

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación**

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**Diseño de desfasadores con varactores para antenas planas**

**Javier Herranz Alpanseque  
Tutor: José Luis Masa Campos**

**Julio 2016**





# **Diseño de desfasadores con varactores para antenas planas**

**AUTOR: Javier Herranz Alpanseque**

**TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas  
Dpto. de Tecnologías Electrónica y de las Comunicaciones  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
Julio de 2016**



## Resumen (castellano)

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño de un circuito desfasador para una antena plana común, pero añadiendo dispositivos que desfasen la señal que recorre dicho circuito. El desfase de la señal se hará mediante unos varactores situados en un acoplador híbrido Branch. Todos los circuitos y las antenas se realizarán a 17GHz sobre un sustrato RF-35 de  $\epsilon_r=3.5$  y de tangente de pérdidas 0.005 a 17GHz.

Comenzaremos con un breve resumen de los conceptos básico a usar a lo largo del desarrollo de este trabajo, como impedancias de entrada( $Z_A$ ), parámetros S del circuito, adaptadores híbridos Branch, diagrama de radicación de una antena, desapuntamiento de la misma, etc .

A continuación abordaremos el desarrollo de todas las simulaciones necesarias para garantizar el máximo rango de fases posible que proporcione el varactor.

Se diseñará como elemento radiante, una antena de parche circular apilado la cual será el elemento unitario del correspondiente array 4 parches circulares apilado a los que engancharemos los acopladores anteriormente diseñados para poder controlar el desfase que llega a la antena.

Se abordará el diseño de prototipos destinados a la construcción de los mismos con los que se buscará las óptimas condiciones para su medida.

Para finalizar construiremos los circuito antes mencionados y mediremos sus cualidades mediante analizadores de espectros y en cámara anecoica.

## Palabras clave (castellano)

Impedancia de entrada, adaptación y transmisión de la puerta N a la puerta M, diagrama de radicación, varactor, desfase, array de parches, parches apilados, lóbulo principal, lóbulos secundarios, lóbulos replica o lóbulos de difracción.

## Abstract (English)

This Bachelor Thesis goal is designing a phase-shifter circuit for a Planar antenna, but introducing devices that modify the phase of the signal. This phase gap will be controlled by some varactor diodes located on a hybrid coupler. All the circuits and the antenna are going to be made at a frequency of 17GHz with a layer of RF-35, of  $\epsilon_r=3.5$ .

We will start with some basic concepts that we will use during this Bachelor Thesis, like input impedances, S parameters of a circuit, Branch hybrid coupler, radiation chart of an antenna, etc. We will continue with a light explanation about how necessary are these circuits.

Therefore we will try some simulations to find out which is the maximum phase gap we can get with the varactor diodes.

Immediately after we will design the radiant element, a round stacked patch which will be the main element of the array of 4 elements.

We will design some prototypes that we will test to know if we can build them or not.

Finally we will build these prototypes and we take measures with spectrum profiler and with the anechoic chamber.

## Keywords (inglés)

Input impedance, impedance matching and transmission from the N gate to the M gate, radiation chart of an antenna, phase shift, patches array, stacked array, first lobe, secondary lobes, grating lobes



## *Agradecimientos*

Un largo camino he tenido que recorrer para llegar aquí ,con su satisfacciones y sus penurias. Pero ha sido un camino que en ningún caso he recorrido solo, muchos han sido los profesores y compañeros que he tenido a lo largo de los cursos, que me han apoyado y me han ayudado a llegar donde estoy hoy y sin los que seguramente no estaría hoy aquí.

En primer lugar quiero agradecer a Jose Luis por escogermme para este TFG , aun con las condiciones con las que entre en él , por su apoyo y disponibilidad, y por las facilidades que ha puesto a mi disposición.

En segundo lugar a ese gran grupo de RFCAS, en particular a Pablo y Eduardo que tanto tiempo me han soportado haciendo preguntas , viéndome sufrir en mis primeros intentos de montar los varactores , que fueron un suplicio. Y en los últimos días de mediciones en los que dedicaban , sobre todo Edu , gran parte de su tiempo en montar todo en la cámara para que yo pudiera tener las mediciones correctas.

A Jorge por las tardes que hemos pasado los dos pegándonos con nuestros respectivos TFG en el laboratorio 107, a Alex , Gator , y demás compañeros de clase que en ocasiones me sacaban un poco del laboratorio para descansar.

Por supuesto agradecer a mis padre por el tremendo apoyo , pues no solo estaban ahí cuando triunfaba si no cuando caía, para recogerme y ayudarme a levantarme.

En definitiva a todos muchas gracias.

Javier

## INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	1
2	Estado del arte .....	3
2.1	Conceptos Básicos .....	3
2.1.1	Definición de Impedancia de Entrada. ....	3
2.1.2	Definición de Parámetros S. ....	3
2.1.3	Acoplador híbrido Branch. ....	4
2.1.4	Definición de Antena y tipos de antena:.....	5
2.1.5	Diagrama de radiación.....	5
2.1.6	Características del diagrama de radiación. ....	7
2.1.7	Arrays de Antenas. ....	8
2.2	Varactor .....	10
3	Diseño.....	11
3.1	Diseño del circuito desfasador.....	11
3.1.1	Varactor .....	11
3.1.2	Diseño de Acoplador Branch.....	13
3.1.3	Unión del Acoplador con los varactores.....	14
3.2	Diseño de la antena de Parche. ....	16
3.2.1	Unión de antena y desfasador.....	18
3.3	Array de parches y red de alimentación. ....	20
3.3.1	Array de parches. ....	20
3.3.2	Red de alimentación. ....	23
3.3.3	Array completo .....	24
4	Diseño de prototipos.....	27
4.1	Circuito varactor. ....	27
4.1.1.1	Construcción .....	28
4.1.2	Desfasador. ....	29
4.1.2.1	Construcción.....	30
4.1.3	Antena de parche. ....	31
4.1.3.1	Construcción.....	32
4.1.4	Unión de antena de parche y desfasador. ....	34
4.1.5	Aislante de continua .....	38
5	Conclusiones y trabajo futuro.....	40
5.1	Conclusiones.....	40
	Referencias .....	41
	Glosario .....	43
	Anexos.....	- 1 -
A	Graficas Extra de los acoplos del array. ....	- 1 -
B	Diagramas de radiación del parche para frecuencias distintas a 17GHz. ....	- 3 -
C	Red de alimentación paso a paso.....	- 4 -

## TABLA DE FIGURAS

FIG 1.PARÁMETROS S-RED DE N PUERTAS. [1].....	3
FIG 2.PARÁMETROS S-ACOPLADOR BRANCH[1].....	4
FIG 3.PARÁMETROS S-ACOPLADOR BRANCH. [1].....	4
FIG 4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN. [2] .....	5
FIG 5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN-PLANO E.[2] .....	6
FIG 6.DIAGRAMA DE RADIACIÓN-PLANO H.[2].....	6
FIG 7.CARACTERÍSTICAS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN.[2] .....	7
FIG 8:MANERAS DE REPRESENTAR EL DIAGRAMA DE RADIACIÓN.[2] .....	7
FIG 9.MODULO DEL FACTOR DE ARRAY NORMALIZADO DEPENDIENDO DEL NÚMERO DE ELEMENTOS N Y LA VARIABLE MATEMÁTICA $\Psi$ . [2].....	9
FIG 10. FASE A LA ENTRADA DEL CIRCUITO PARA EL VALOR MÁXIMO Y MÍNIMO DE LA CAPACIDAD DEL VARACTOR SIMPLE EN ADS.....	11
FIG 11.DISEÑO DEL CIRCUITO CON VARACTOR SIMPLE.....	12
FIG 12.FASE A LA ENTRADA DEL CIRCUITO PARA EL VALOR MÁXIMO Y MÍNIMO DE LA CAPACIDAD DEL VARACTOR SIMPLE EN CST. ....	12
FIG 13.FUNCIONAMIENTO DEL ACOPLADOR BRANCH CON VARACTORES [4]. ....	13
FIG 14: ACOPLADOR BRANCH EN CST.....	13
FIG 15.PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR BRANCH (MODULO EN DB). ....	14
FIG 16. S21 Y S31 DEL ACOPLADOR BRANCH (FASE EN GRADOS). ....	14
FIG 17.CIRCUITO DESFASADOR. L=1.5MM .....	15
FIG 18.CIRCUITO DESFASADOR. S11-MODULO(DB). L=1.5MM.....	15
FIG 19.CIRCUITO DESFASADOR. S21-MÓDULO(DB). ....	15
FIG 20.CIRCUITO DESFASADOR. S21-PHASE(°). ....	16
FIG 21. ANTENA DE PARCHE APILADO.....	16
FIG 22.ANTENA DE PARCHE APILADO CIRCULAR. S11-MODULO(DB). ....	17
FIG 23. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 0^\circ$ , PLANO H.....	17
FIG 24. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 90^\circ$ , PLANO E.....	18

