar el funcionamiento de las líneas de transmisión coplanares y también las

impedancias de las líneas del acoplador híbrido para obtener unas pérdidas por reflexión y pérdidas de inserción correctas en la banda de trabajo. Lo siguiente será incorporar dos líneas de transmisión coplanares a la salida de los acopladores híbridos en corto circuito y circuito abierto de longitud  $\lambda$  aproximadamente y ajustarlas para medir el desfase de  $180^\circ$  a la frecuencia central de la banda de trabajo, 35 GHz.

La fase final de este proyecto será incorporar la línea de referencia de  $\lambda/2$  y el divisor de potencia al acoplador híbrido para tener el discriminador de microondas montado e intentar ajustarlo para obtener la identificación de cualquier señal desconocida en la banda de operación del diseño sin la necesidad de una exploración o barrido en frecuencia.

### 1.3. Organización de la memoria

La memoria de este proyecto se organiza en 5 capítulos, a continuación se hace un breve resumen de cada uno.

El primer capítulo está dedicado a explicar los sistemas utilizados para detectar señales desconocidas sin hacer un barrido frecuencial, el MFR e MFI y destacar la importancia de los discriminadores de microondas que es el componente esencial para el funcionamiento correcto de estos sistemas, también se explica el objetivo de este proyecto y las diferentes fases del diseño del discriminador.

En el segundo capítulo se realiza una descripción general de las líneas de transmisión coplanares y sus dos modos de propagación, par e impar, también se definen los parámetros característicos principales de estas líneas.

En el tercer capítulo se detalla el diseño de los acopladores híbridos con el substrato de vidrio utilizado y las diferentes capas mediante la tecnología coplanar utilizando el software ADS. Este capítulo también destaca la importancia de la incorporación de los puentes (*air bridges*) a los acopladores híbridos. Por último en el tercer capítulo se explica la incorporación de las líneas de transmisión en circuito cerrado (CC) y circuito abierto (CA) de longitud  $\lambda$  aproximadamente para lograr el desfase de  $180^\circ$ .

En el cuarto capítulo se presenta el diseño final del discriminador de microondas con sus elementos, se hace una descripción del divisor de potencia también diseñado con el software ADS y realizado con líneas de transmisión coplanares, se comprueban los resultados para ver que concuerdan con lo esperado. Se hará la unión de los divisores de potencia con el acoplador híbrido y la línea de referencia, se estudian los resultados obtenidos para los dos estados del discriminador y así poder generar los dos bits que es el objetivo final.

En el quinto y último capítulo se expondrán unas conclusiones y se hace un resumen de trabajos futuros relacionados con el diseño implementado en este proyecto.

---

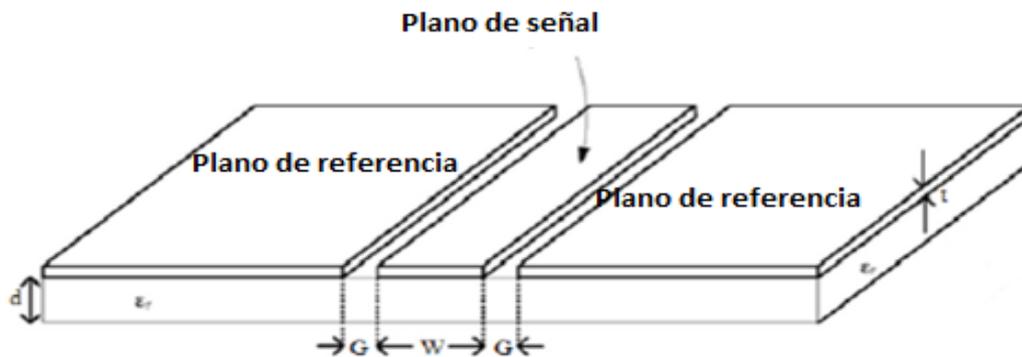
## 1.4. Bibliografía

- [1] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I., Melo, M. T. y Jung-Mu Kim., “Four-bit reconfigurable discriminator for frequency identification receivers: A Building block approach”, *Radio Sci.*, 51, 826-835 (2016).
- [2] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I. y Machado, G. G., “Compact coplanar interferometer for a 5-6 GHz IFM system”, *International journal of applied electromagnetics and mechanics*, 45, 235-240 (2014).
- [3] Espinosa-Espinosa, “Dispositivos de medición de Frecuencia Reconfigurables”, *Tesis doctoral*, Centre tecnològic de Catalunya y la Universitat politècnica de Catalunya, Barcelona, España 2015.
- [4] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I. y Melo, M. T., “2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device”, *IEEE.*, Vol.24, NO.8, 569-571, August 2014.
- [5] Yongsung Kim, Llamas-Garro, I., Chang-Wook Baek, Jong-Man Kim y Yong-Kweon Kim, “New release technique of a thick sacrificial layer and residue effects on novel half-coaxial transmission line filters”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, April 2009.

## CAPÍTULO 2. ESTUDIO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN COPLANARES (CPW)

### 2.1. Introducción

La línea de transmisión CPW es una guía de ondas que está formada por dos ranuras, que dividen la metalización del sustrato dieléctrico sobre el que se fabrica tal y como se indica en [1]. De modo que se tendrán tres zonas metalizadas sobre la misma cara del sustrato, una tira central conductora y dos semiplanos conductores de masa que son los dos lados exteriores. En la siguiente imagen de la **Fig. 2.1** se puede ver una línea de transmisión coplanar CPW:



**Fig. 2.1** Línea de transmisión coplanar (CPW). [5]

En las líneas *microstrip* los contactos a masa de los componentes que añadimos externamente se deben realizar a través del sustrato dieléctrico, que se debe perforar. En algunos sustratos duros, como por ejemplo los de tipo cerámico o de cuarzo, implicaría un proceso de fabricación complejo para poder perforar el sustrato.

Una de las ventajas de las líneas coplanares para realizar conexiones a masa es solucionar parte del problema que tienen las líneas *microstrip*.

Tal y como se explica en [2], se puede calcular la impedancia característica de una línea de transmisión coplanar mediante la siguiente expresión:

(2.1)

$$Z_0 = \left( \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_f}} \right) \times \left( \frac{K'(x)}{K(x)} \right)$$

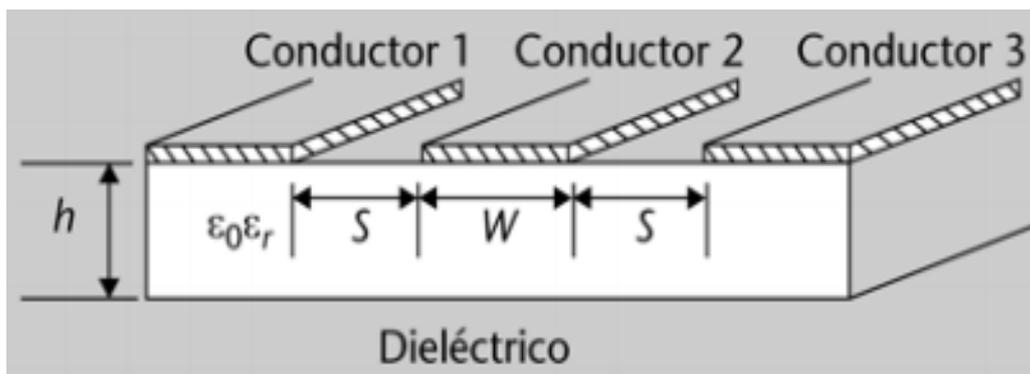
Donde  $x$  tiene el siguiente valor:

$$x = \frac{W}{(W + 2s)} \quad (2.2)$$

El valor de la constante dieléctrica  $\epsilon_{ref}$  se puede calcular de la siguiente manera:

$$\epsilon_{ref} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) \times \left[\tanh\left(0.775 \ln\left(\frac{h}{s}\right) + 1.75\right) + \left(\frac{xS}{h}\right)[0.04 - 0.7x + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + x)]\right] \quad (2.3)$$

En la imagen de la **Fig. 2.2** se muestra una línea de transmisión coplanar con los parámetros usados en las fórmulas anteriores:



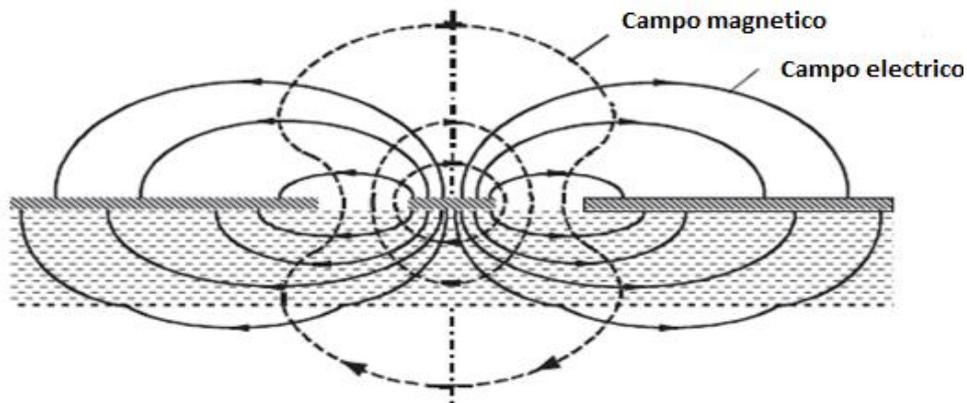
**Fig. 2.2** Línea de transmisión coplanar con los parámetros característicos. [2]

En los dos siguientes apartados analizaremos los parámetros característicos de las líneas CPW al excitarlas con el modo par, también conocido como modo Quasi-TEM y el modo impar conocido como modo No-TEM.

## 2.2. Modo coplanar par

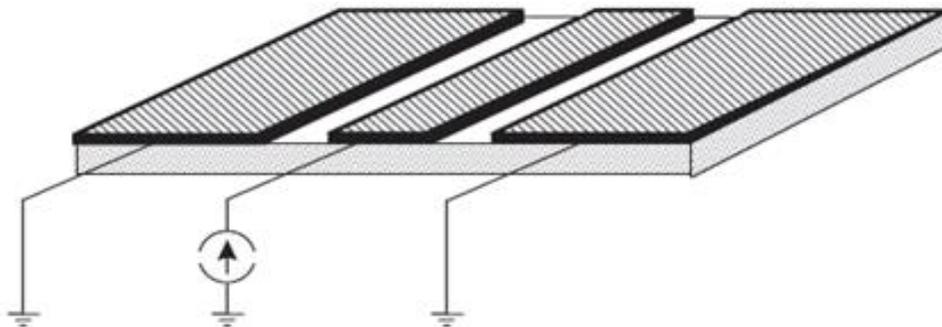
El modo coplanar par es el conocido como modo Quasi-TEM. Se caracteriza por una dispersión muy baja y tanto la impedancia  $Z_0$ , como la velocidad de propagación  $V_p$ , deben presentar poca dependencia con la frecuencia. Este modo se utiliza normalmente para el diseño de circuitos de banda ancha; en este proyecto es el modo que se aplicará para diseñar el discriminador de microondas. Tal y como está descrito en [3] las líneas de campo eléctrico comienzan (o acaban) en el conductor central y terminan (o empiezan) en uno de los conductores conectados a masa. Las líneas del campo magnético

encierran el conductor central, en la figura **Fig. 2.3** se ve con más detalle el comportamiento del campo eléctrico y magnético en el modo par.



**Fig. 2.3** Distribución del Campo magnético y eléctrico en el modo coplanar par. [3]

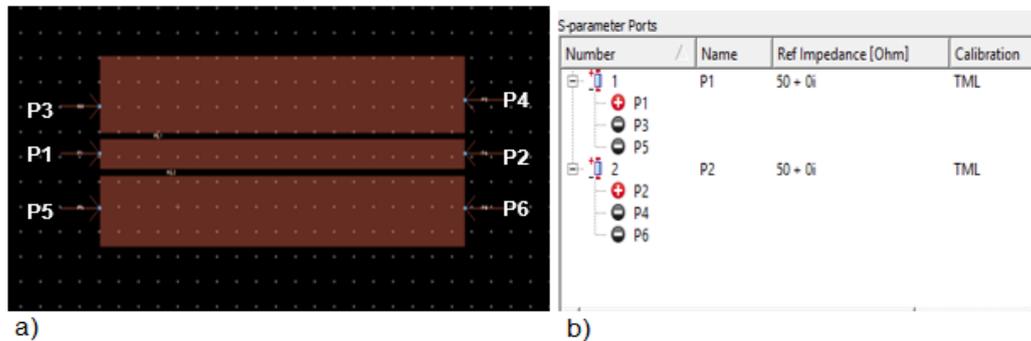
La excitación en el modo par se muestra en la **Fig. 2.4**



**Fig. 2.4** Excitación del modo par en una línea de transmisión coplanar. [3]

Hay que tener en cuenta que a la hora de diseñar un circuito la línea coplanar en la herramienta Advanced Design System (ADS), una vez se define el sustrato se dibuja el *layout* de la CPW, se coloca un puerto en cada extremo de la línea, en este caso son necesarios dos puertos en configuración GSG (ground-signal-ground) para excitar el modo coplanar par, es decir, se usa un puerto signal conectado al conductor central y dos puertos ground reference conectados a cada uno de los planos de masa.

En la siguiente imagen **Fig. 2.5** se muestra un ejemplo en Advanced Design System (ADS versión 2011) de una línea de transmisión coplanar en modo par con la configuración de los puertos.

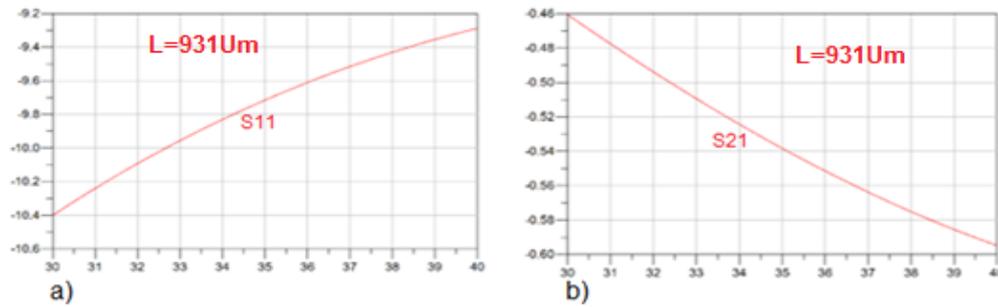


**Fig. 2.5** Modo par en una línea de transmisión CPW en ADS.  
(a) Dibujo sobre el layout, (b) Configuración de los puertos en el modo par.