FIG 25.CIRCUITO DESFASADOR JUNTO CON LA ANTENA DE PARCHES. ....	18
FIG 26.CIRCUITO DESFASADOR JUNTO CON LA ANTENA DE PARCHES. S11 (MÓDULO).....	19
FIG 27. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 0^\circ$ , PLANO H.C=2.2PF.....	19
FIG 28. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 90^\circ$ , PLANO E.C=2.2PF....	19
FIG 29.CIRCUITO DESFASADOR JUNTO CON LA ANTENA DE PARCHES. CAMPO E RADIADO(FASE). ..	20
FIG 30.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. ....	20
FIG 31.COMPONENTES COPOLAR Y CONTRAPOLAR 17 Y 17.5 GHZ. ARRAY DE PARCHES D = <b>0.85<math>\lambda</math>0</b> .....	21
FIG 32. COMPONENTES COPOLAR 17 Y 17.5 GHZ. ARRAY DE PARCHES D = <b>0.9<math>\lambda</math>0</b> .....	21
FIG 33. ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S11-MÓDULO (DB). ....	22
FIG 34.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S21-MÓDULO (DB). ....	22
FIG 35.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S31-MÓDULO (DB). ....	22
FIG 36. ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S41-MÓDULO (DB). ....	22
FIG 37. RED DE ALIMENTACIÓN. ....	23
FIG 38.RED DE ALIMENTACIÓN: PARÁMETROS S-MÓDULO (DB) .....	23
FIG 39:RED DE ALIMENTACIÓN: PARÁMETROS S.....	23
FIG 40.ARRAY + RED DE ALIMENTACIÓN. ....	24
FIG 41.ADAPTACIÓN DEL ARRAY CON RED DE ALIMENTACIÓN. ....	24
FIG 42.ARRAY + RED DE ALIMENTACIÓN. PLANO H, C=2.2PF.....	24
FIG 43. ARRAY + RED DE ALIMENTACIÓN. PLANO H, DESAPUNTAMIENTO 4°. ....	25
FIG 44.ARRAY + RED DE ALIMENTACIÓN. PLANO H, DESAPUNTAMIENTO 7°. ....	25
FIG 45. DISEÑO DEL VARACTOR CON ALIMENTACIÓN PARA CONTINUA. ....	27
FIG 46.ADAPTACIONES DEPENDIENDO DE LOS VALORES DE CAPACIDAD-MÓDULO(DB). ....	28
FIG 47:CIRCUITO VARACTOR SIMPLE. DESFASE MEDIDO EN GRADOS. ....	28
FIG 48. CIRCUITO DESFASADOR. PROTOTIPO. ....	29
FIG 49. CIRCUITO DESFASADOR. VERSIÓN PARA CONSTRUIR. S11-MODULO(DB). ....	29
FIG 50.CIRCUITO DESFASADOR. VERSIÓN PARA CONSTRUIR. S21-MODULO(DB). ....	29

FIG 51.CIRCUITO DESFASADOR. VERSIÓN PARA CONSTRUIR. S21-FASE(DB). .....	30
FIG 52.CIRCUITO DESFASADOR. MEDIDAS. TRANSMISIÓN Y ADAPTACIÓN. ....	30
FIG 53:ANTENA DE PARCHE. PROTOTIPO. ....	31
FIG 54: ANTENA DE PARCHE.PROTOTIPO. S11-MÓDULO(DB). ....	31
FIG 55: ANTENA DE PARCHE. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRPOLAR PLANO H. ....	31
FIG 56:ANTENA DE PARCHE. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR PLANO E. ....	32
FIG 57: ANTENA DE PARCHE Y ANTENA DE PARCHE EN CÁMARA ANECOICA .....	32
FIG 58.ANTENA DE PARCHE. ADAPTACIÓN-MÓDULO(DB).....	33
FIG 59. GANANCIA DE LA ANTENA DE PARCHE (DB).....	33
FIG 60.DIAGRAMA DE RADIACIÓN. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR PLANO E. F=17GHZ .....	34
FIG 61. DIAGRAMA DE RADIACIÓN. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR PLANO H.F=17GHZ .....	34
FIG 62.UNIÓN DE PARCHE MÁS DESFASADOR. PROTOTIPO. ....	34
FIG 63. UNIÓN DE PARCHE MÁS DESFASADOR. PROTOTIPO.S11 MÓDULO-(DB). ....	35
FIG 64. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 90^\circ$ , PLANO E.C=2.2pF....	35
FIG 65. COMPONENTE COPOLAR Y CONTRAPOLAR NORMALIZADA $\phi = 0^\circ$ , PLANO H.C=2.2pF.....	35
FIG 66:ANTENA DE PARCHE MÁS DESFASADOR. ....	36
FIG 67:GANANCIA DEL PARCHE +DESFASADOR DEPENDIENDO DEL VOLTAJE SUMINISTRADO. ....	36
FIG 68:DIAGRAMAS DE RADICACIÓN COPOLAR EN EL PLANO E, PARA V=0,5,17V.....	37
FIG 69. DIAGRAMAS DE RADICACIÓN COPOLAR EN EL PLANO H, PARA V=0,5,17V.....	37
FIG 70:DISEÑO DE AISLANTE DE DC. ....	38
FIG 71:DISEÑO DE AISLANTE DE DC. ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN – MODULO(DB). ....	38
FIG 72:DISEÑO DE AISLANTE DE DC. ....	39
FIG 73.AISLANTE DE CONTINUA. MEDIDAS. TRANSMISIÓN Y ADAPTACIÓN. ....	39
FIG 74.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S22-MÓDULO (DB). ....	- 1 -
FIG 75.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S32-MÓDULO (DB). ....	- 1 -

FIG 76.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S42-MÓDULO (DB). .....	- 1 -
FIG 77.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S33-MÓDULO (DB). .....	- 2 -
FIG 78.ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S43-MÓDULO (DB). .....	- 2 -
FIG 79. ARRAY DE PARCHES CON DESFASADORES. S44-MÓDULO (DB). .....	- 2 -
FIG 80:DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LA COMPONENTE COPOLAR, PLANO E PARA 16, 16.5, 17.5, 18 GHZ .....	- 3 -
FIG 81: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LA COMPONENTE COPOLAR, PLANO H PARA 16, 16.5, 17.5, 18 GHZ .....	- 3 -
FIG 82:RED DE ALIMENTACIÓN.PRIMER-PASO.....	- 4 -
FIG 83:RED DE ALIMENTACIÓN. PRIMER-PASO-ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN, MODULO(DB) ....	- 4 -
FIG 84:RED DE ALIMENTACIÓN. SEGUNDO-PASO .....	- 4 -
FIG 85:RED DE ALIMENTACIÓN. SEGUNDO PASO-ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN, MODULO(DB). -	- 5 -
FIG 86:RED DE ALIMENTACIÓN. TERCER-PASO. ....	- 5 -
FIG 87:RED DE ALIMENTACIÓN. SEGUNDO PASO-ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN, MODULO(DB). -	- 5 -

# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

En un mundo en el que cada día es más necesario que un usuario esté conectado constantemente a multitud de redes inalámbricas surge un problema, y es la disponibilidad de estas antenas en determinadas zonas de una ciudad pueblo o incluso un domicilio particular, una antena estándar cubre una zona determinada según la posición física en la que se encuentre, en el momento en que el usuario salga de esa zona estará “*fuera de cobertura*” lo que supondrá que el servicio que se proporcionaba hasta ahora deja de funcionar o funciona con peor calidad de la garantizada.

Sin embargo, esto se resuelve con este proyecto en concreto, como explicaremos más adelante gracias a los varactores conseguiremos que el lóbulo principal de la antena, que normalmente se corresponde con la zona de cobertura de la misma, pueda moverse sin necesidad de tener que mover la antena físicamente, lo que supone un principio de antena inteligente. La banda que trataremos será la banda Ku, que comprende desde los 16.3 GHz hasta los 17.3 GHz extendiéndola en algunos casos hasta los 18GHz para comprobar cómo afecta a las características principales del diseño. Se elige esta banda por su versatilidad a la hora de crear comunicaciones en situaciones de emergencia, catástrofes naturales, llegada a lugares poco poblados o de difícil acceso, etc.

## 1.2 Objetivos

- Medición del desfase provocado por un varactor mediante onda reflejada.
- Diseño de acoplador Híbrido Branch de 90°.
- Unión del acoplador y varactor para la formación de un desfasador.
- Diseño de una antena de parche apilado. Y unión del circuito desfasador con esta.
- Diseño de un array de parches con desfasadores.
- Construcción y medición de los circuitos propuestos

## 1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- El capítulo 2 incluye el estado del arte donde se introducen conceptos teóricos sobre Medios de Transmisión y Antenas.
- El capítulo 3 aborda el diseño teórico de los elementos propuestos en los objetivos.
- El capítulo 4 aborda las modificaciones que se deben realizar para la construcción de los circuitos diseñados y su posterior medición
- El capítulo 5 consta de la conclusión y la continuación del desarrollo de este TFG



# 2 Estado del arte

## 2.1 Conceptos Básicos

### 2.1.1 Definición de Impedancia de Entrada.

La definición formal de Impedancia de entrada es la diferencia entre el voltaje y la corriente que tenemos en la entrada de un elemento:

$$Z_{in} := \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (1)$$

Tanto los circuitos como las antenas que vamos a tratar son pasivos, por lo que se pueden simplificar hasta el punto de poder expresarse como una impedancia de la forma:

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (2)$$

Donde a R se le denomina resistencia y a X reactancia. Para determinados valores de  $\omega$ ,  $X(\omega)=0$ , este fenómeno se denomina resonancia.

### 2.1.2 Definición de Parámetros S.

Al igual que cualquier otro circuito, en RF los circuitos complejos se pueden caracterizar como cajas negras con una matriz asociada que relacione sus puertas entre sí, ejemplos de estas matrices son las matrices Z o Y que muestran las impedancias o admitancias de las puertas y sus relaciones entre ellos. Una de las matrices más utilizadas es la matriz de parámetros S.

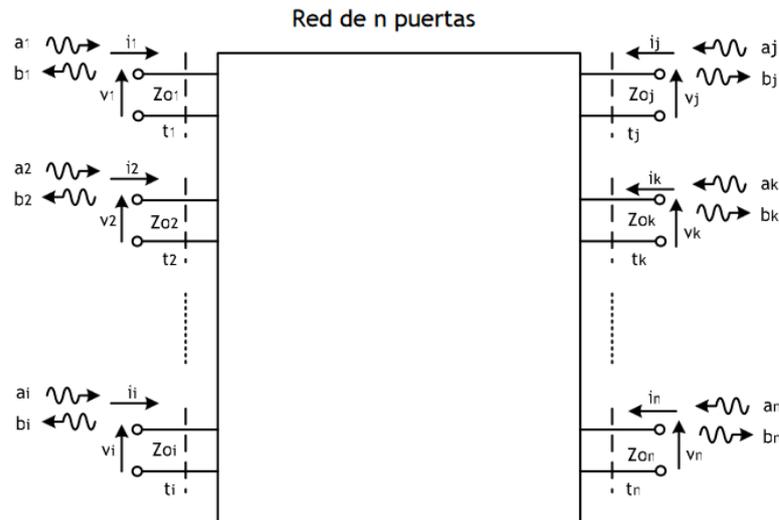


Fig 1. Parámetros S-Red de N puertas. [1]

Estas matrices establecen una relación entre las ondas de potencia entrantes y salientes en cada puerta. Estas ondas de potencia se definen como:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i} i_i}{\sqrt{8 \operatorname{Re}[Z_{0i}]}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^* i_i}{\sqrt{8 \operatorname{Re}[Z_{0i}]}} \quad (3)$$

Siendo  $a_i$  la onda entrante,  $b_i$  la saliente,  $v_i$ ,  $i_i$  y  $Z_{0i}$ , voltaje de entrada, corriente de entrada e impedancia de referencia respectivamente, en cada una de las puertas que tenga. Una vez tenemos estas ondas de potencia, los parámetros S son:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_j = 0, \quad \forall j \neq i} \quad S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_j = 0, \quad \forall j \neq i} \quad (4)$$

Los primeros se denominan coeficientes de transmisión y los segundos coeficientes de adaptación.

### 2.1.3 Acoplador híbrido Branch.

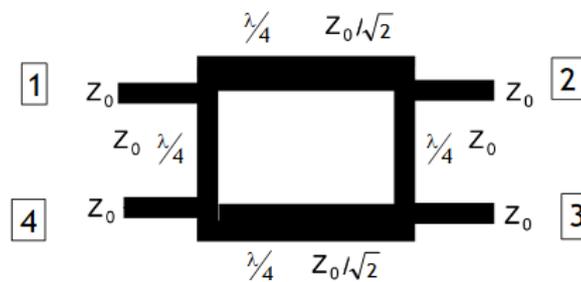


Fig 2. Parámetros S-Acoplador Branch[1]

Este circuito tiene nombre propio dada la funcionalidad que tiene,. La cual nos la proporciona su matriz de parámetros S:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{bmatrix}$$

Fig 3. Parámetros S-Acoplador Branch. [1]

Lo que esta matriz no está diciendo es que si nuestra onda entrase por la puerta 1 llegaría a la puerta 2 y 3 con la mitad de potencia (-3dB), y que además entre la puerta 2 y 3 tenemos 90° de diferencia. Por último, tenemos que en la puerta 4 la onda entrante tendría las mismas características que la saliente de la puerta 1.

### 2.1.4 Definición de Antena y tipos de antena:

La definición de antena según el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) nos dice que una antena es un “Dispositivo “metálico” capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que, además, adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

La clasificación de la mayor parte de las antenas tiene que ver con su topología, es decir la forma que tiene y distinguimos:

- **Antenas de hilo o lineales**, son aquellas que están formadas por un hilo conductor. El radio del hilo es menor de  $\lambda_0$ , los ejemplos más claros son los dipolos y monopolos.
- **Antenas impresas**, son aquellas que están implementadas sobre sustrato impreso, cuyo espesor de conductor es menor de  $0.2\lambda_0$ . Los ejemplos más claros son las antenas de parche microstrip.
- **Antenas de apertura**, la onda se radia a partir de una apertura física, normalmente rectangular o circular. Los ejemplos más claros son bocinas, reflectores y combinaciones de ambos.
- **Arrays de antenas**, son las formadas a partir de agrupaciones de las anteriores antenas.
- **Antenas inteligentes**, son arrays de antenas de que son capaces de modificar sus propiedades de radiación. La antena realizada en este TFG se puede considerar de este tipo.

### 2.1.5 Diagrama de radiación.

Se define como “Representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio.”

Podemos diferenciar dos planos principales que representan la mayor parte de la información.

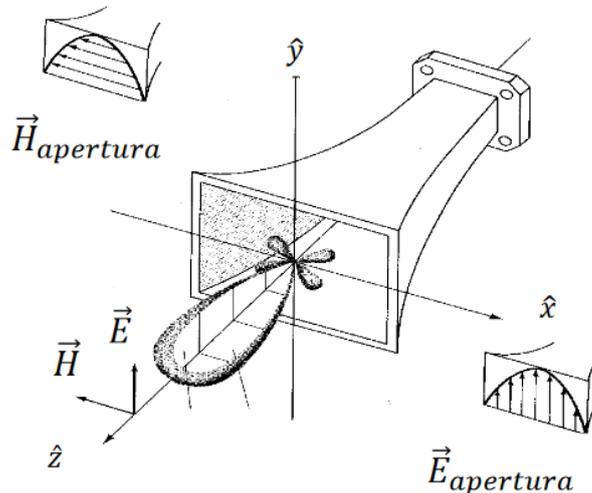
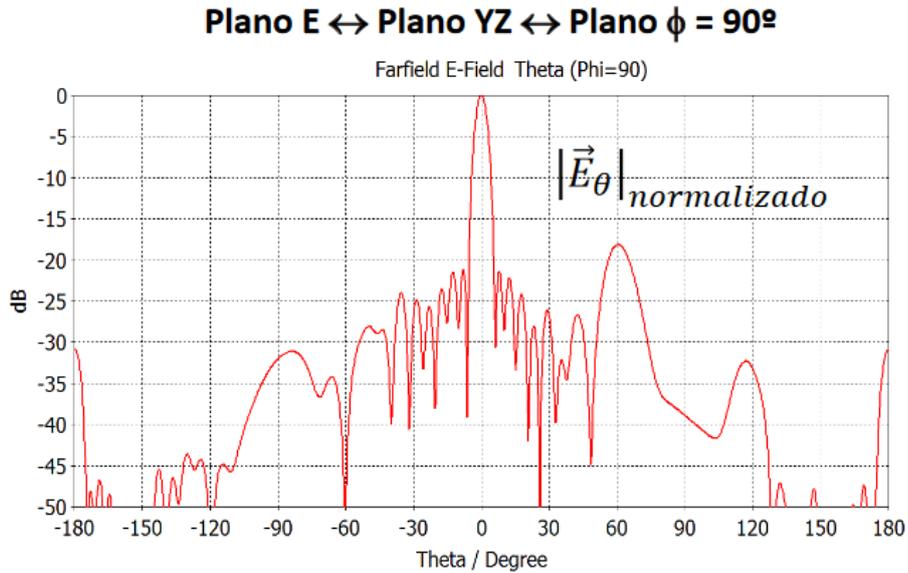


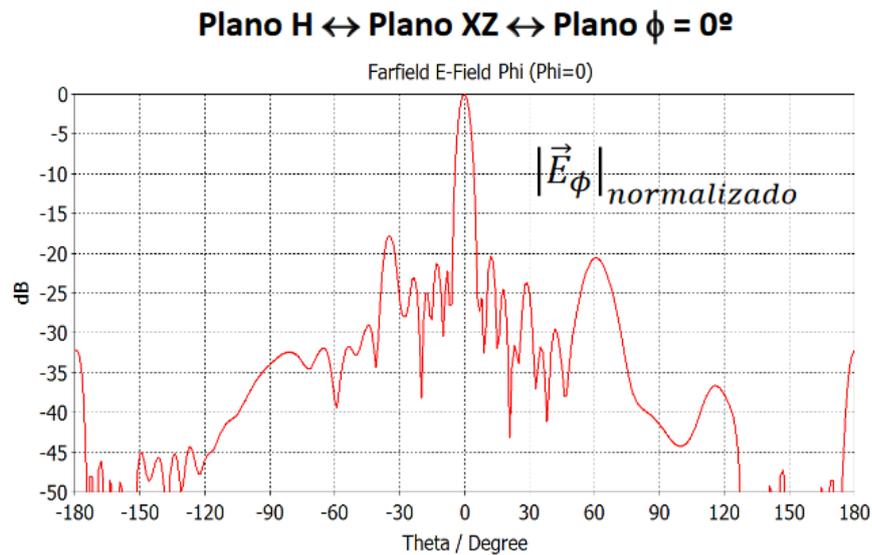
Fig 4. Diagrama de radiación. [2]

- Plano E: Contiene el vector E. En el caso de la Fig.4 el plano que contiene al vector E es el plano YZ que traducido a coordenadas esféricas significa el plano  $\Phi=90^\circ$  y  $\theta$  variable.



**Fig 5. Diagrama de radiación-Plano E.[2]**

- Plano H: Contiene el vector H. En el caso de la Fig.4 el plano que contiene al vector H es el plano XZ, que se corresponde en coordenadas cartesianas al plano  $\Phi=0^\circ$  y  $\theta$  variable.