Tal y como se indicó al principio de este capítulo, el modo par es el que se usa comúnmente en las aplicaciones de diseño de circuitos. En la siguiente figura **Fig. 2.6** se muestran las capas utilizadas para simular este ejemplo de línea de transmisión coplanar; el sustrato es vidrio con un espesor de 500  $\mu\text{m}$ , una permitividad  $\epsilon_r=4,83$  y tangente de pérdidas  $\tan\delta=0.0015$ , el conductor es el oro AU de anchura 3  $\mu\text{m}$  con conductividad  $4,1e7$  siemens/m. Las pérdidas por reflexión y las pérdidas por transmisión se muestran en la figura **Fig. 2.7**



**Fig. 2.6** Capas utilizadas en la simulación de la CPW con sustrato de vidrio y el oro como conductor.



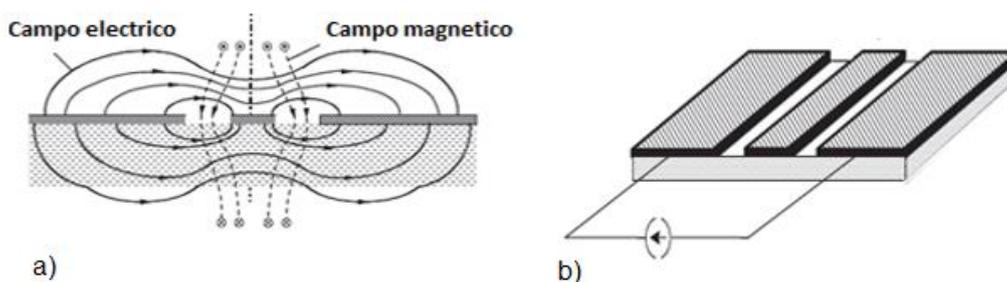
**Fig. 2.7** Resultados tras la simulación de la línea CPW de longitud  $L=931 \mu\text{m}$ .  
(a) Pérdidas por reflexión, (b) Pérdidas de inserción.

La banda de trabajo de este proyecto será de 30-40 GHz y como se ve en las gráficas presenta poca reflexión y tiene pocas pérdidas.

### 2.3. Modo coplanar impar

Se trata de un modo No-Tem, y por lo tanto debería presentar un comportamiento dispersivo, de modo que ni la impedancia característica  $Z_0$  ni la velocidad de propagación  $V_p$  sean constantes con la frecuencia tal y como se explica en [1].

Las líneas del campo eléctrico empiezan en un plano de masa y terminan en el otro plano de masa, lo que significa que los potenciales de los dos planos de masa tienen signos opuestos [3]. Además, se puede observar que no todas las líneas del campo eléctrico tocan el conductor central, se ve el comportamiento de las líneas de campo eléctrico y campo magnético en la **Fig. 2.8**, incluyendo el modo de excitación.



**Fig. 2.8** Modo coplanar impar.  
(a) Campo eléctrico y magnético, (b) Excitación del modo impar. [3]

Esta configuración permite que el conductor central no transporte corriente y en cambio en los planos de masa circulen corrientes longitudinales en sentido opuesto. De esta forma el conductor central es transparente a la propagación de la señal en el modo impar.

Se ha mencionado en el apartado anterior que el modo coplanar par es el que se utiliza comúnmente. Sin embargo, el modo impar se considera tradicionalmente no deseado por el comportamiento dispersivo, en este proyecto se utilizara el modo par.

## 2.4. Bibliografía

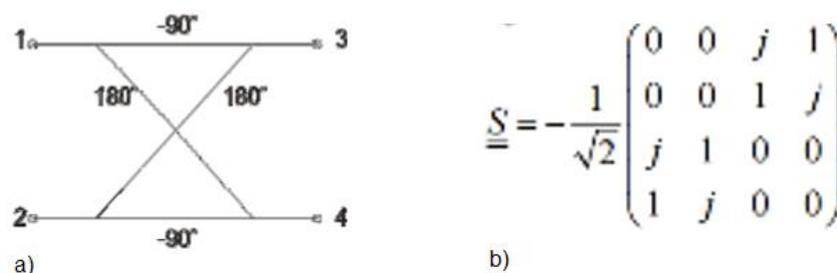
- [1] Abad, G. F., “Estudio de Líneas uniplanares”, Cap. 2 en *Diseño, fabricación y caracterización de una red configurable de alimentación de antenas tipo slotline*, proyecto fin de carrera, pp. 13-26, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, 2001.
- [2] Xirgu, A. X., “Tipos de Líneas de transmisión”, Cap. 6 *Líneas de transmisión, Física\_II*, pp. 89-100, Universitat Oberta de Catalunya, Barcelona, 2006.
- [3] Wolff, I., *Coplanar microwave integrated*, John Willey & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, (2006).
- [4] Polo, S. L. J., Bastidas, R. J. M., “Lineas de transmision: su utilizacion en la interpretación de las medidas de impedancia en los estudios de corrosión”, *Revista metalúrgica.*, 357–365 (2000).
- [5] Aytouna, F., Aghoutane, M., Zbitou, J., Latrach, M. “A novel CPW BandPass filter integrating periodic rectangular slot cells”, *Journal of engineering science and technology review.*, 8 (4), 131-134 (2015).
- [6] Simons, N., R., *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*, John Willey & Sons, Inc., New York, NY (2001).

## CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL DESFASADOR DE 180° USANDO ACOPLADORES HÍBRIDOS

### 3.1. Diseño de acopladores híbridos con líneas de transmisión coplanares

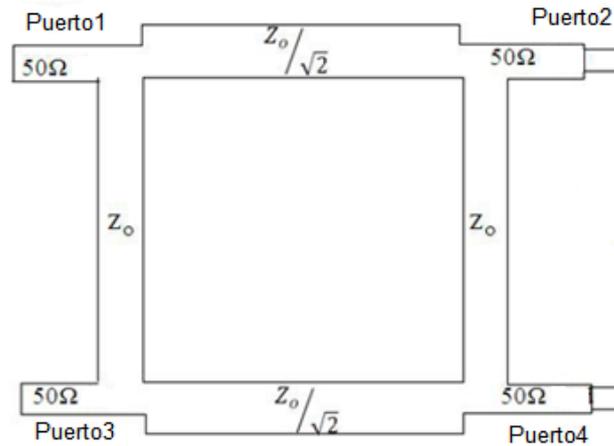
Para diseñar el desfasador de 180°, lo primero que hay que implementar son acopladores híbridos y comprobar el correcto funcionamiento en la banda de trabajo 30-40 GHz. Estos acopladores híbridos se diseñarán mediante líneas de transmisión coplanares en el sustrato de vidrio y el material conductor será el oro.

Una implementación práctica de acopladores direccionales con tecnología planar es la que se indica en la siguiente imagen, **Fig. 3.1**



**Fig. 3.1** Implementación práctica de un acoplador híbrido. Tecnología planar.  
(a) Implementación rectangular del híbrido, (b) Matriz de parámetros S. [1]

En este proyecto para diseñar el acoplador híbrido se va a seguir una implementación rectangular tal y como se verá más adelante. Las impedancias y las longitudes eléctricas del acoplador híbrido serán los parámetros de diseño. La impedancia de las líneas principales es  $Z_0/\sqrt{2}$  y la de las líneas de derivación (laterales) es  $Z_0$ . La longitud eléctrica de todas las líneas del acoplador es de 90°, o sea que se tendrán unas longitudes de línea en términos de longitud de onda de  $\lambda/4$ . En la siguiente figura **Fig. 3.2** se muestra un híbrido con las impedancias de cada línea.



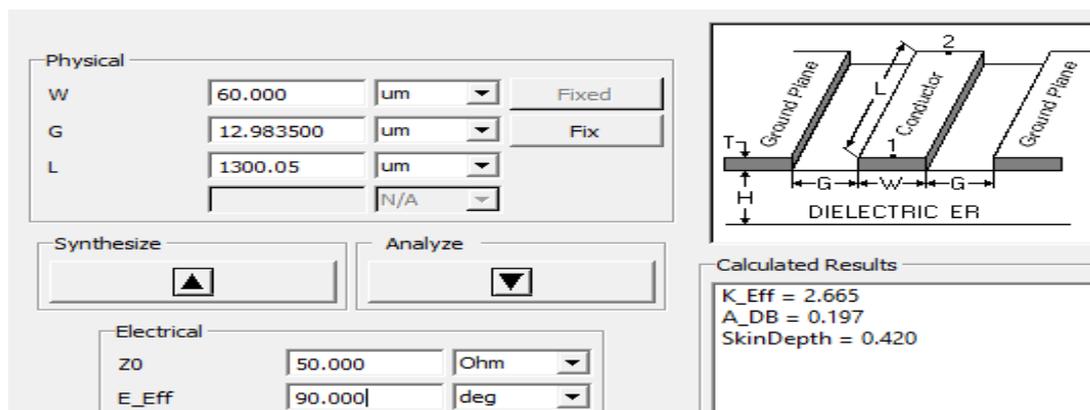
**Fig. 3.2** Implementación del híbrido con las impedancias de las líneas. Fuente [2]

Hay que tener en cuenta que en este proyecto la impedancia característica del diseño será de  $Z_0=50\ \Omega$  y con líneas de transmisión coplanares. El modelado del circuito se realiza mediante el software Advanced Design System (ADS) con la herramienta de simulación *EM Momentum*. También hay que destacar que el diseño es compacto y de dimensiones muy pequeñas.

En primer lugar, utilizando la herramienta *Line Calc* del ADS se obtendrán unas longitudes aproximadas de las líneas del acoplador híbrido. Teniendo en cuenta los datos del sustrato de vidrio: permitividad  $\epsilon_r=4,83$ , tangente de pérdidas  $\tan\delta=0,0015$  a la frecuencia central de 35 GHz.

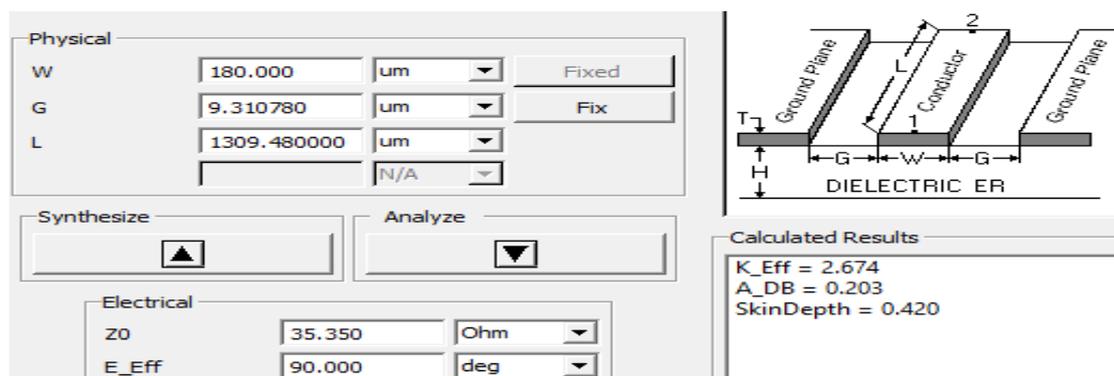
Otro de los parámetros importantes de las líneas coplanares es el *gap* (G): la separación que hay entre el conductor central y los conductores de masa. La ventaja que ofrecen estas líneas es que para una impedancia dada, se puede fijar la anchura de la línea y así calcular el *gap* que se corresponde con esta anchura y la longitud eléctrica, o al revés, se puede fijar un valor del *gap* y así calcular la anchura de la línea que se corresponde con esta separación y la longitud eléctrica.

Para el acoplador híbrido de este proyecto, inicialmente hay un compromiso de que las líneas de entrada y salida tengan un mínimo de anchura de  $60\ \mu\text{m}$  ya que en un futuro está previsto que se fabrique y se mida el diseño, y por lo tanto el dispositivo medidor consiste en una sonda de  $150\ \mu\text{m}$  de *pitch*. Las líneas de derivación (laterales) serán también de  $60\ \mu\text{m}$ , sabiendo que la impedancia es de  $50\ \Omega$ , la herramienta *Line Calc* calcula las longitudes y el *gap* que se corresponden con esta impedancia y la longitud eléctrica de  $90^\circ$ . En la siguiente imagen de la **Fig. 3.3** se muestran los resultados.



**Fig. 3.3** Resultados del *Line Calc* para las líneas de 50Ω.

Como se observa en la **Fig. 3.3** al fijar el valor de la anchura de las líneas se pueden calcular la longitud y la separación *gap* (G) correspondientes a la impedancia de 50 Ω,  $L_2=1300,05 \mu\text{m}$  y  $G_2=12,98 \mu\text{m}$  (ver **Fig. 3.5**). Lo mismo se ha hecho para las líneas principales del acoplador híbrido. Para este caso, se ha fijado una anchura de las líneas  $W=180 \mu\text{m}$  y sabiendo que la impedancia es  $Z_0/\sqrt{2} = 35,35 \Omega$ , en la imagen **Fig. 3.4** se muestran los resultados obtenidos.



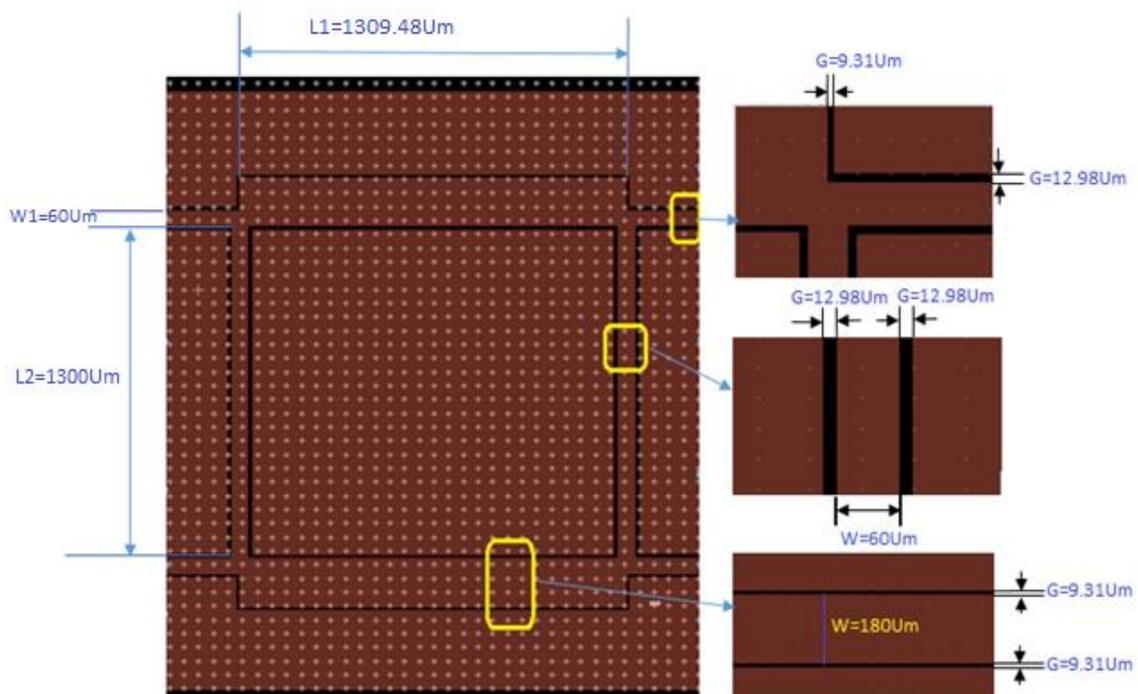
**Fig. 3.4** Resultados del *Line Calc* para las líneas de 35,35Ω.