**Fig 6. Diagrama de radiación-Plano H.[2]**

## 2.1.6 Características del diagrama de radiación.

El diagrama de radiación debe de saber interpretarse para obtener de él la mayor cantidad de información posible, por eso se analizan las siguientes características del mismo:

- **Lóbulo principal**, es la dirección de máxima radiación (en Fig.5 y Fig.6 este lóbulo se encuentra en a  $\theta=0^\circ$ )
- **Lóbulos secundarios**, aquellos que no son el lóbulo principal, de todos lo que hay podemos diferenciar dos muy importantes
  - Lóbulos laterales: aquellos adyacentes al lóbulo principal.
  - Lóbulo posterior: aquel situado aproximadamente a  $180^\circ$  respecto del lóbulo principal.
- **Side Lobe Level(SLL) o Nivel de Lóbulos secundarios**, es la relación entre los lóbulos laterales y el lóbulo principal.
- **Ancho de haz a -3dB**, diferencia expresada en grados entre punto de potencia mitad del lóbulo principal.

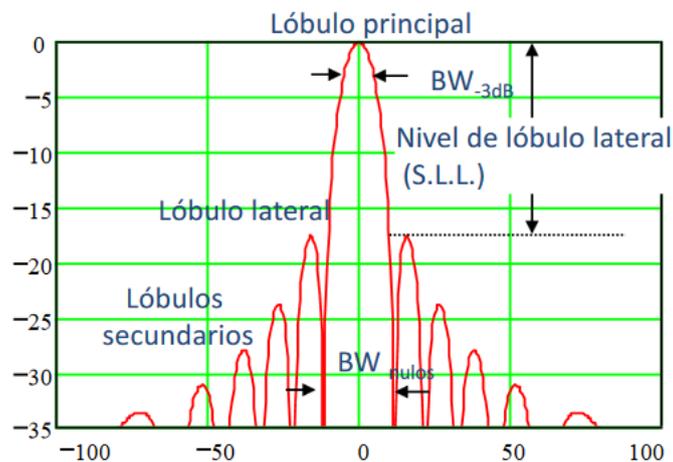


Fig 7.Características del diagrama de radiación.[2]

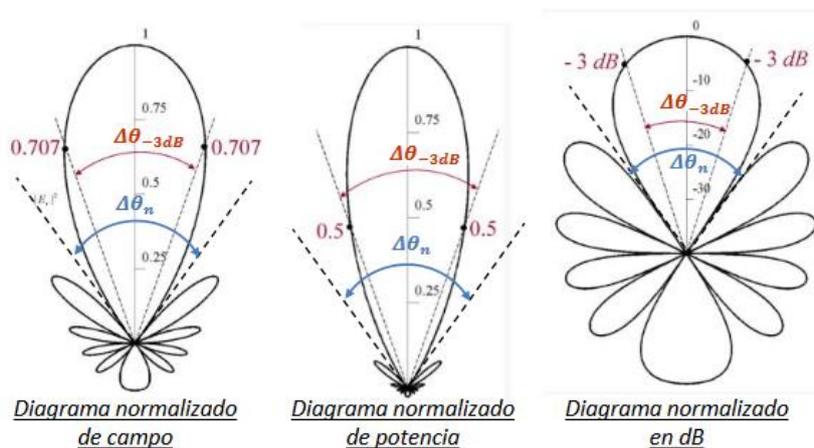


Fig 8:Maneras de representar el diagrama de radiación.[2]

### 2.1.7 Arrays de Antenas.

Como hemos explicado en la sección 2.1.5 un array de antenas no es nada más que un conjunto de antenas agrupadas que juntas forman un diagrama de radiación determinado dependiendo de factores como el módulo y la fase que le llega a cada antena que compone el array o de la distancia entre los elementos del array.

Las características principales de un array se definen mediante unos parámetros y estos son:

- Corrientes de alimentación de cada elemento del array.  $I_n = |I_n| \cdot e^{j\alpha_n}$
- Vector de posición al centro de cada elemento del array.  $\vec{r}_n$
- Diagrama de radiación de cada elemento del array situado en el centro de coordenadas ( $\vec{E}_{n,0}$ ). Normalmente los elementos del array suelen ser iguales entre sí por lo que el diagrama de radiación es el mismo.  $\vec{E}_{n,0} = \vec{E}_0; \forall n = 1, \dots, N$

Así si tenemos un elemento  $n$  situado en su posición  $\vec{r}_n$ :

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (5)$$

Para conseguir la contribución de todos los elementos se suman los campos radiados de todos los elementos:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (6)$$

$$\hat{r} = (\sin\theta \cdot \cos\phi \cdot \hat{x} + \sin\theta \cdot \sin\phi \cdot \hat{y} + \cos\theta \cdot \hat{z}) \quad (7)$$

$$\vec{r}_n = x_n \hat{x} + y_n \hat{y} + z_n \hat{z} \quad (8)$$

Pudiendo denominar a la parte que queda en el sumatorio como Factor de Array:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (9) \quad \text{Donde } A_n = a_n \cdot e^{j\alpha_n}.$$

De todos los tipos de array que se pueden hacer nosotros nos centraremos en los arrays uniformes en amplitud y fase progresiva.

Si situamos la dirección de apuntamiento en el eje  $\hat{z}$ , el producto escalar de  $\hat{r} \cdot \vec{r}_n$  da origen a la variable matemática  $\Psi = k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha$ .

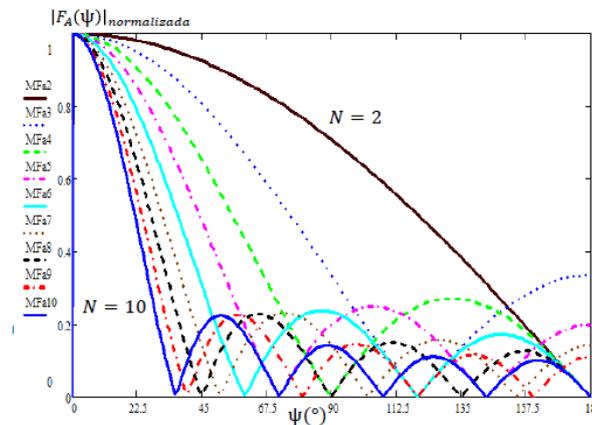
$$a_n = 1, \forall n \rightarrow A_n = e^{j(n\alpha)} \rightarrow F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \cdot n \cdot (k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha)}$$

Por lo que el factor de array ( $F_A(\theta, \phi)$ ) quedaría de la siguiente forma:

$$F_A(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \cdot n \cdot \Psi} = e^{j \frac{N-1}{2} \Psi} \cdot \frac{\text{sen} \left( \frac{N}{2} \Psi \right)}{\text{sen} \left( \frac{\Psi}{2} \right)} \quad (9)$$

$$|F_A(\Psi)| = \left| \frac{\text{sen} \left( \frac{N}{2} \Psi \right)}{\text{sen} \left( \frac{\Psi}{2} \right)} \right| \quad (10)$$

Dependiendo de  $N$ , es decir del número de elementos del array, el factor de array será de una forma u otra.



**Fig 9. Módulo del Factor de array normalizado dependiendo del número de elementos  $N$  y la variable matemática  $\Psi$ . [2]**

Si mantenemos la dirección de apuntamiento en el eje  $\hat{z}$  podemos averiguar la posición y tanto en  $\Psi$  como en  $\theta$  del lóbulo principal:

- **Máximos principales**, son el equivalente al lóbulo principal del parche simple, con la ligera diferencia de que estos máximos principales se repiten cada  $2\pi$ ,  $\Psi = \pm 2i\pi, i = 0,1,2, \dots$ . En estos máximos el módulo del factor array tiene un valor que depende del número de elementos,  $|F_A(\theta, \phi)| = N$ . Para  $\Psi = 0$  nos encontramos con el primer máximo, despejando  $\theta$  de la ecuación 10, obtenemos:

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left( -\frac{\alpha}{k_0 \cdot d} \right) \quad (11)$$

Dado que  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  y que  $d$  es un valor es fijo una vez diseñada la antena podemos decir que la posición del lóbulo principal del array con respecto a  $\theta$  depende del desfase progresivo.

## 2.2 Varactor

El varactor, o también conocido como diodo varicap, es un dispositivo capaz de comportarse como un condensador de capacidad variable, frente a variaciones del voltaje aplicado.

$$C_v = \frac{c}{\sqrt{1+2|V_d|}} pF \quad (12)$$

Donde  $|V_d|$  es el voltaje de polarización inversa del diodo.

Como se puede suponer por la fórmula que rige su comportamiento, valores altos de tensión equivaldrán a valores pequeños de condensador y viceversa.

## 3 Diseño

La fase de diseño es la principal de este TFG, en ella se abordan los todos los aspectos relativos a la creación de los elementos individuales que darán origen al diseño final. Por ello está estructurada en tres partes.

La primera es la creación del circuito desfasador, esta fase consta de las simulaciones correspondientes para caracterizar bien la respuesta del varactor a las distintas variaciones de capacidad, y averiguar que margen de desfases podemos conseguir. Además, es necesario que esta señal desfasada se mantenga en óptimas condiciones, aquí interviene el acoplador híbrido Branch.

La segunda parte de esta fase de diseño es la creación del elemento radiante principal, la antena de parche. Donde veremos cómo reacciona su directividad dependiendo de la frecuencia que tomemos.

La tercera parte tratara de elaborar un array de 4 elementos, y ver como varia el lóbulo principal dependiendo de los desfasadores elaborados en la parte uno.