Tal y como se ve en **Fig. 3.4** la longitud de las líneas principales del acoplador son de  $L_1= 1309,48 \mu\text{m}$  y la separación con los conductores de masa es de  $G_2= 9,31 \mu\text{m}$  (ver **Fig. 3.5**). En la siguiente **Tabla 3.1** se resumen las longitudes de las líneas, las impedancias características y las longitudes eléctricas, cabe destacar que el *gap* para que sea fabricable no tiene que ser menor de 5 μm.

**Tabla 3.1.** Datos de las líneas del híbrido

Descripción de la línea	Impedancia característica de la línea en $\Omega$	Longitud eléctrica de la línea en $^\circ$	Longitud de la línea $\mu\text{m}$	Anchura de la línea en $\mu\text{m}$
Líneas principales	35,35	90	1309,48	180
Líneas de derivación (laterales)	50	90	1300	60
Líneas de entrada y salida	50	90	253	60

Después de obtener estos resultados se procederá a implementar un primer diseño del híbrido con líneas coplanares sobre el *Layout*. En la figura **Fig. 3.5** se muestra el prototipo.

**Fig. 3.5** Acoplador híbrido implementado con líneas coplanares.

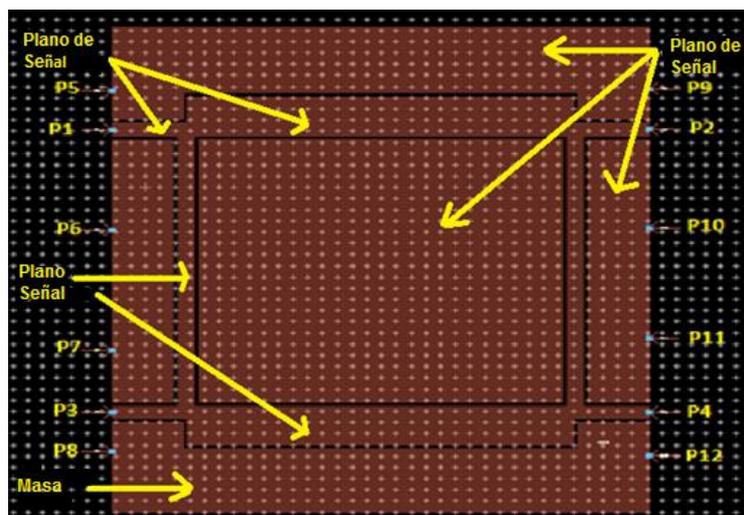
Se deben definir las capas para simular el diseño; la siguiente imagen **Fig. 3.6** muestra la configuración.



**Fig. 3.6** Configuración de capas para la simulación del híbrido.

Tal y como se ha mencionado antes, el sustrato es de vidrio con un espesor de  $500\ \mu\text{m}$  y el material conductor es el oro con un espesor de  $3\ \mu\text{m}$ . La siguiente capa obviamente será el aire.

Por último, se configuran los puertos para que tengamos un funcionamiento correcto del acoplador híbrido. Hay que tener en cuenta tendremos un conductor de masa compartido por las dos líneas de entrada y salida, teniendo en cuenta que se utiliza la configuración GSG (ground-signal-ground). En la **Fig. 3.7** se muestra el híbrido con los puertos puestos.



**Fig. 3.7** Acoplador híbrido con la incorporación de los puertos.

Los puertos P6 y P7 están en el mismo conductor que será de masa; por lo tanto serán negativos (masa). Lo mismo ocurre con los puertos P10 y P11. Los puertos P1, P2, P3 y P4 serán los positivos. En la siguiente **Fig. 3.7** se muestra la configuración de los puertos.

Number	Name	Ref Impedance [Ohm]	Calibration	Ref Offset [um]
1	P1	50 + 0i	TML	0
	P5			
	P6			
2	P2	50 + 0i	TML	0
	P9			
	P10			
3	P3	50 + 0i	TML	0
	P7			
	P8			
4	P4	50 + 0i	TML	0
	P11			
	P12			

**Fig. 3.8** Configuración GSG (ground-signal-ground) de los 4 puertos del acoplador híbrido.

Teniendo todas estas configuraciones preparadas, en las siguientes secciones se mostrarán y explicarán los resultados de las simulaciones del acoplador y cómo se ha optimizado para conseguir el funcionamiento deseado en la banda de frecuencia de 30-40 GHz.

### 3.1.1. Características físicas

Para llegar al diseño final del acoplador híbrido, se ha tenido en cuenta cómo afectan las longitudes  $L1$  y  $L2$  (ver **Fig. 3.5**) de las líneas principales y líneas de derivación (laterales) para llegar a un resultado correcto con poca reflexión.

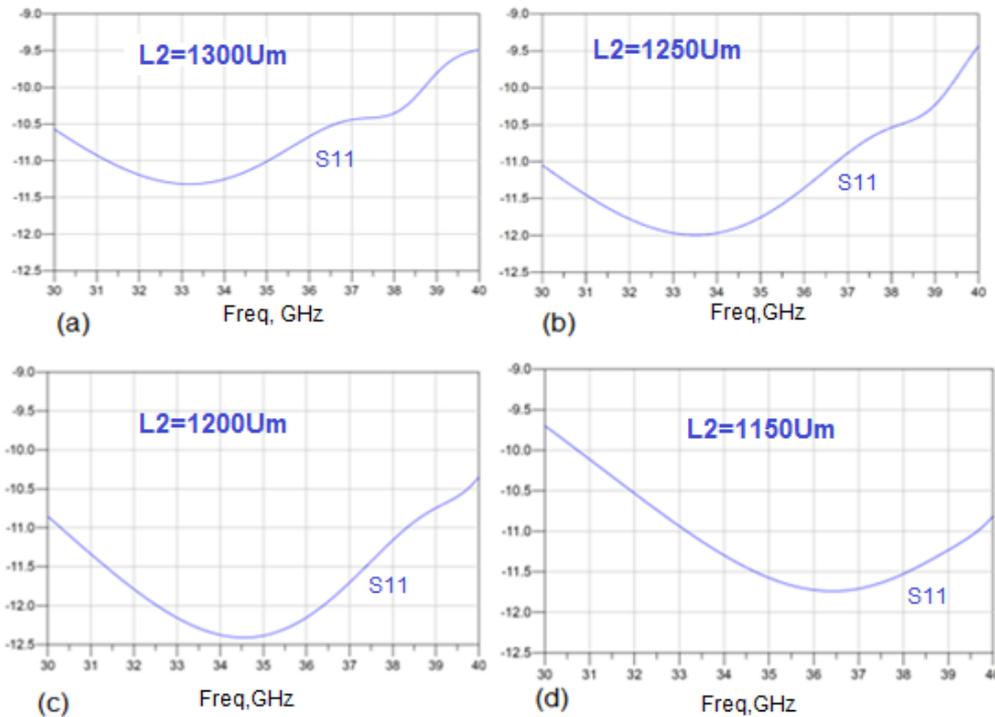
En la **Tabla 3.2**, se muestra cómo al modificar la longitud  $L2$  de las líneas principales y dejando fija la longitud  $L1$  de derivación, va cambiando el valor del parámetro  $S11$ .

**Tabla 3.2.** Cómo afecta la longitud  $L2$  a la frecuencia central 35 GHz.

Longitud $L1$ ( $\mu\text{m}$ )	Longitud $L2$ ( $\mu\text{m}$ )	$S11$ (dB)
1309.5	1300	-11
1309.5	1250	-11.47
1309.5	1200	-12.36
1309.5	1150	-11.57

Se observa que a medida que disminuye la longitud  $L2$  se obtienen mejores valores del parámetro  $S11$  hasta llegar a la longitud de  $L2=1150 \mu\text{m}$ , de modo que el mejor valor obtenido es de -12,35 dB a la longitud  $L2=1200 \mu\text{m}$ . En las siguientes gráficas **Figs. 3.9 (a) (b) (c) (d)** se observa que las pérdidas por

reflexión se van desplazando a frecuencias altas a medida que se va disminuyendo la longitud L2.



**Fig. 3.9** Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) al variar la longitud L2.

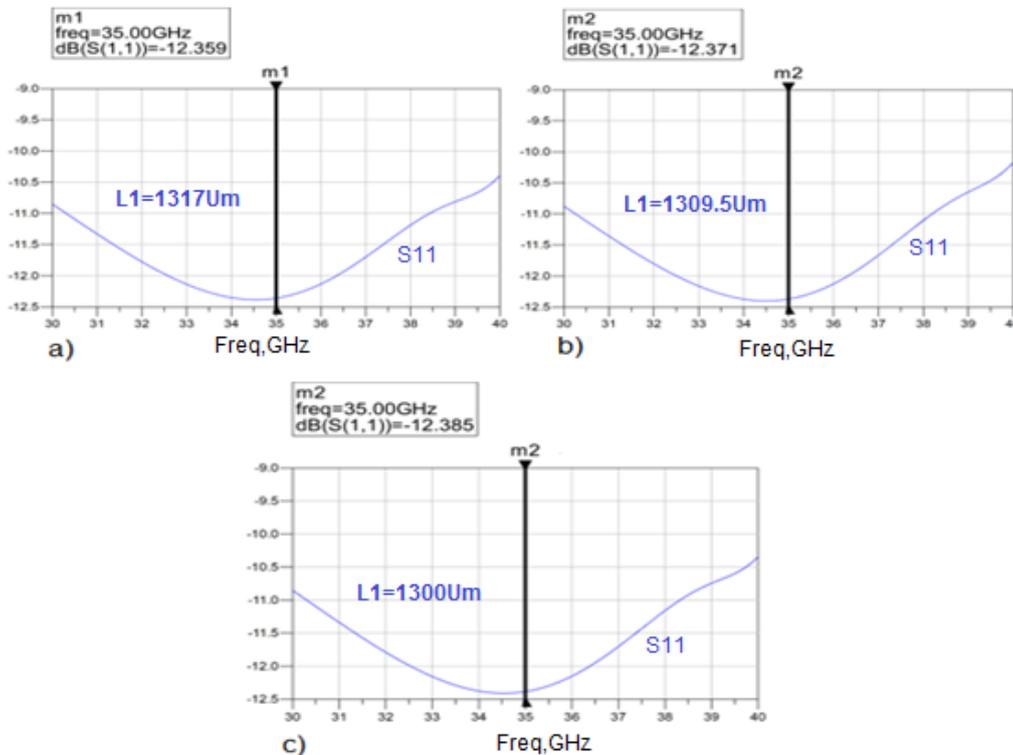
(a) Longitud inicial de 1300 $\mu\text{m}$ , (b) Longitud de 1250 $\mu\text{m}$ , (c) Longitud de 1200 $\mu\text{m}$ , (d) Longitud de 1150  $\mu\text{m}$

Manteniendo el valor de  $L_2=1200 \mu\text{m}$  ya que el  $S_{11}$  sale más centrado y con el mejor valor de -12,36 dB, se fijó esta longitud y se observó cómo modifica la respuesta del circuito la variación de la longitud  $L_1$  de las líneas de derivación del acoplador híbrido, en la **Tabla 3.3** se muestran los valores de las pérdidas por reflexión.

**Tabla 3.3.** Cómo afecta la longitud de las líneas de derivación  $L_1$  a  $f=35 \text{ GHz}$

Longitud $L_1$ ( $\mu\text{m}$ )	Longitud $L_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$S_{11}$ (dB)
1317	1200	-12.359
1312	1200	-12.36
1309.5	1200	-12.37
1300	1200	-12.385
1290	1200	-12.1

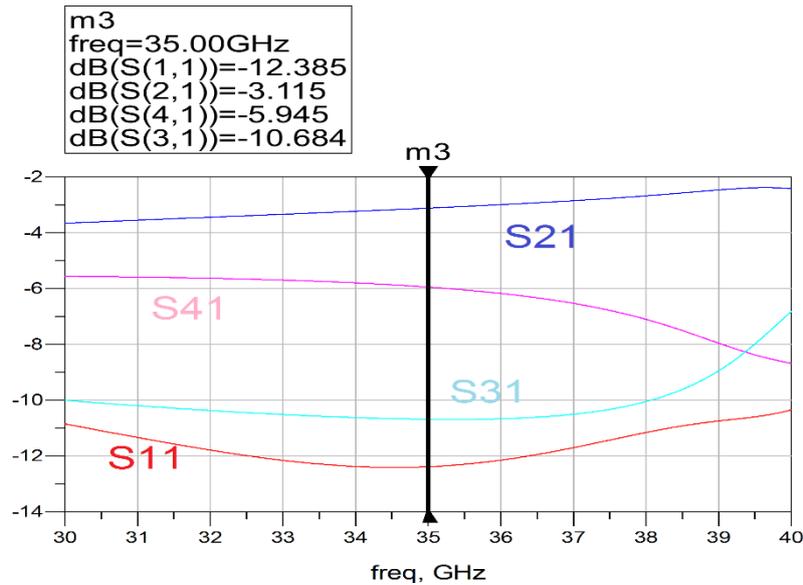
Se observa que en el rango de longitudes de 1317-1300  $\mu\text{m}$  a medida que se va bajando la longitud  $L_1$  de las líneas de derivación mejora el parámetro  $S_{11}$  hasta llegar a un valor de -12.385 dB. En las siguientes gráficas **Fig. 3.10** se observa cómo cambia el parámetro  $S_{11}$ .



**Fig. 3.10** Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) al variar la longitud  $L_1$ .

(a) Longitud inicial de 1317 $\mu\text{m}$ , (b) Longitud de 1309.5 $\mu\text{m}$ , (c) Longitud de 1300 $\mu\text{m}$ .

A partir de estas modificaciones el mejor valor obtenido para el coeficiente de reflexión es de -12,385 dB a la longitud  $L_1=1300 \mu\text{m}$ , y por lo tanto se ha obtenido un primer prototipo del acoplador híbrido con  $L_1=1300 \mu\text{m}$  y  $L_2=1200 \mu\text{m}$ . En la siguiente **Fig. 3.11** se puede ver cómo quedarían las pérdidas por reflexión y las pérdidas de inserción de este prototipo, los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{41}$  y  $S_{31}$ .



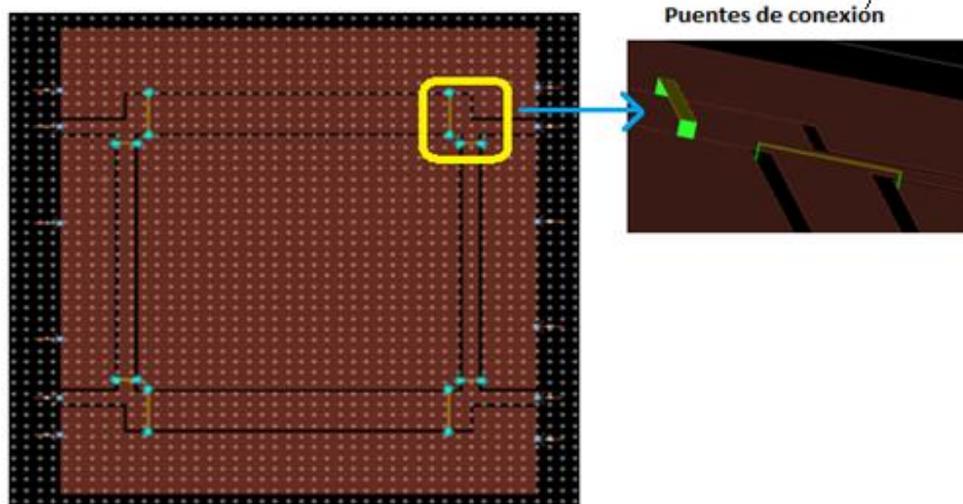
**Fig. 3.11** Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ), pérdidas de inserción ( $S_{21}$ ), acoplamiento ( $S_{41}$ ) y desacoplamiento ( $S_{31}$ ).

En toda la banda frecuencial se observa que el híbrido no tiene los valores óptimos del parámetro  $S_{21}$ . El circuito tiene muchas pérdidas por inserción. A frecuencias altas se ve que mejoran estos valores pero siguen siendo un poco altos. A la frecuencia central el  $S_{21} = -3.115$  dB, a frecuencias bajas está alrededor de  $-3.65$  dB y a frecuencias altas llega a unos  $-2.1$  dB.

Dado que los resultados obtenidos para las pérdidas por reflexión y las pérdidas de transmisión no son del todo aceptables, se pueden mejorar, en el siguiente apartado se ha explicado cómo se ha optimizado el diseño para obtener los resultados finales del acoplador híbrido antes de medir los desfases.

### 3.1.2. Resultados de los acopladores híbridos incorporando puentes de conexión de las masas (*airbridges*)

Para el acoplador diseñado en el apartado anterior y dado que en el diseño nos ha quedado un plano de masa (el conductor central de masa) sin estar conectado a ningún puerto de masa, se han incorporado unos puentes de conexión (*airbridges*) que permiten conectar todos los planos de masa con el plano central para tener un correcto funcionamiento de las líneas de transmisión coplanares, en la siguiente **Fig. 3.12** se muestra cómo ha quedado el diseño.



**Fig. 3.12** Acoplador híbrido con los puentes de conexión.

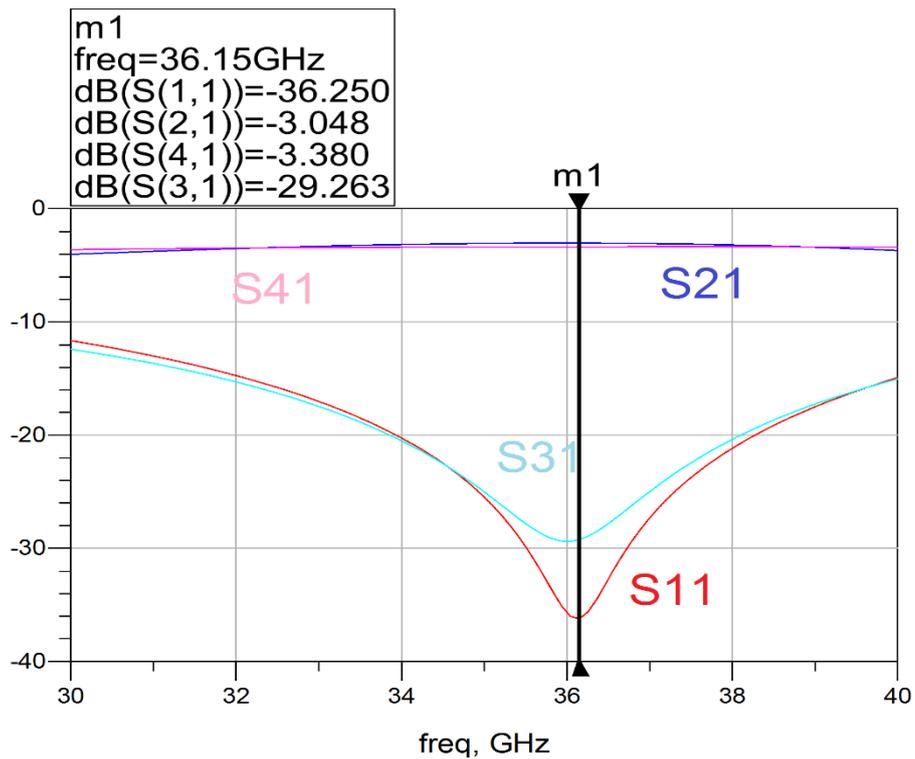
Los puentes de conexión (*airbridges*) tienen una altura de 10  $\mu\text{m}$  con material conductor de oro. Obviamente ha habido que cambiar las capas con las que se ha hecho el diseño anterior del híbrido sin los puentes. En la siguiente **Fig. 3.13** se muestra la nueva estructura de capas.



**Fig. 3.13** configuración de las capas del híbrido con los puentes de conexión.

El elemento “resi” funciona como el pilar que sujeta los conductores de los puentes “cond2” y su altura es de 10  $\mu\text{m}$  sobre el sustrato de vidrio.

Al realizar esta nueva configuración del acoplador híbrido, se ha realizado una simulación a un mallado de 100 celdas por longitud de onda. Lo que era de esperar, es que los resultados obtenidos en el apartado anterior mejorasen considerablemente, y así ha sido tal y como se refleja en la **Fig. 3.14**.

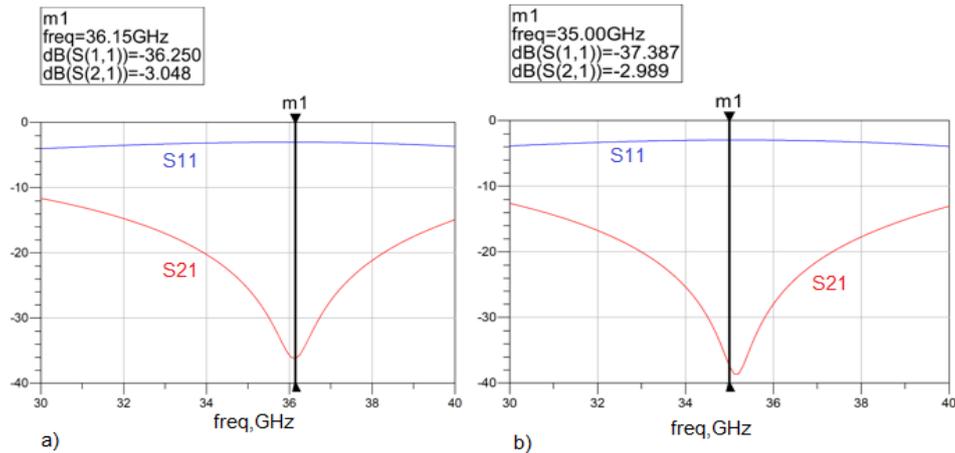


**Fig. 3.14** Parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{41}$  y  $S_{31}$  obtenidos tras la incorporación de los puentes

Se observa a través de las gráficas del coeficiente de reflexión y las pérdidas de inserción que hay una mejora muy importante, aunque la gráfica del parámetro  $S_{11}$  no esté centrada a la frecuencia central 35 GHz. A 36,15 GHz tenemos un valor de  $S_{11} = -36,25$  dB y  $S_{21} = -3,048$  dB; a partir de aquí se destaca la importancia de los puentes de conexión (*airbridges*) para conectar los conductores de masa y tener un correcto funcionamiento de los diseños implementados con líneas de transmisión coplanares.

### 3.1.3. Resultados finales del híbrido

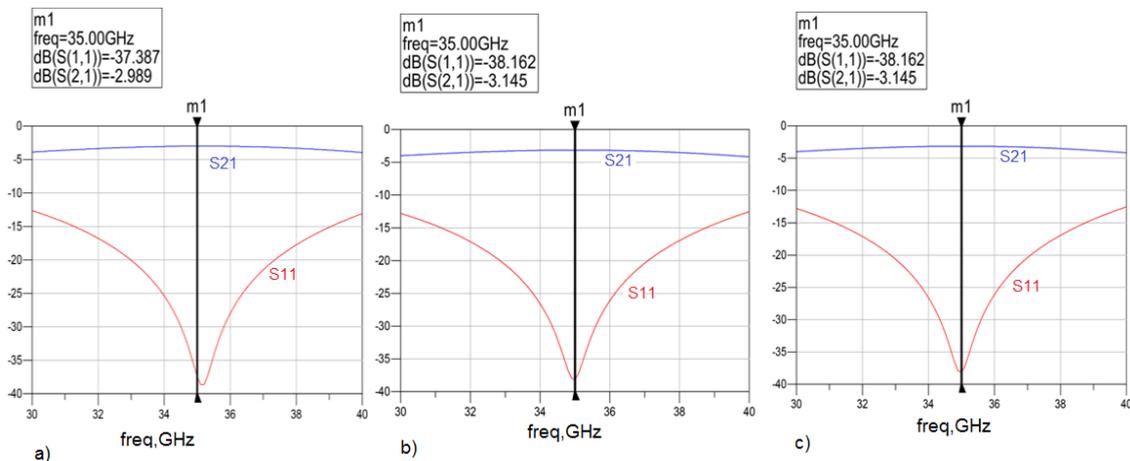
En este apartado se ha intentado centrar a la frecuencia central de 35 GHz la respuesta del híbrido con los puentes de conexión integrados. La longitud de las líneas principales del híbrido es  $L_1 = 1300$   $\mu\text{m}$ . Al modificar esta longitud y subirla hasta llegar a  $L_2 = 1317$   $\mu\text{m}$  y simulando el diseño con un mallado de 150 celdas por longitud de onda mejora el resultado y se consigue centrar la gráfica del  $S_{11}$  tal y como se refleja en la **Fig. 3.15**.



**Fig. 3.15** Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) al variar la longitud  $L_1$ .  
 (a) Longitud inicial de  $L_1 = 1300 \mu\text{m}$ , (b) Longitud de  $L_1 = 1317 \mu\text{m}$

Se observa en las gráficas que se ha conseguido centrar la gráfica del parámetro  $S_{11}$ , se ha mejorado el valor de las pérdidas por reflexión y pérdidas de inserción a 35 GHz  $S_{11} = -37,387$  dB y  $S_{21} = -2.989$  dB.

Tal y como se ha indicado, las simulaciones que se han hecho el *EM Momentum* tienen un mallado de 150 celdas por longitud de onda, en la siguiente **Fig. 3.16** se muestra cómo afecta la resolución en el resultado de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ .

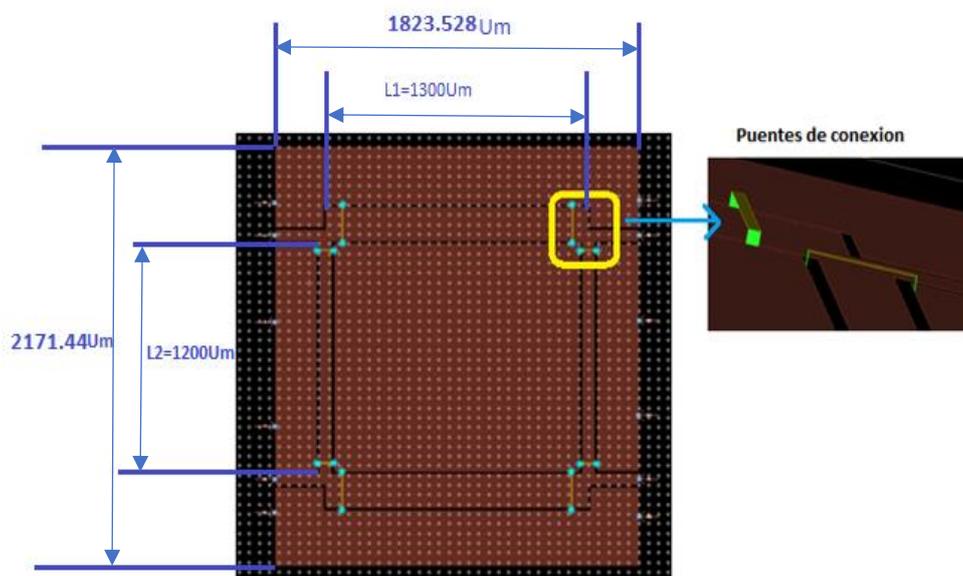


**Fig. 3.16** Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) con  $L_1 = 1317 \mu\text{m}$  para diferentes resoluciones.  
 (a) Resolución=150, (b) Resolución =250, (c) Resolución=300

Se nota que al aumentar la resolución el resultado cambia ligeramente, al pasar de un mallado de 150 celdas por longitud de onda a 250 celdas por longitud de onda la gráfica del parámetro  $S_{11}$  se centra a 35 GHz y además mejora el valor del coeficiente de reflexión  $S_{11} = -38,162$  dB y el  $S_{21}$  empeora un poco y pasa a

ser  $S_{21} = -3,145$  dB. Este último se considera un buen valor dado que el sustrato del vidrio produce más pérdidas de transmisión que otros materiales, como por ejemplo el cuarzo, que se ha utilizado en otros proyectos. Al pasar de 250 a 300 celdas por longitud de onda se ve que el resultado no cambia y mantiene los mismos valores.

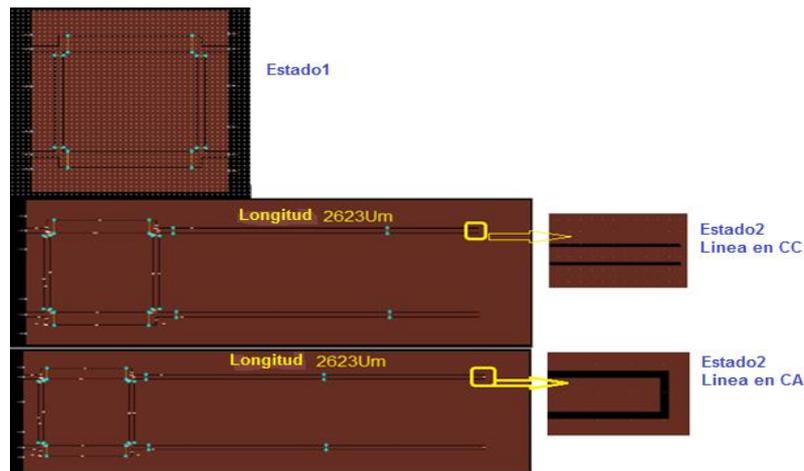
Dado que el coeficiente de reflexión a la frecuencia central 35 GHz es de  $S_{11} = -38,162$  dB y las pérdidas de inserción son  $S_{21} = -3,145$  dB, esta configuración del acoplador híbrido ha sido la definitiva para pasar ya al diseño del desfasador de  $180^\circ$  que se explicará en el siguiente apartado. En la siguiente **Fig. 3.17** se muestran los detalles del híbrido.