### 3.1 Diseño del circuito desfasador.

#### 3.1.1 Varactor

Como se indica en la introducción el elemento principal que conseguirá el desfase deseado en las antenas será el varactor, más concretamente el modelo MA46580[6], cuyas especificaciones fueron medidas por el grupo de RFCAS, dado lugar a un rango de capacidades de 0.13 a 2.2pF, que correspondían a valores de 17V a 0V

Para el primer diseño se plantea un simple circuito en ADS que consta de una línea de  $50 \Omega$  y longitud  $\frac{\lambda}{2} = 5.26\text{mm}$ , un pequeño espacio donde se colocara el varactor y una isleta conectada a masa.

Como primer resultado se busca averiguar cuanta diferencia de fase se puede obtener entre el valor mínimo y máximo de capacidad del varactor. Ya que de esta diferencia dependerá el desapuntamiento máximo de nuestro array.

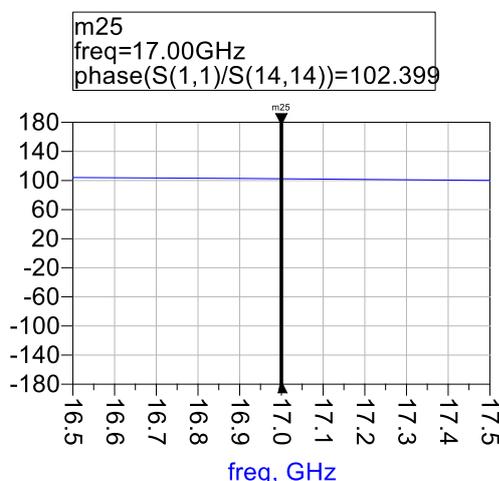
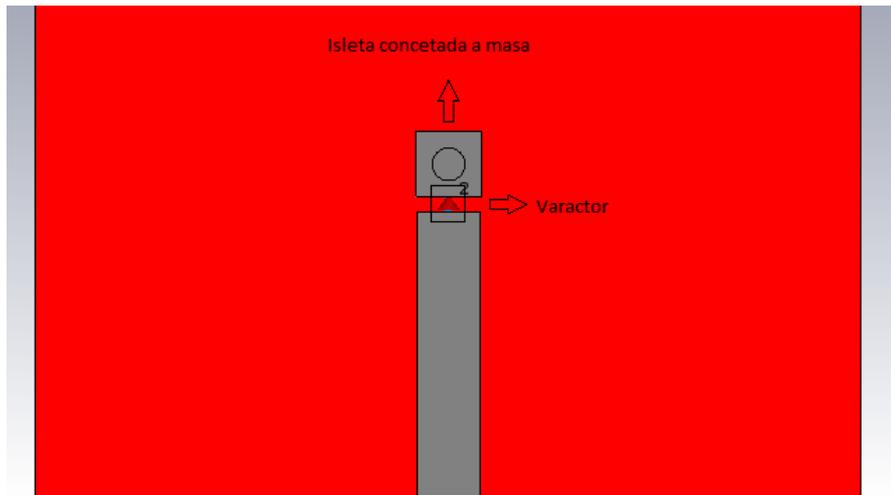


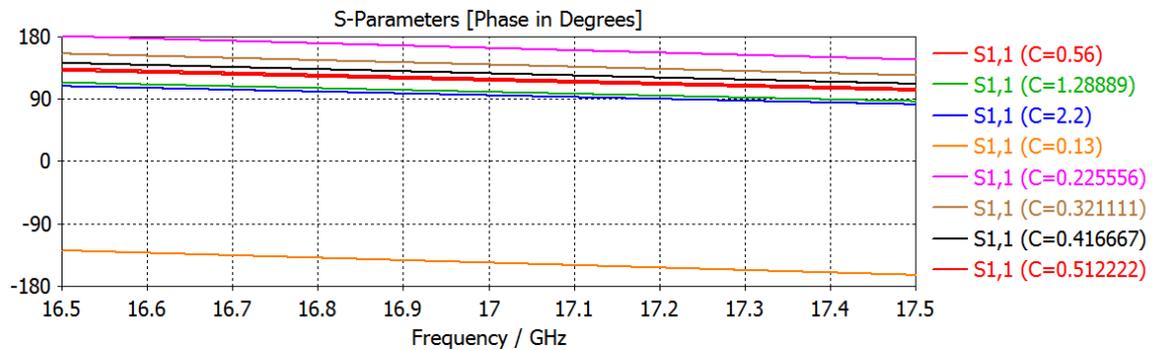
Fig 10. Fase a la entrada del circuito para el valor máximo y mínimo de la capacidad del varactor simple en ADS.

Al observar los resultados de Fig 10.se observa que el rango entre el valor más pequeño y el más grande de capacidad del varactor es de uno 102 grados, esto significa que a la hora de realizar el array de 4 elementos, el desfase entre elementos será como máximo de  $\alpha = \frac{102}{4} = 25.25^\circ$  esto implica que entre una antena y la siguiente la señal que le llega estar desfasada  $25.25^\circ$  con respecto al anterior y al siguiente elemento.

Como el ADS no es tan preciso como el CST, reproducimos el diseño en CST y observamos los resultados.



**Fig 11.Diseño del circuito con varactor simple.**



**Fig 12.Fase a la entrada del circuito para el valor máximo y mínimo de la capacidad del varactor simple en CST.**

La simulación que nos proporciona CST arroja resultados favorables ya que el rango de fases que ahora manejamos es ligeramente mayor con respecto a la Fig.10, ahora nos encontramos con un rango de  $121^\circ$ .

### 3.1.2 Diseño de Acoplador Branch

Una vez se conoce el rango de fases que proporciona el varactor, se debe pensar en una manera de trasladar esta señal desfasada hasta la antena.

Una posible solución la proporcionan P.Padilla y colaboradores en su artículo [7][8]. Proponen que una solución sería crear un Acoplador Branch de  $90^\circ$  (acoplador cuyas puertas 2 y 3 están desfasadas  $90^\circ$ ) que refleje las señales de la puerta B y C, donde previamente habremos conectado los varactores, para que de esta manera la señal que llegue a la puerta D sea la suma de la señal que sale de las puerta B y C, pero desfasadas  $\phi$ , siendo  $\phi$  el desfase producido por los varactores

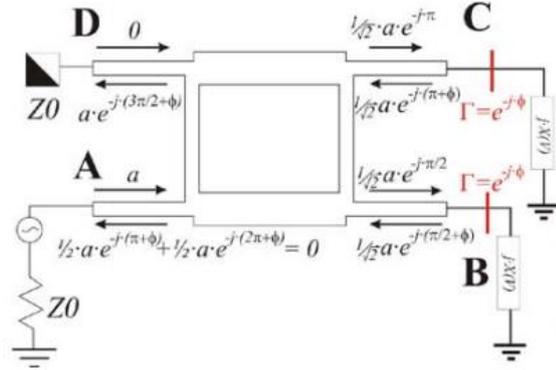


Fig 13. Funcionamiento del Acoplador Branch con varactores [5].

Con esto, podremos colocar nuestros circuitos de la Fig.11 en las puertas B y C.

A la hora de diseñar el acoplador debemos tener en cuenta que según la Fig.3 las salidas 2 y 3, correspondientes a las puertas C y B de la Fig.13, deberían tener entre sí  $90^\circ$  de diferencia y además de una potencia de  $(\frac{1}{\sqrt{2}})^2 = \frac{1}{2} \rightarrow -3dB$  con respecto a la puerta A.

Una vez diseñado y habiendo retocado un poco distancias y anchuras para que quede la mejor adaptación y la mejor transmisión posible obtenemos este resultado:

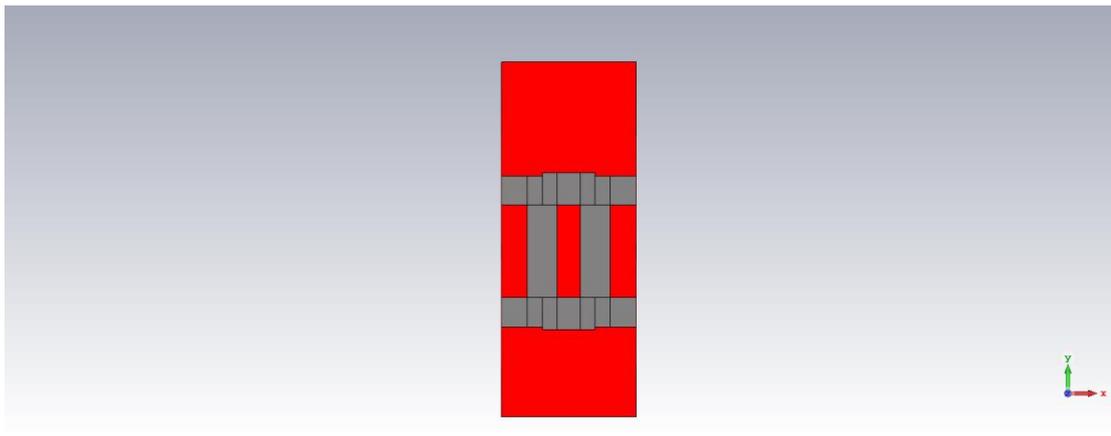
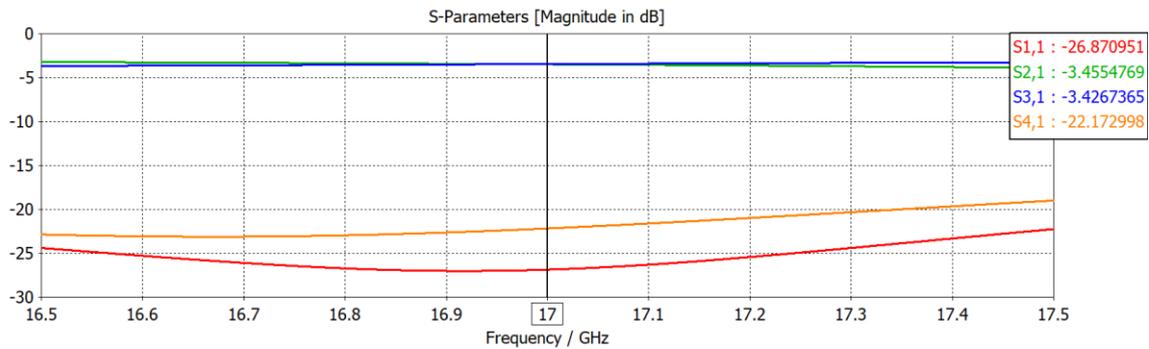
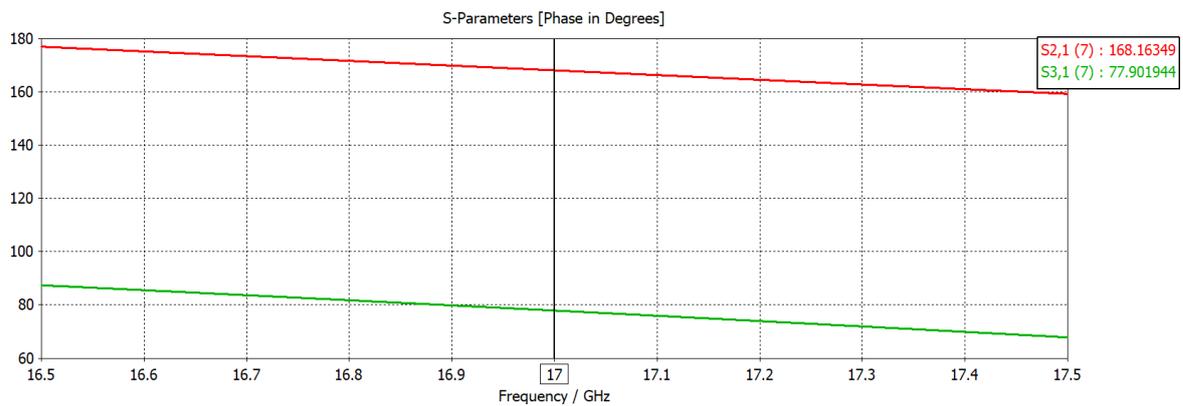


Fig 14: Acoplador Branch en CST



**Fig 15. Parámetros S del Acoplador Branch -Módulo(dB).**

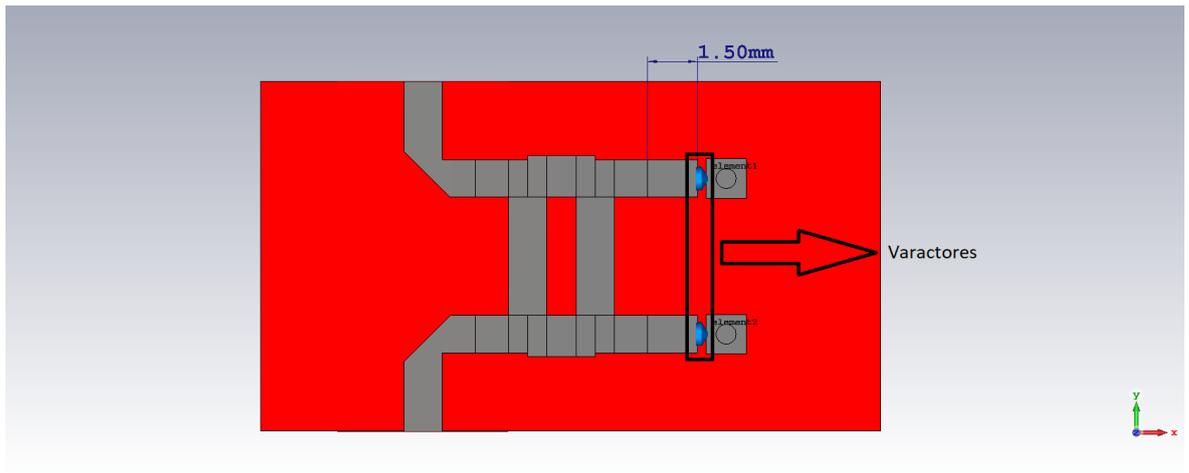


**Fig 16. S21 y S31 del Acoplador Branch (Fase en grados).**

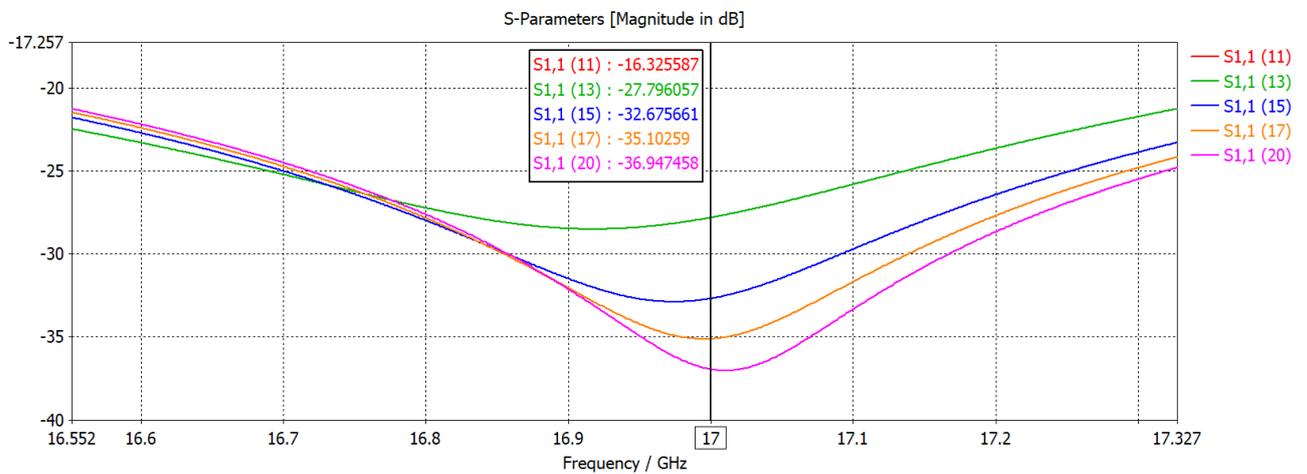
Como esperábamos la transmisión a las puertas 2 y 3 son del rango de -3 dB, (-3.4dB debido las pérdidas del sustrato RF-35). También cumple las condiciones de 90° de desfase entre las puertas 2 y 3.

### 3.1.3 Unión del Acoplador con los varactores.

Durante la fase del diseño del circuito con el varactor, se pudo observar, que la longitud de la línea donde va colocado el varactor hace variar las características del circuito, por eso a la hora de realizar el circuito desfasador completo, es decir varactor más acoplador híbrido Branch, hemos reducido su longitud para que el desfasador disponga de las mejores características posibles. El valor que mejor resultado proporciona es  $L=1.5\text{mm}$ .