**Fig. 3.17** Diseño final del acoplador híbrido con puentes de conexión de 10  $\mu\text{m}$ .

### 3.2. Incorporación de líneas en cortocircuito y circuito abierto para obtener un desfase de $180^\circ$

Una vez realizado el acoplador híbrido del apartado anterior, se han incorporado a la salida de este híbrido (en los puertos 2 y 4) líneas de transmisión coplanares en cortocircuito y circuito abierto de una longitud  $\lambda$  y se han ajustado hasta conseguir un desfase de  $180^\circ$  entre dos estados. El primer estado es el acoplador híbrido sin las líneas en corto circuito (CC) y circuito abierto (CA) y el segundo estado es el híbrido con la línea de transmisión coplanar de longitud  $\lambda$  integrada. En la siguiente imagen de la **Fig. 3.18** se muestra el diseño de cada estado.



**Fig. 3.18** diseños de los dos estados para medir el desfase de 180°.

Para conseguir el desfase entre los dos estados se ajustaron las longitudes de las líneas coplanares añadidas a la salida del híbrido en cortocircuito y circuito abierto y simular el diseño. Con un mallado de 300 celdas por longitud de onda y así medir la fase del parámetro S21 para el estado 1 y la fase del parámetro S31 para el estado 2. Veamos en la siguiente **Tabla 3.4** y **Tabla 3.5** cómo afectan las longitudes de estas líneas al desfase de los dos estados a la frecuencia central de 35 GHz.

**Tabla 3.4.** Cómo afecta la longitud de la línea en CC al desfase

Longitud de la línea en CORTOCIRCUITO ( $\mu\text{m}$ )	Desfase
2623	293.26°
3200	154°
3400	166°
3600	171°
3650	180°

Se observa que a medida que se ha aumentado la longitud de la línea añadida en corto circuito (CC) se ha ido acercando cada vez hasta conseguir el desfase de 180° con una longitud de 3650  $\mu\text{m}$ . En las siguientes **Fig. 3.19**, **Fig. 3.20** y **Fig. 3.21** se observa cómo cambian las gráficas del desfase.

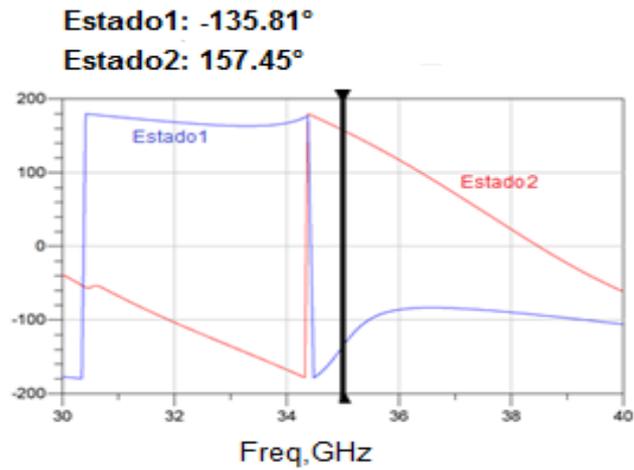


Fig. 3.19 Longitud de 2623  $\mu\text{m}$  con desfase= $293.26^\circ$ .

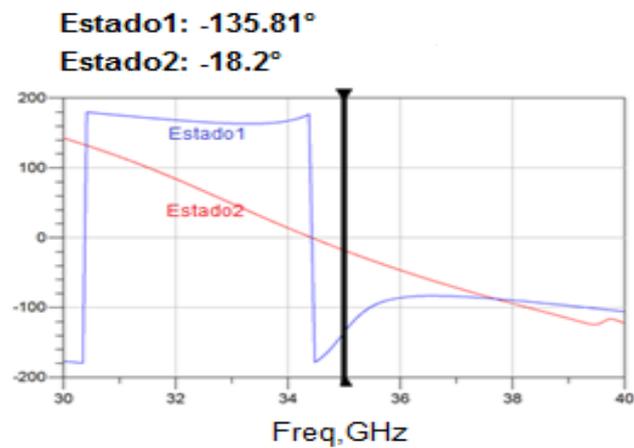


Fig. 3.20 Longitud de 3200  $\mu\text{m}$  con desfase= $157^\circ$ .



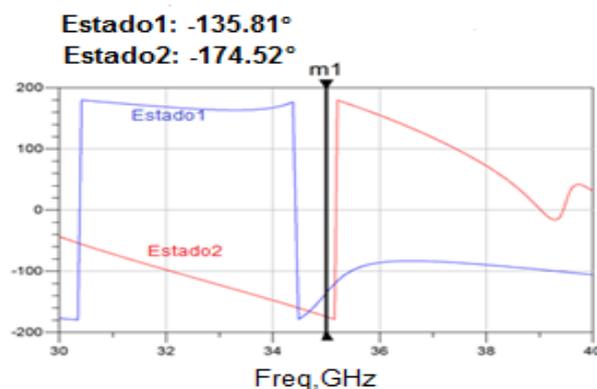
Fig. 3.21 Longitud de 3650  $\mu\text{m}$  con desfase= $181^\circ$ .

Observando estos resultados se ha podido concluir que con una longitud para la línea en cortocircuito (CC) de 3650  $\mu\text{m}$  se consigue aproximadamente un desfase de  $180^\circ$ , y este sería un prototipo de un desfasador compuesto por un híbrido acabado con líneas de transmisión coplanares en cortocircuito.

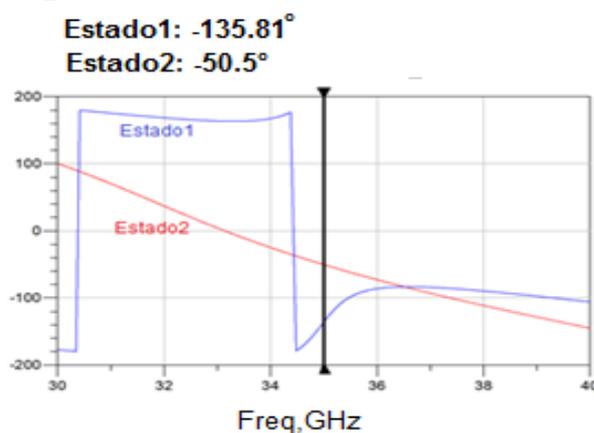
**Tabla 3.4.** Cómo afecta la longitud de la línea en CA el desfase

Longitud de la línea en CIRCUITO ABIERTO ( $\mu\text{m}$ )	Desfase
2623	$39^\circ$
3500	$85^\circ$
4000	$125^\circ$
4500	$165.5^\circ$
4860	$181.62^\circ$

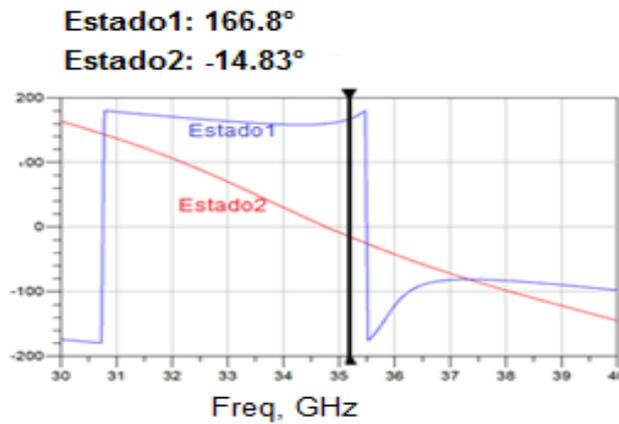
Igual que en el caso anterior, para la línea en circuito abierto (CA) a medida que se ha ido aumentando la longitud de la línea se ha ido acercando a un desfase de  $180^\circ$  entre los dos estados. Las siguientes gráficas en las **Fig. 3.22**, **Fig. 3.23** y **Fig. 3.24** muestran cómo cambia el desfase de acuerdo con la longitud de la línea en CA.



**Fig. 3.22** Longitud de 2623  $\mu\text{m}$  con desfase= $39^\circ$ .



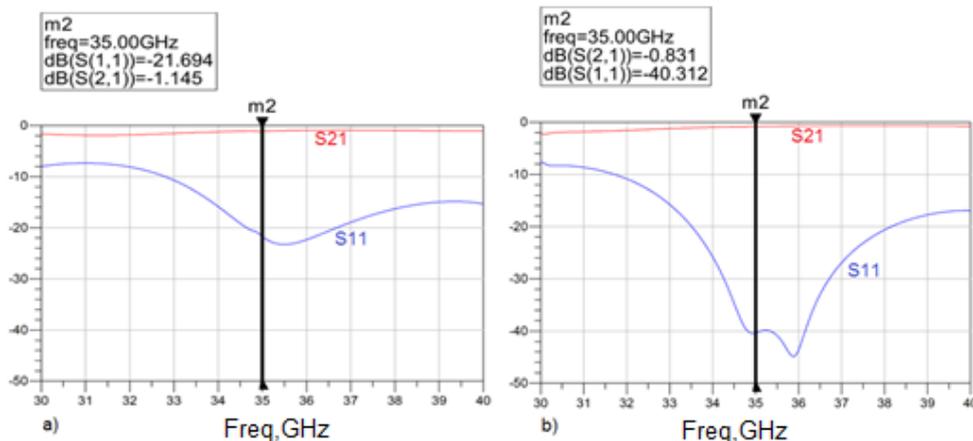
**Fig. 3.23** Longitud de 3500  $\mu\text{m}$  con desfase= $85^\circ$ .



**Fig. 3.24** Longitud de 4860  $\mu\text{m}$  con desfase= $181.62^\circ$ .

Tras estos resultados se ha llegado a la conclusión de que a una longitud de 4860  $\mu\text{m}$  de la línea en CA se consigue un desfase de  $181.62^\circ$  a la frecuencia central 35.18 GHz. Por lo tanto este sería un desfasador de  $180^\circ$  compuesto por un acoplador híbrido acabado en líneas de transmisión coplanares en circuito abierto.

Después de estos cálculos, se ha procedido a evaluar las pérdidas por reflexión y las pérdidas de inserción del desfasador con la línea en CC y el desfasador en CA. En la siguiente **Fig. 3.25** se muestran las gráficas del parámetro S11 y S21.



**Fig. 3.26** Pérdidas por reflexión y de inserción del desfasador  
(a) Desfasador con líneas en CA, (b) Desfasador con líneas en CC.

Tal y como muestran los resultados, para el diseño con línea en CA el S11 tiene un valor de  $-21.694$  dB a la frecuencia central, aunque vemos que al incorporar la línea, la gráfica se ha desplazado hacia frecuencias altas y para las frecuencia bajas de la banda de trabajo, está por encima de  $-10$  dB. Las pérdidas de

inserción tienen un valor de -1,145 dB a la frecuencia central de 35 GHz. Para el diseño con la línea en CC los resultados son mejores, el coeficiente de reflexión a la frecuencia central de 35 GHz es de -40,312 dB. También se ve que la gráfica se ha desplazado a frecuencias más altas. Para las frecuencias bajas el S11 es mayor que -10 dB, las pérdidas de inserción tienen un valor de -0,831 dB; por lo tanto esta será la mejor opción como desfasador de 180°.

Una vez diseñado este desfasador de 180°, en el próximo capítulo se procederá a explicar cómo se ha unido uno de estos dos diseños (desfasador con la línea en CC) con dos componentes más para lograr el discriminador de microondas que es el objetivo de este proyecto.

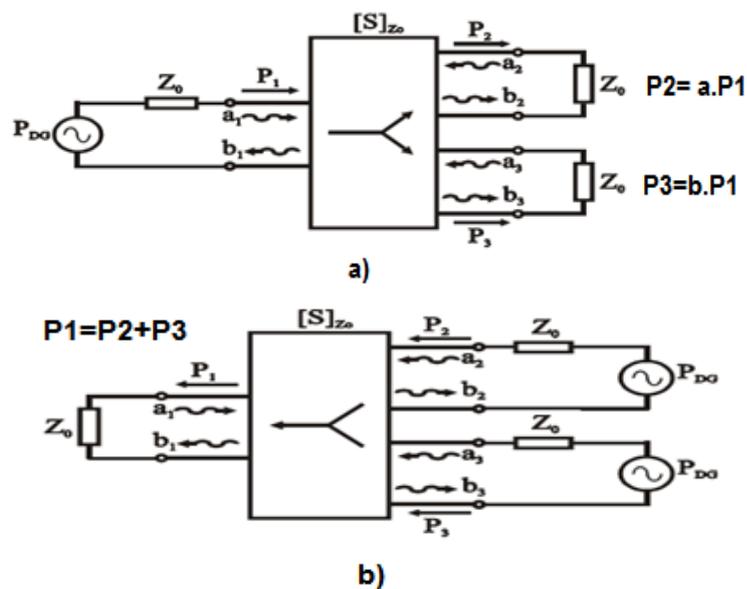
### 3.3. Bibliografía

- [1] “Redes pasivas de microondas de más de dos puertos”, apuntes de clase de Ocw-Microondas, Universidad Politécnica de Valencia, 2014.
- [2] Rebeiz, G., M., Guan-Leng Tan, Hayden, J., S., “Design and development of reflection type phase shifter for Wireless applications”, Cap.3 en *RF MEMS phase shifters: design and applications*, IEEE Microwave Magazine, Vol.3, Is.2, pp. 68-99, 2002.
- [3] Keysight Technologies, *Agilent Technologies Electromagnetic*, Advanced System Design, 2012.
- [4] Yun-Ho Jang, Llamas-Garro, I., Yong-Kweon Kim y Jung-Mu Kim, “RF MEMS suspended band-stop resonator and filter for frequency and bandwidth continuous fine tuning”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol.22, No.1, January 2012.