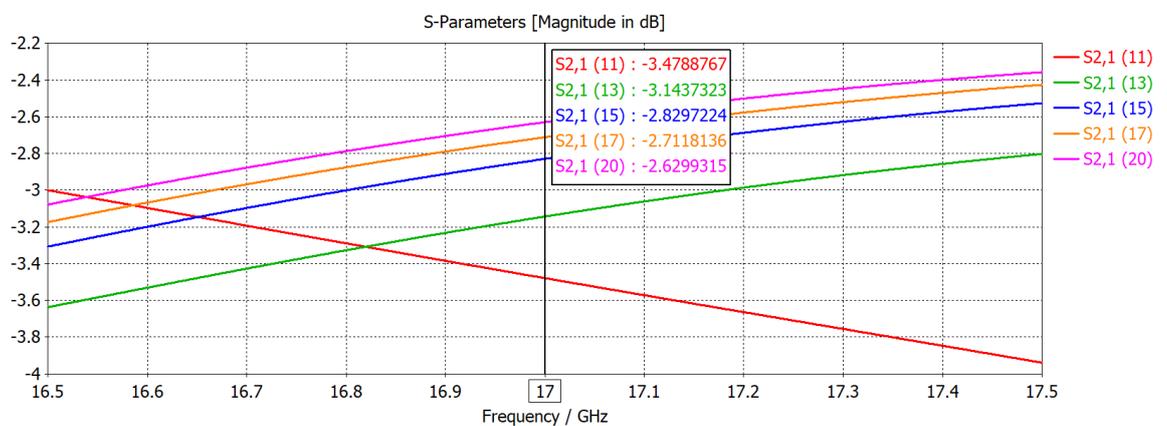


**Fig 17.Circuito Desfasador. L=1.5mm**

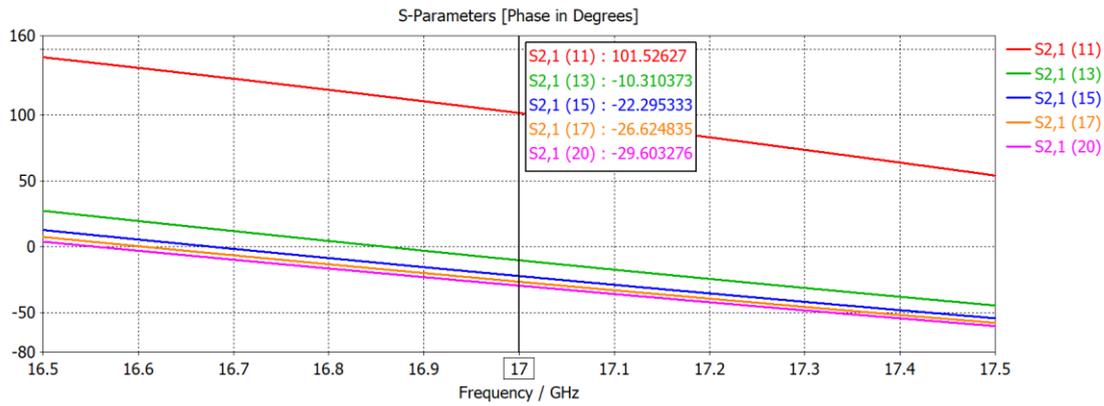


**Fig 18.Circuito desfasador. S11-Módulo(dB). L=1.5mm**

Lo primero que vemos es que la adaptación de todo el circuito varía dependiendo de los valores de los condensadores siendo el valor más alto de adaptación( -16.32dB) el proporcionado por el valor de  $C=0.13\text{pF}$  y el valor más bajo de adaptación(-36.94dB) el proporcionado por el valor más alto de  $C = 2.2\text{pF}$ . En transmisión ocurre al revés.



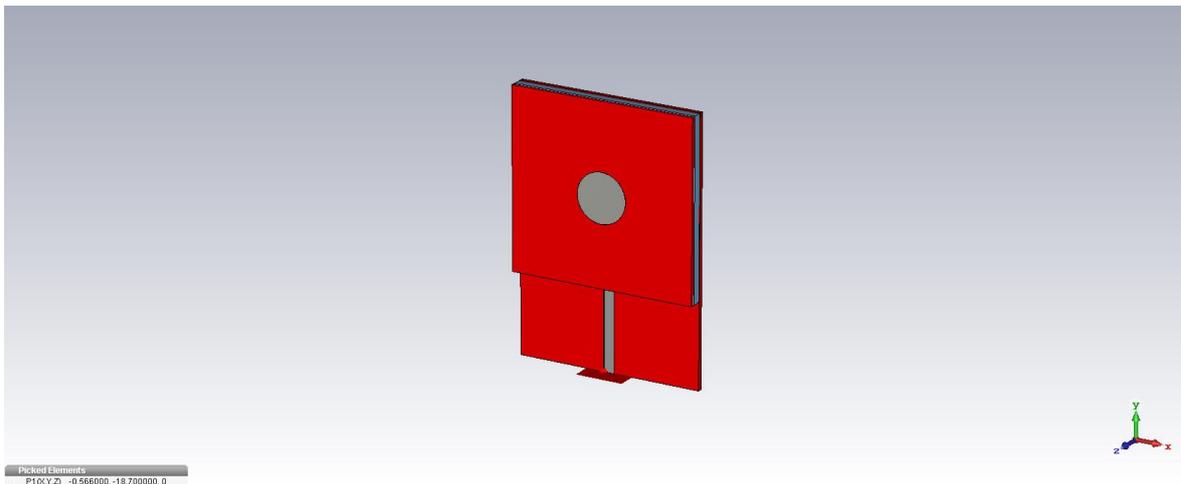
**Fig 19.Circuito desfasador. S21-Módulo(dB).**



**Fig 20. Circuito desfasador. S21-Fase(°).**

Podemos observar que el máximo desfase que puede dar el circuito es de 135°, mayor que el que proporcionaba el circuito varactor solo.

### 3.2 Diseño de la antena de Parche.



**Fig 21. Antena de parche apilado.**

El objetivo de este apartado es el de realizar una antena de parche circular con un ancho de banda a -15dB de más de 1GHz. Para conseguir un ancho de banda de esas características se necesita una antena de parche apilado, ya que la antena de parche por sí sola no consigue un ancho de banda tan grande.

La antena de parche apilado consta de un parche inferior cuya resonancia es menor de 17 GHz, y un parche superior que resuena a una frecuencia mayor que 17GHz.

Así que como primer cálculo se realiza una estimación para saber el radio que tendría una antena circular con resonancia a 17GHz. Los datos a tener en cuenta en las ecuaciones son  $h=0.018\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.5$ .

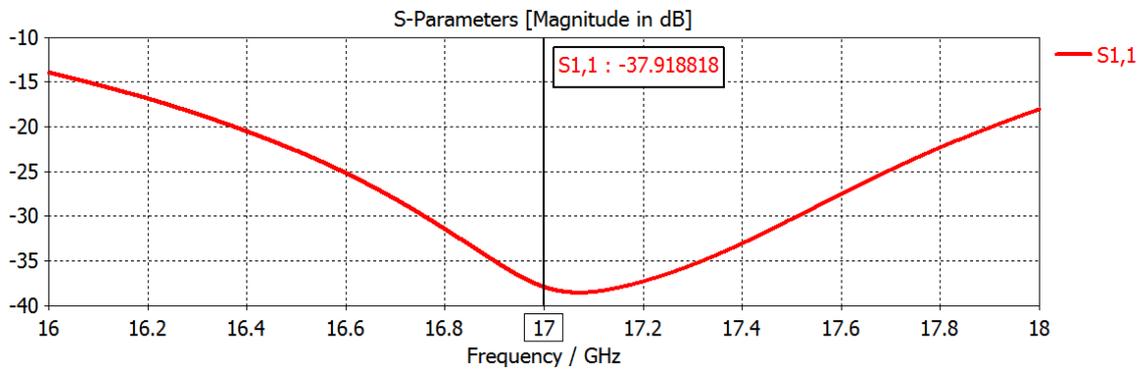
$$f_{\text{cmp}} := \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{ra}}}} \cdot \frac{\chi_{11}}{a_{\text{efec}}} = 1.706 \times 10^{10} \text{ s}^{-1} \quad (13)$$

Para que se cumpla la ecuación anterior  $a_{\text{efec}}=2.7\text{mm}$ .

$$a_{\text{efec}} := a \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot h_a \cdot \left( \ln \left( \frac{\pi \cdot a}{2 \cdot h_a} \right) + 1.7726 \right)}{\pi \cdot a \cdot \epsilon_{ra}}} = 2.702 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (14)$$

Despejando (14) se consigue  $a = 2.69\text{mm}$ . Por tanto, el diámetro para el parche inferior es de  $d = 2 * 2.7\text{mm} = 5.4$  y un parche superior de  $d = 2 * 2.69\text{mm} = 5.38$ . La separación entre los parches también es importante, pero dada las limitaciones de su tamaño a la hora de su construcción utilizaremos una separación de  $1\text{mm}$ .

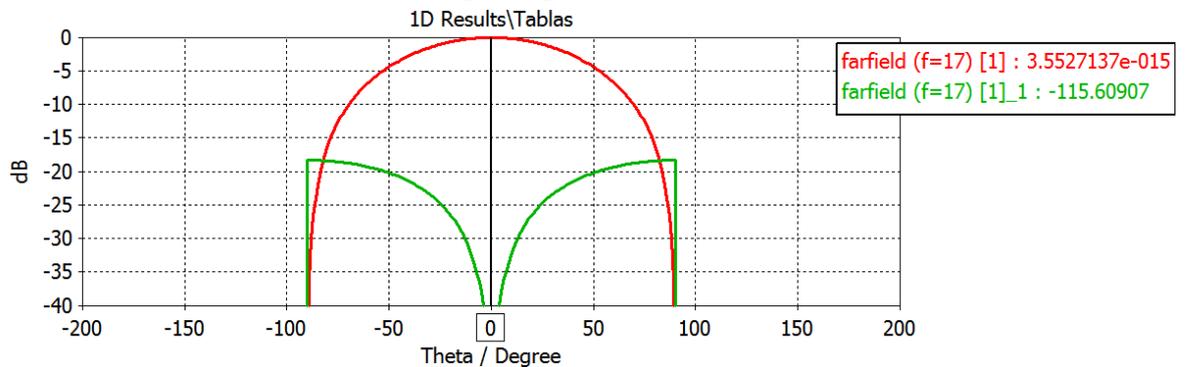
Para mayor facilidad, dado que las pistas del acoplador son de una impedancia de  $50\Omega$ , adaptaremos la antena a una salida de  $50\Omega$ . Los resultados obtenidos son los siguientes:



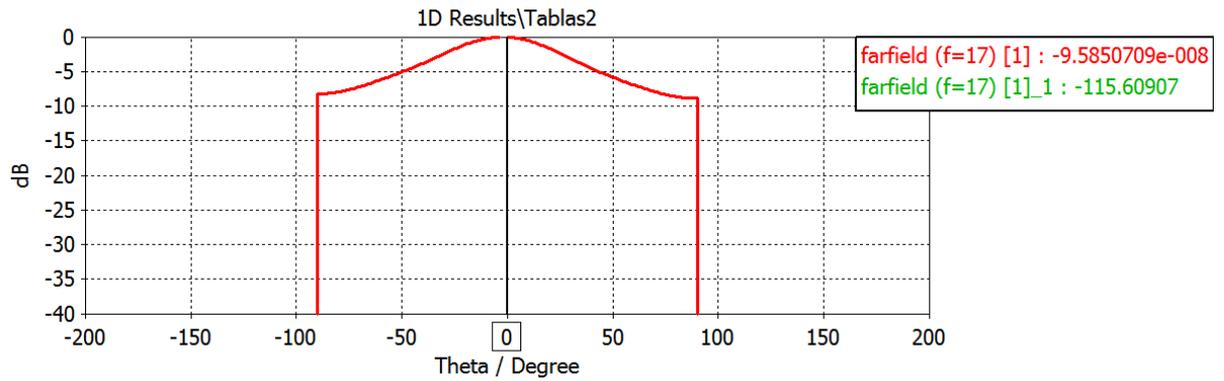
**Fig 22. Antena de parche apilado circular. S11-Módulo(dB).**

Una adaptación de  $-15\text{dB}$  en prácticamente toda la banda de  $2\text{GHz}$  y su resonancia muy cerca de  $17\text{GHz}$

En cuanto al diagrama de radiación lo analizamos en campo lejano y mostraremos los dos planos principales, el plano E será aquel cuyo vector de campo vaya en la misma dirección que la alimentación de la antena, en este caso según  $\hat{y}$ , por lo que el plano E será el que se encuentra en  $\phi = 90^\circ$ , mientras que el plano H será  $\phi = 0^\circ$ .