## CAPÍTULO 4. DISEÑO DE UN CIRCUITO MEDIDOR DE FRECUENCIA DE 2 BITS.

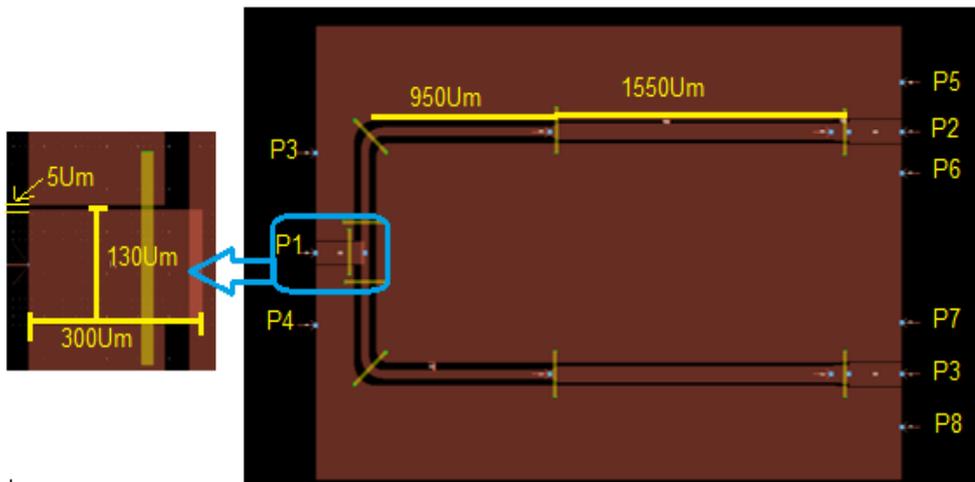
### 4.1. Divisor/Combinador de potencia

El otro componente imprescindible para el discriminador de microondas reconfigurable es el divisor de potencia y la misma estructura se utiliza para el combinador de potencia; los dos son dispositivos pasivos que se utilizan en sistemas de radiofrecuencia. El divisor de potencia está formado por 3 o más puertos, uno de entrada y dos o más de salida, y por lo tanto lo que permite el divisor es repartir la potencia incidente por los puertos de salida; las señales de salida tendrán menor potencia. Los combinadores de potencia hacen la operación inversa, permiten combinar y sumar las potencias de las señales que entran por los puertos de entrada a su puerto de salida, en la siguiente figura **Fig. 4.1** se puede observar el dispositivo.



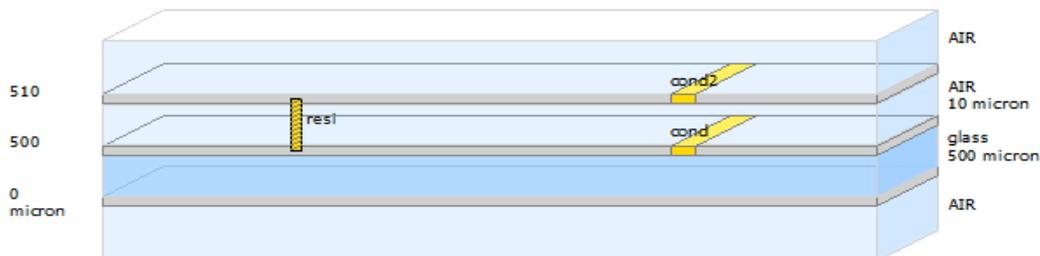
**Fig. 4.1** Divisor/Combinador de potencia.  
(a) Divisor de Potencia, (b) Combinador de Potencia. [1]

El divisor de potencia que se ha utilizado en este proyecto es un divisor Wilkinson de dos etapas ya realizado en otro proyecto [3]. Está pensado para el uso en la banda Ka en la cual funciona el discriminador de microondas de este proyecto. Sus ventajas son un buen aislamiento entre sus puertos de salida y bajas pérdidas de inserción. En la siguiente **Fig. 4.2** se muestra el diseño sobre el *Layout*.



**Fig. 4.2** Divisor/Combinador de potencia implementado en *Momentum*.

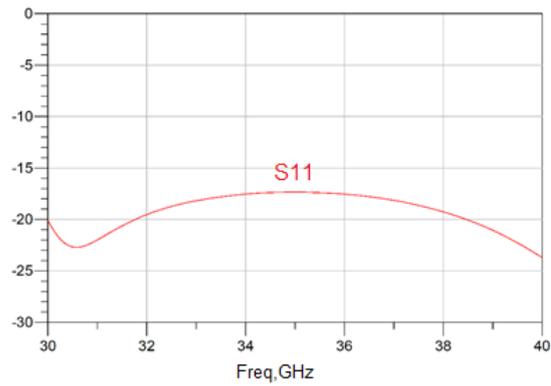
Tal y como se ve en la **Fig. 4.2**, este divisor de potencia está diseñado con líneas de transmisión coplanares, se han fijado las líneas de la primera etapa a una longitud de  $950\ \mu\text{m}$ , la longitud de las líneas de la segunda etapa del divisor de  $1550\ \mu\text{m}$ , para las ranuras de los puertos de entrada y salida la anchura es de  $130\ \mu\text{m}$  y la longitud es de  $300\ \mu\text{m}$ , el material conductor es el oro y el sustrato vidrio, también se utilizan puentes de conexión entre los planos de masa, de  $10\ \mu\text{m}$ . En la **Fig. 4.3** se muestra la implementación de las capas de este divisor de potencia.



**Fig. 4.3** Capas del divisor/combinador de potencia.

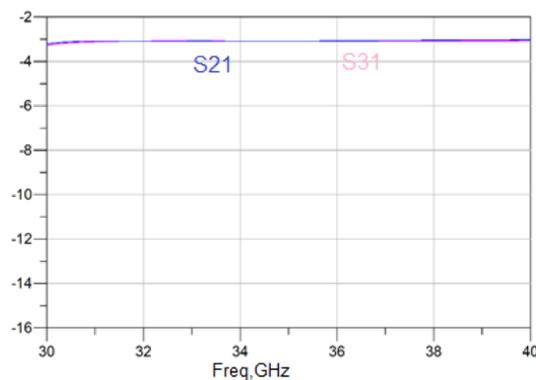
El discriminador de microondas utiliza un divisor de potencia en el puerto de entrada y un combinador de potencia en el puerto de salida.

En la **Fig. 4.4** se muestran las pérdidas por reflexión del divisor de potencia. El parámetro  $S_{11}$  tiene un valor de  $-17,34\ \text{dB}$  a la frecuencia central de  $35\ \text{GHz}$  y se mantiene por debajo de  $-15\ \text{dB}$  en toda la banda de trabajo.



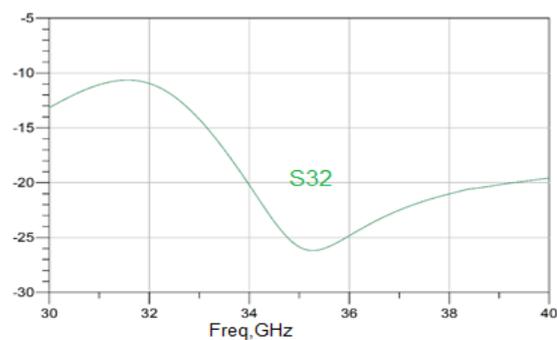
**Fig. 4.4** Coeficiente de reflexión (S11) del divisor de potencia.

En la **Fig. 4.5** se muestran los parámetros S21 y el S31 a la frecuencia central de 35 GHz, las pérdidas por transmisión son de -3,1 dB y en toda la banda de trabajo no baja de -3,2 dB; por lo tanto son valores muy uniformes.



**Fig. 4.5** Pérdidas de inserción (S21 y S31) del divisor de potencia.

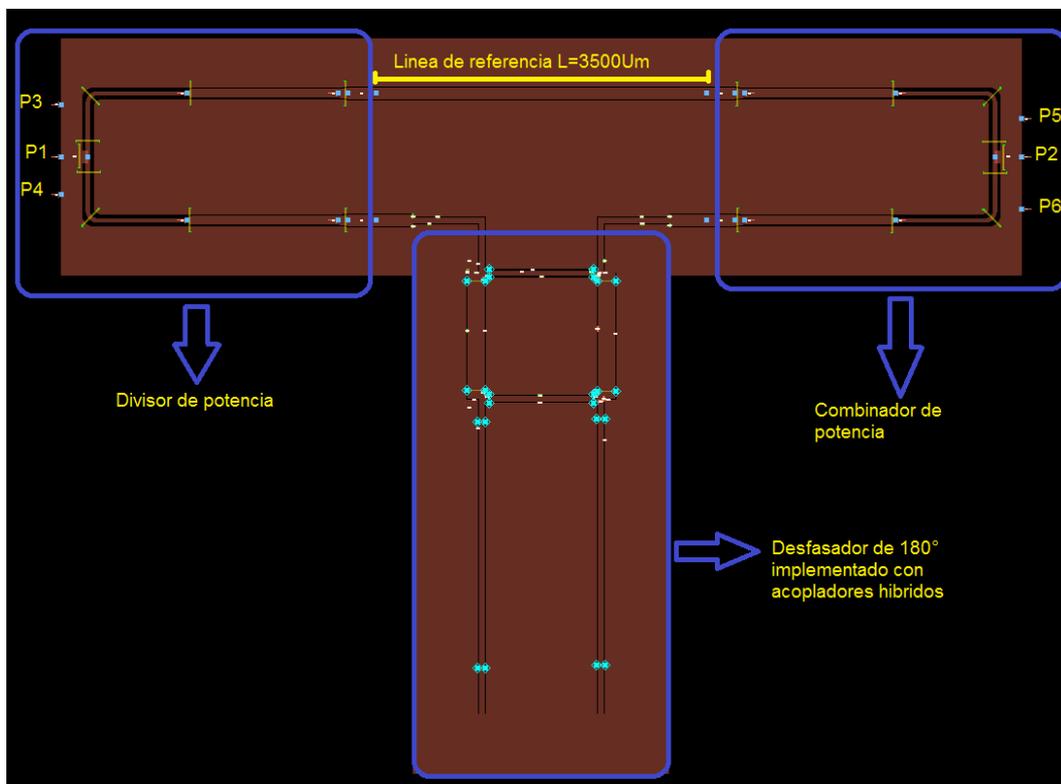
Por último, en la **Fig. 4.6** se muestra el aislamiento S32 entre los dos puertos de salida del divisor; en toda la banda de trabajo 30-40 GHz está por debajo de -10 dB.



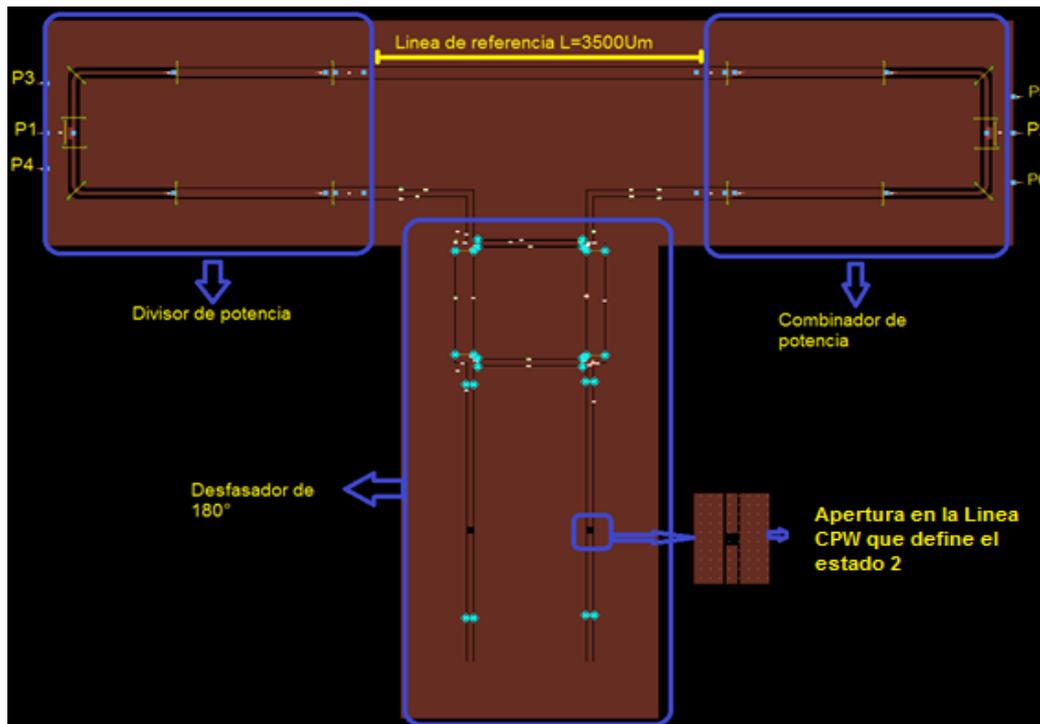
**Fig. 4.6** Aislamiento (S32) del divisor de potencia.

## 4.2. Unión del divisor/combinador de potencia con el desfasador de 180° y la línea de referencia.

Para llevar a cabo el diseño final del discriminador de microondas, se han tenido que optimizar los elementos que lo componen. Lo primero que se ha hecho es llegar a implementar un desfasador de 180° y comprobar el funcionamiento correcto en la banda de trabajo 30-40 GHz, después comprobar que el divisor/combinador de potencia tiene las características exactas para incorporarlo al discriminador de microondas y se ha procedido a unir estos elementos. El puerto de entrada del discriminador será el del divisor de potencia y el puerto de salida será el de la salida del combinador de potencia; entre el combinador y el divisor habrá una línea de referencia inicialmente de longitud  $\lambda/2$ . En las **Fig. 4.7** y **Fig. 4.8** se muestra la estructura del discriminador de microondas con todos sus elementos implementado en *Momentum*.

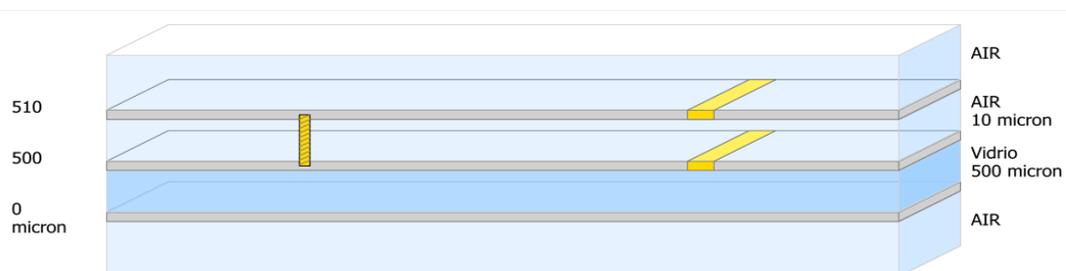


**Fig. 4.7** Estructura del discriminador de microondas en el estado 1 (primer bit) en *Momentum*.



**Fig. 4.8** Estructura del discriminador de microondas en el estado 2 (segundo bit) en *Momentum*.

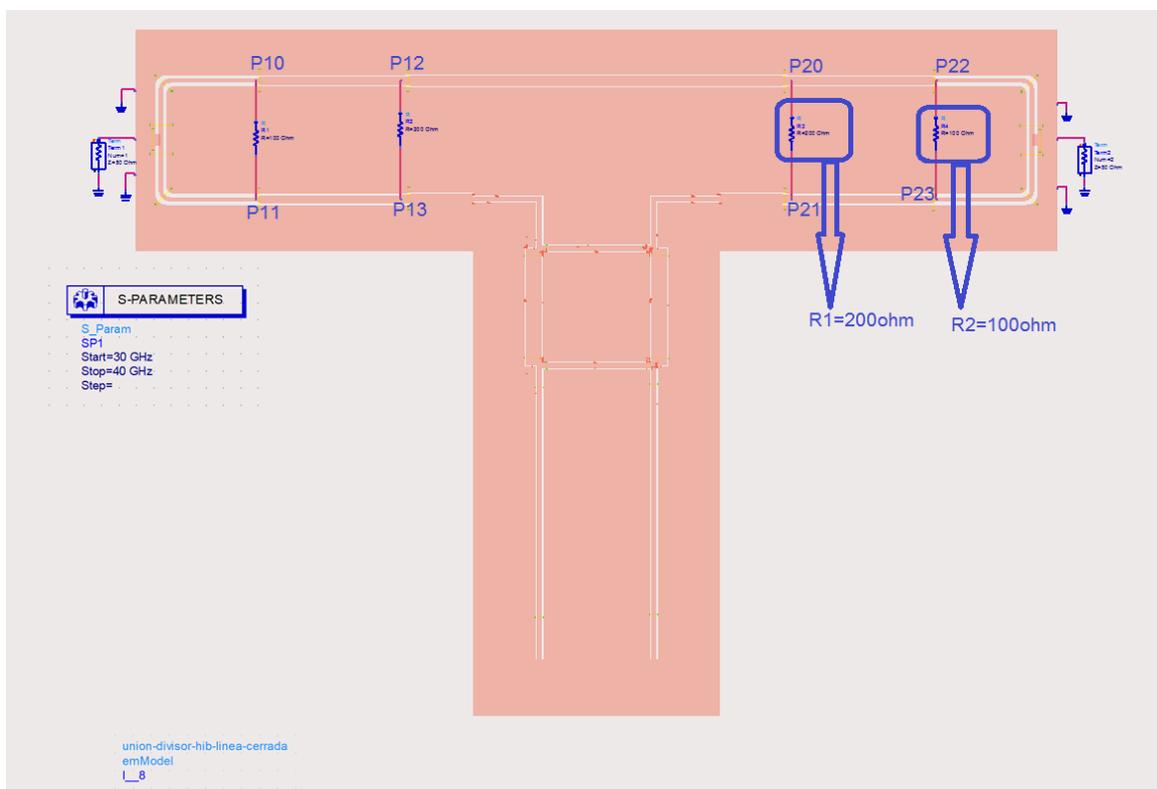
Para este diseño final, se simula y se comprueban los resultados de dos estados **Fig. 4.7** y **Fig. 4.8** (bit1, bit2) un estado es cuando las líneas están en CC (Interruptor cerrado) y el segundo cuando las líneas están en CA (Interruptor abierto). La línea de referencia tiene una longitud de  $3500\ \mu\text{m}$  y une al divisor y el combinator de potencia, el puerto P1 es el de entrada y el puerto P2 es el de salida. Las capas implementadas para el discriminador son las mismas que se han ido utilizando a lo largo del proyecto en los diseños anteriores con puentes de conexión de  $10\ \mu\text{m}$ , sustrato de vidrio y conductor de oro. En la **Fig. 4.9** se muestran las capas utilizadas.



**Fig. 4.9** Capas del discriminador de microondas

### 4.3. Resultados finales

Para la simulación del discriminador de microondas, lo primero que se hizo fue crear como componentes en el ADS los dos prototipos presentados en el apartado anterior. Lo siguiente fue la incorporación de dos resistencias en el divisor y el combinador de potencia, una resistencia de  $100\ \Omega$  entre los puertos P10 y P11 del divisor y entre los puertos P22 y P23 del combinador de potencia, y otra resistencia de  $200\ \Omega$  entre los puertos P12 y P13 del divisor y entre los puertos P20 y P21 del combinador (ver **Fig. 4.10**) y así realizar las simulaciones sobre el esquemático con el discriminador de microondas ya creado, en la siguiente **Fig. 4.10** se muestra.



**Fig. 4.10** Discriminador de microondas en el estado1 creado como componente.

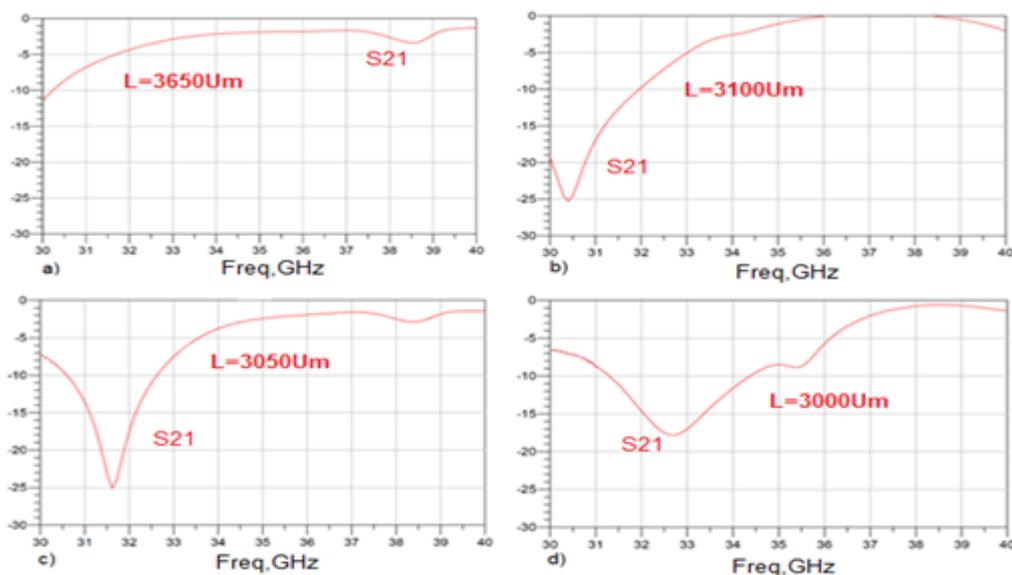
Lo mismo se hace para el otro estado del discriminador; se crea como componente y se simula, sin olvidarse de las resistencias que se incorporan al divisor y al combinador de potencia.

### 4.3.1. Detección de los dos bits

Para llegar al resultado final del discriminador de microondas, se han tenido que ajustar los dos prototipos presentados en el apartado anterior, estado 1 y estado 2. Lo que más influye para obtener el resultado que se está buscando es un reajuste en las líneas del desfaseador de  $180^\circ$ .

El parámetro que interesa sería el S21 entre el puerto de entrada y el puerto de salida del discriminador de microondas. Sirve para la detección de frecuencias desconocidas en la banda de trabajo Ka 30-40 GHz, por lo tanto se ha definido un umbral de -10 dB para indicar si lo que se está detectando es un 1 o 0 lógico a través de la conmutación de los estados del discriminador, es decir, si el parámetro S21 está por debajo de -10 dB a una frecuencia dada dentro de la banda de trabajo sería un 0 lógico, si el S21 está por encima de -10 dB sería el 1 lógico.

Lo primero que se ha hecho es ver cómo afectan las líneas del desfaseador de  $180^\circ$  para estado 1. A partir de ahí, cuando se tenga una longitud óptima se procederá a ver dónde poder cortar estas líneas para implementar el estado 2 del discriminador. Para el estado 1 lo que interesa es obtener unos niveles por debajo de -10dB o a frecuencias altas de la banda Ka o a frecuencias bajas, y para el estado 2 lo que interesa es obtener el mismo resultado pero a frecuencias centradas de la banda de trabajo y así poder conmutar los dos estados para extraer los bits. En un principio, estas líneas del desfaseador (con líneas en CC) tienen una longitud de  $3650 \mu\text{m}$  que es lo que se ha optimizado en la parte de diseño del desfaseador. La Fig. 4.11 muestra el parámetro S21 del discriminador en el estado 1 a diferentes longitudes de las líneas del desfaseador simulaciones de EM Momentum con un mallado de 100 celdas por longitud de onda.



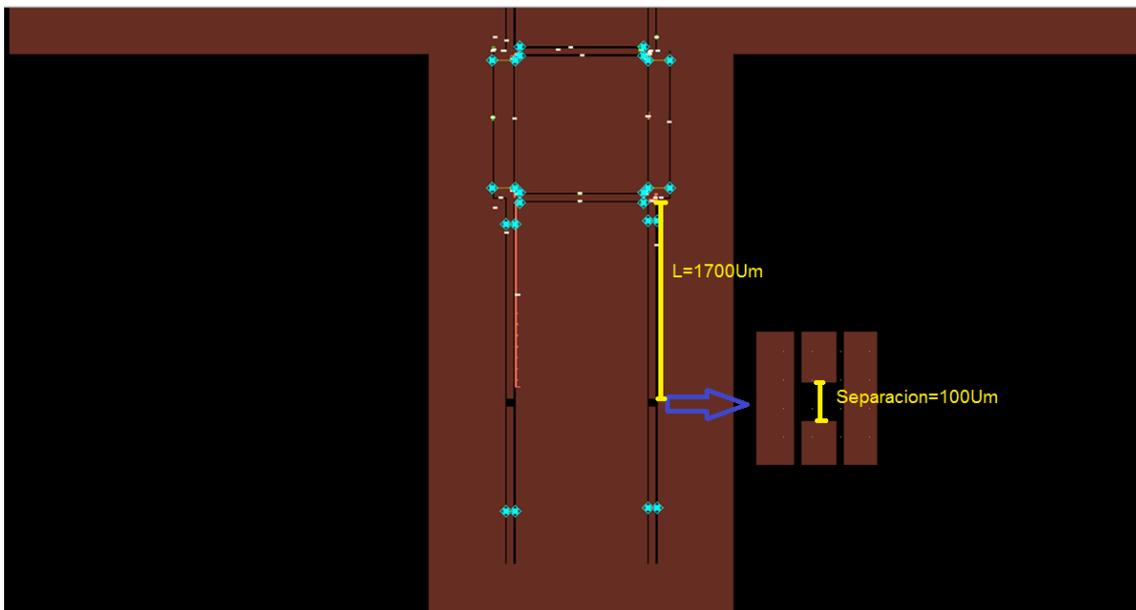
**Estado 1**

**Fig. 4.11** Parámetro S21 del discriminador al modificar la longitud de las líneas del desfaseador.

(a)  $L=3650 \mu\text{m}$ , (b)  $L=3100 \mu\text{m}$ , (c)  $L=3050 \mu\text{m}$ , (d)  $L=3000 \mu\text{m}$

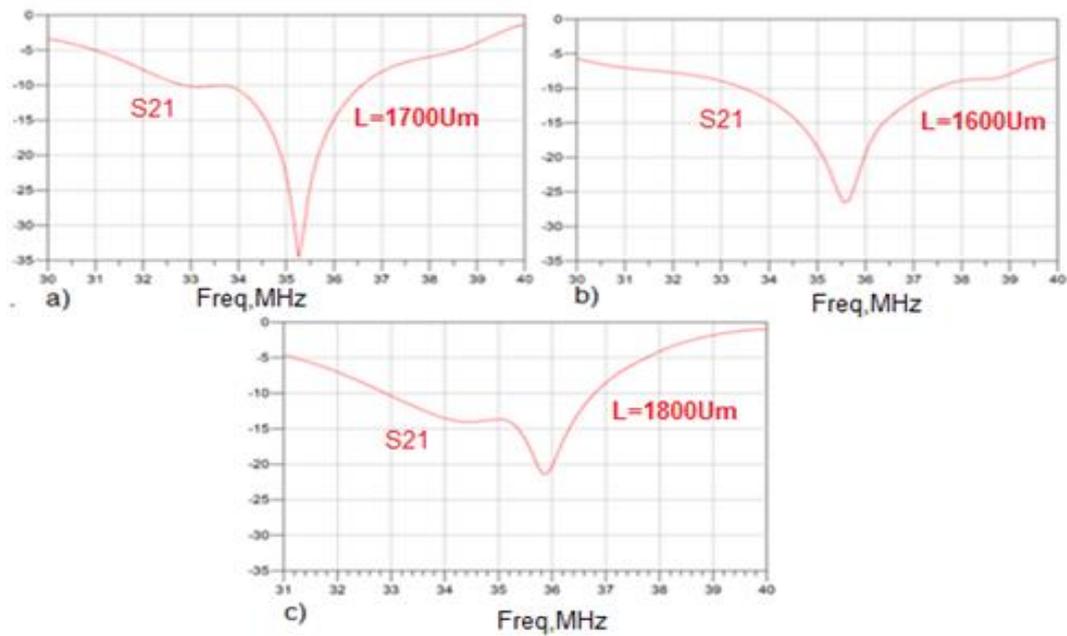
A partir de los resultados de la **Fig. 4.11**, a medida que se ha ido disminuyendo la longitud de las líneas del desfaseador, los niveles del parámetro S21 a frecuencias bajas (entre 30-34 GHz aproximadamente) están por debajo de -10 dB (ver **Fig. 4.11 (c)** y **Fig. 4.11 (d)**), lo que más interesa es tener un mayor ancho de banda ya que al conmutar de este estado del discriminador al estado 2, se consiguen más coincidencias para tener muchas posibilidades de obtener los bits. Esto se verá mejor cuando se muestren las gráficas del parámetro S21 del estado 2 del discriminador.

Lo siguiente que se ha hecho es probar el estado 2. Para ello se hace una apertura de 100  $\mu\text{m}$  en las líneas del desfase tal y como se muestra en la **Fig. 4.12**.



**Fig. 4.12** Estado 2 del discriminador de microondas con las líneas de desfase abiertas

Se tiene que ver cómo afecta la longitud  $L$  de las líneas del desfase tal y como se muestra en la **Fig. 4.12**, inicialmente  $L=1700\mu\text{m}$  lo que interesa es obtener unos niveles del S21 por debajo de -10dB a frecuencias centrales. Se muestran las gráficas del S21 del estado 2 en la **Fig. 4.13**.

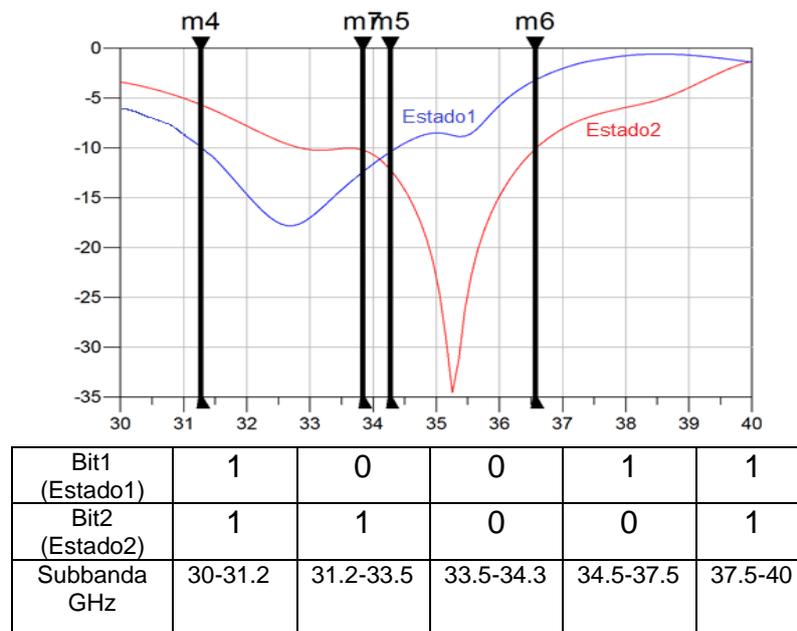


### Estado2

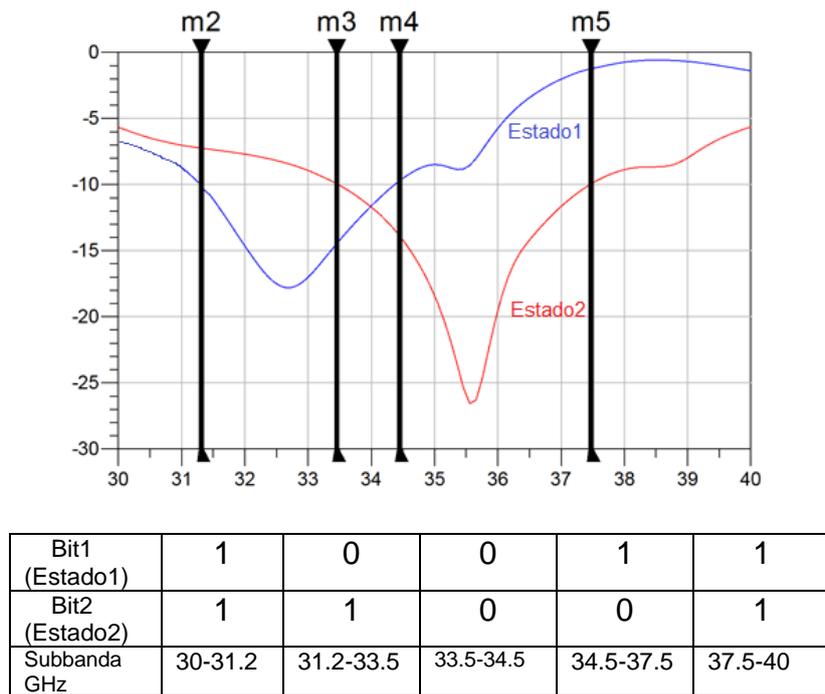
**Fig. 4.13** Parámetro S21 del discriminador al modificar la longitud de las líneas del desfasador.

(a)  $L=1700 \mu\text{m}$ , (b)  $L=1600 \mu\text{m}$ , (c)  $L=1800 \mu\text{m}$

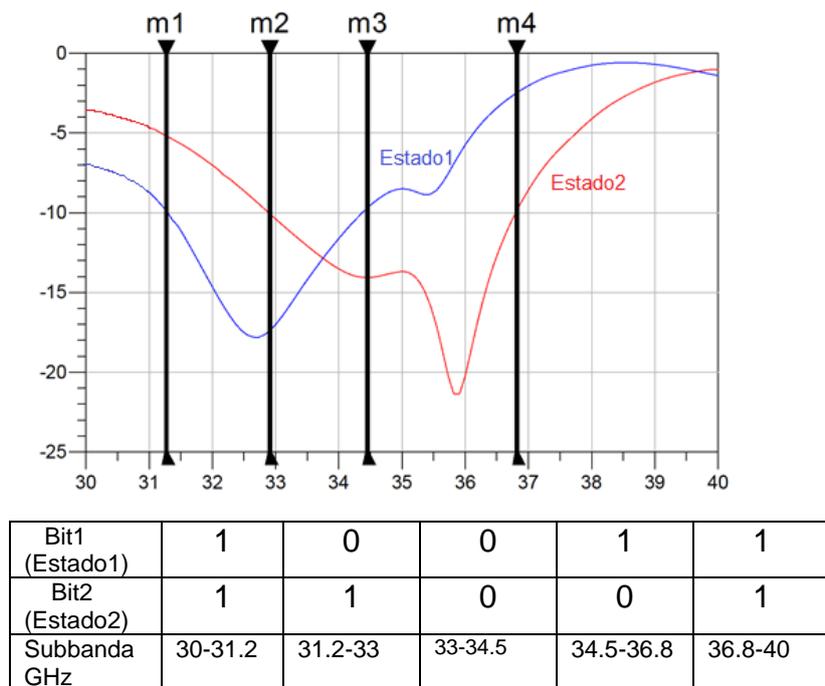
Se observa que en las tres gráficas tenemos niveles menores que -10 dB a frecuencias centradas. Para  $L=1800 \mu\text{m}$ , aproximadamente en ancho de banda de 33-37 GHz, los valores del parámetro S21 son menores que -10 dB. Para ver cuál es la mejor opción, se presentan las siguientes **Fig. 4.14**, **Fig. 4.15** y **Fig. 4.16**.



**Fig. 4.14** Conmutación de los dos estados con  $L=1700 \mu\text{m}$  para el estado 2.



**Fig. 4.15** Conmutación de los dos estados con  $L=1600 \mu\text{m}$  para el estado 2.

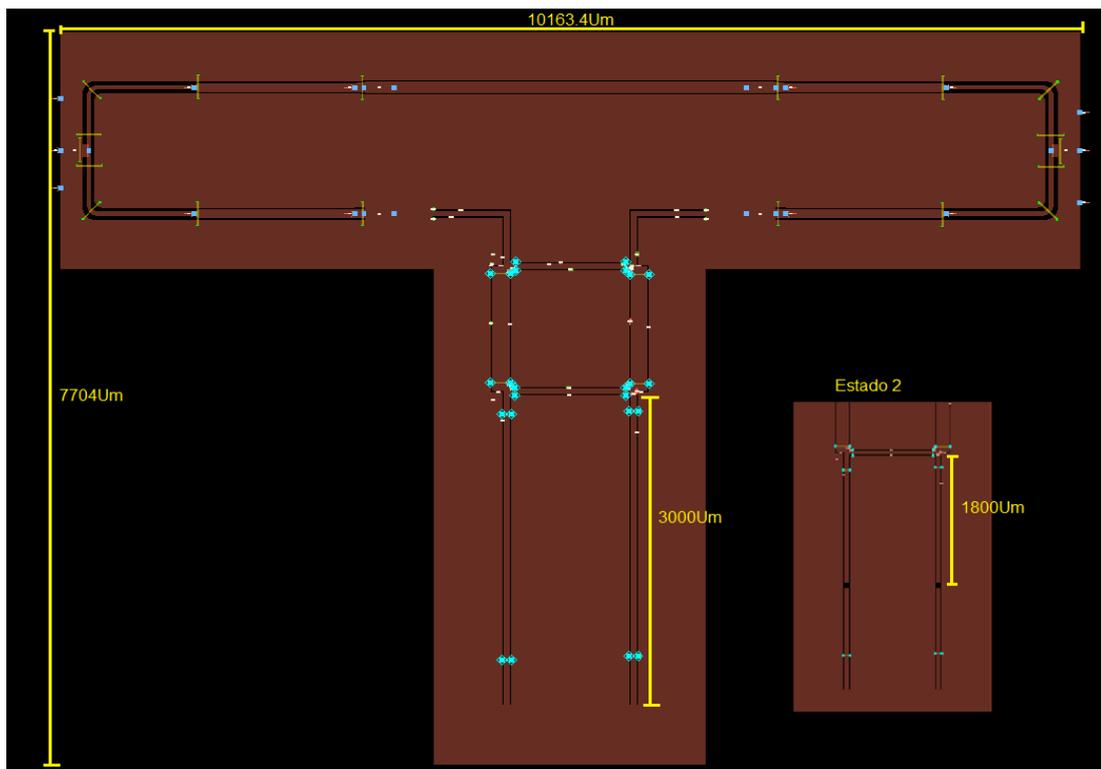


**Fig. 4.16** Conmutación de los dos estados con  $L=1800 \mu\text{m}$  para el estado 2.

Tal y como muestran estos resultados vemos que el bit 11 se repite en las subbandas bajas y altas [30-31.27] GHz y de [37-40] GHz. Dado que se está trabajando en un ancho de banda 10 GHz (30-40 GHz) es normal tener un bit que se repite. Lo más importante es que se identifiquen los dos bits y en las tres gráficas se logran ver. En la **Fig. 4.14** la subbanda del 00 es bastante pequeña y apenas llega a 1GHz, mientras que en la **Fig. 4.15** y **Fig. 4.16** mejora y se logra una mayor subbanda para el 00. La conmutación que se observa en la **Fig. 4.16** es la más óptima; se llegan a ver los dos bits con más claridad y es un diseño correcto en la banda de 31.2-40 GHz. En este caso la longitud de las líneas del desfasador para el estado 2 es de  $L=1800\ \mu\text{m}$ .

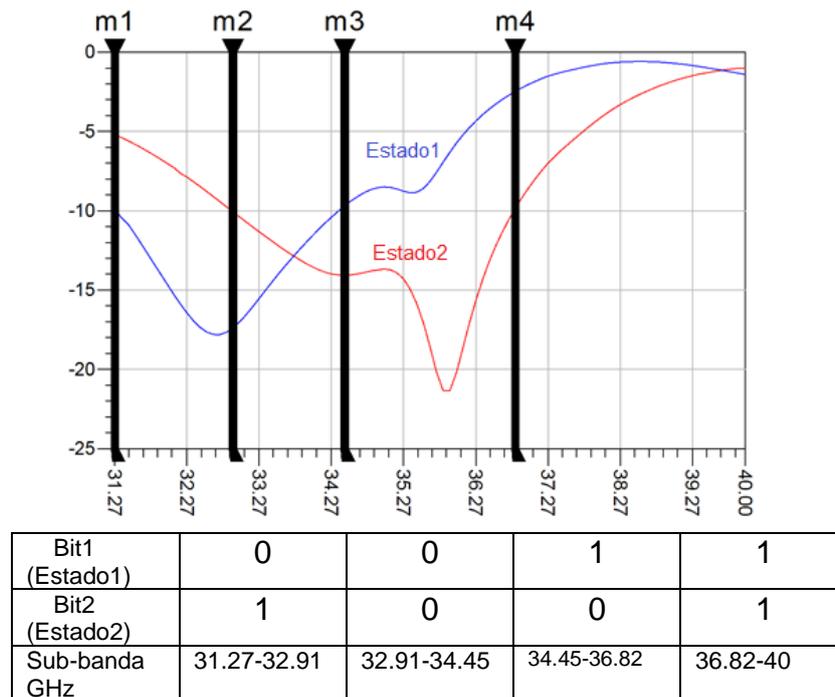
### 4.3.2 Diseño final

Tal y como se ha visto en el apartado anterior, se logran detectar los dos bits sin repeticiones de 31.27-40 GHz, por lo tanto las dimensiones del discriminador de microondas se muestra en la **Fig. 4.17**



**Fig. 4.17** Diseño final del discriminador de microondas.

En la siguiente **Fig. 4.18** se muestra la detección de frecuencias con la combinación de los dos bits correspondientes en la banda frecuencial de 31.27-40 GHz.



**Fig. 4.18** Detección de frecuencias desconocidas usando la combinación de los dos estados

#### 4.4. Bibliografía

- [1] "Circuitos pasivos de microondas", apuntes de clase, Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad de Alcala, 2008
- [2] Nagai, N., Maekawa, E., Ono, K., "New n-way power divider", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 25, pp. 963-964, December 1977.
- [3] Espinosa-Espinosa, M. "Dispositivos de Medición de Frecuencia Reconfigurables", *Tesis doctoral*, Centre tecnològic de Catalunya y la Universitat politècnica de Catalunya, Barcelona, España 2015.
- [4] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I. y Melo, M. T., "2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device", *IEEE*, Vol.24, NO.8, 569-571, August 2014.

## CAPÍTULO 5. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO

### 5.1. Conclusión

Se puede concluir que se ha llegado a un buen resultado en la banda Ka logrando el diseño de un discriminador de microondas que opera de 31.27-40 GHz implementado con líneas de transmisión coplanares. Este diseño se ha hecho por partes. Lo primero fue la implementación de un desfaseador de 180° con un acoplador híbrido en donde hay que recalcar la importancia de los puentes de conexión (*air bridges*) para interconectar los conductores de masa y así optimizar mejor su funcionamiento. Lo siguiente es escoger un divisor de potencia con líneas coplanares que a la vez puede actuar también como combinador de potencia, ya diseñado en un proyecto anterior, y comprobar el correcto funcionamiento en la banda de trabajo. Finalmente se ha unido el desfaseador con el divisor de potencia incorporando la línea de referencia para así formar lo que es el discriminador de microondas. Se ha logrado conseguir la detección de los bits simulando sus dos estados y ajustando las líneas del desfaseador.

Hay que destacar que todo el diseño está hecho sobre el sustrato de vidrio y conductor de oro. El discriminador de frecuencias tiene un ancho de 1cm aproximadamente y de largo tiene 7,7mm aproximadamente, permite un bajo consumo de energía y un coste de fabricación reducido.

En conclusión, este trabajo demuestra la viabilidad del uso de la tecnología coplanar para la realización de un discriminador de microondas.

### 5.2. Trabajo futuro

En cuanto a trabajo para el futuro, hay que destacar que en este proyecto se simularon dos prototipos que implican los dos estados del discriminador de microondas. Lo que está previsto es el diseño de un interruptor (*Switch*) para conmutar entre los dos estados, cuando el interruptor está cerrado se tendrá el estado 1 y cuando esté abierto se obtendrá el estado 2. La implementación de este interruptor tiene su complicación, ya que se realizará con otro *software*. Teniendo en cuenta que su incorporación al diseño del discriminador podría provocar una desviación en los componentes del discriminador, se tendrá que volver a reajustar el diseño completo.

Otro objetivo de cara al futuro es la fabricación de este componente con material de micro y nanotecnología, habrá que medirlo para ver si tiene un comportamiento parecido al que se ha simulado. Por último, se integrará este diseño junto al resto de componentes electrónicos ya mencionados en el primer capítulo de esta memoria que componen el medidor de frecuencia reconfigurable, como son la antena, amplificadores, detector y un convertidor analógico/digital, y comprobar los resultados con medidas en el laboratorio.