**Fig 23. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 0^\circ$ , plano H.**



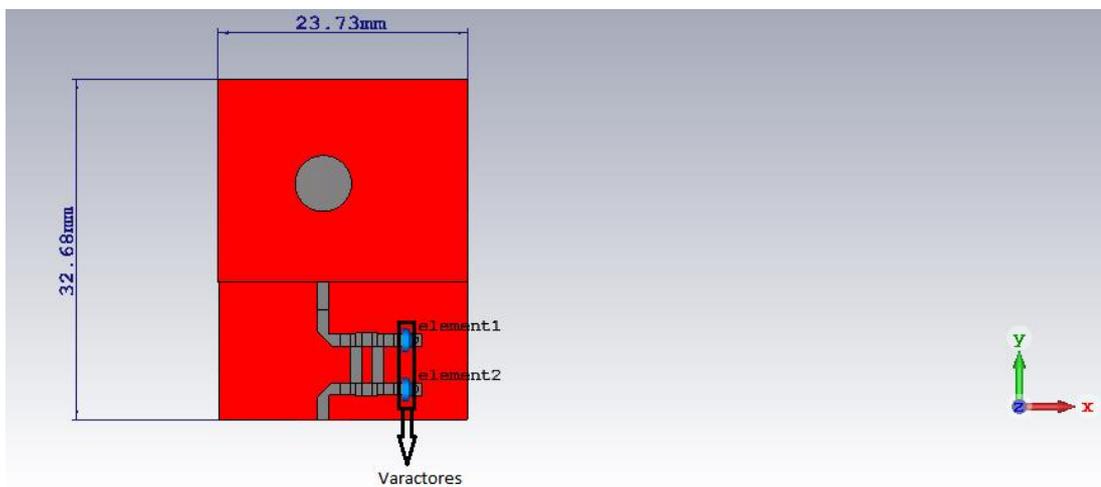
**Fig 24. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 90^\circ$ , plano E.**

La componente contrapolar del plano E está por debajo de los -40dB.

### 3.2.1 Unión de antena y desfasador

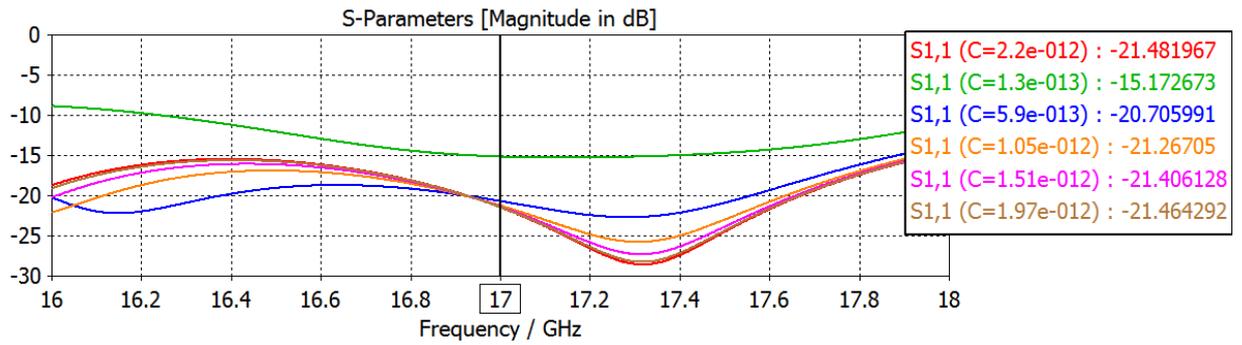
Una vez finalizado el diseño de la antena y el desfasador hay que unificarlos en uno solo, sin embargo, como hemos visto en el apartado 3.1.3 las variaciones del condensador provocan variaciones en las adaptaciones del desfasador, por lo que hay que comprobar cómo afectan al conjunto del circuito parche más desfasador.

Por otra parte, se debe verificar que el desfase que producen los varactores, se traslada a la señal radiada, dado si esto no se produjese no podríamos realizar el array.



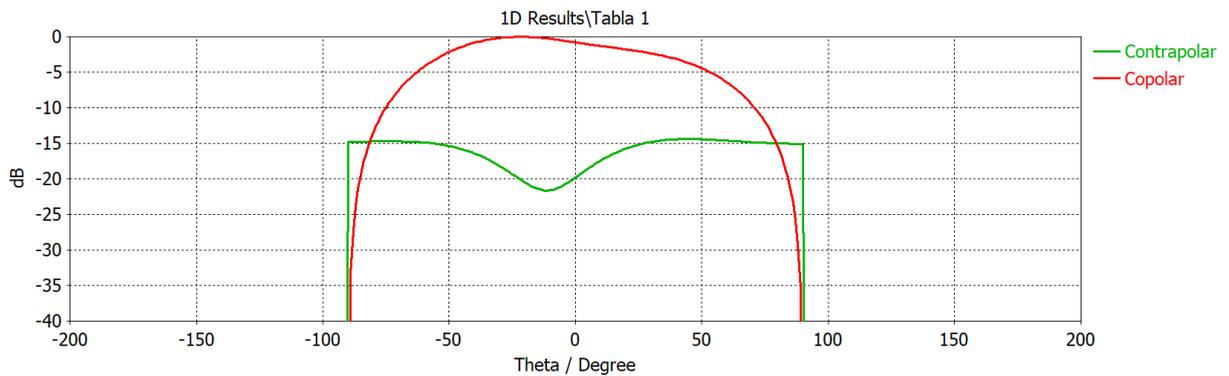
**Fig 25. Circuito desfasador junto con la antena de parche.**

Como era de esperar la adaptación del circuito completo varía según el valor de la capacidad, igual que en el circuito desfasador solo. Se continua percibiendo una variación de la adaptación dependiendo del valor de capacidad que marquen los varactores. Un aspecto importante de este diseño es que tras la inserción del desfasador el circuito ha perdido su simetría en plano E, lo que conlleva perjuicios en la radiación.

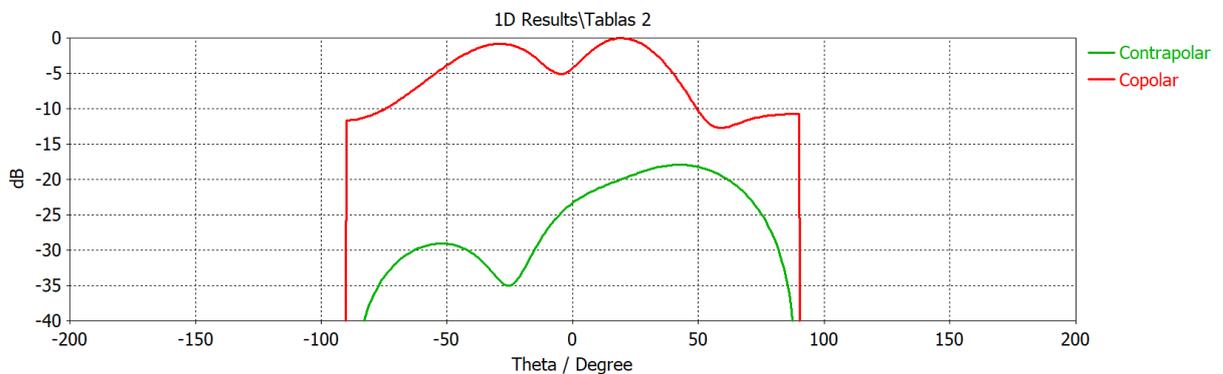


**Fig 26. Circuito desfasador junto con la antena de parche. S11-Módulo(dB).**

En lo concerniente a las componentes copolares y contrapolares de los planos E y H, se espera que únicamente aparezca un rizado en el plano E, dada la asimetría que produce la introducción del desfasador. Mientras que el plano H se deformará ligeramente, pero seguirá conservando una estructura similar a la de la Fig.23.



**Fig 27. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 0^\circ$ , plano H.  $C=2.2\text{pF}$**



**Fig 28. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 90^\circ$ , plano E.  $C=2.2\text{pF}$**

Como se comenta la principio del apartado se debe comprobar si el desfase introducido por los desfases se mantiene en la radiación del parche. Si se observa la fase de campo radiado E en plano  $\phi = 0^\circ$ , es decir el plano H, el desfase introducido se mantiene con respecto a la medidas que teniamos del circuito desfasador , unos  $135^\circ$ .

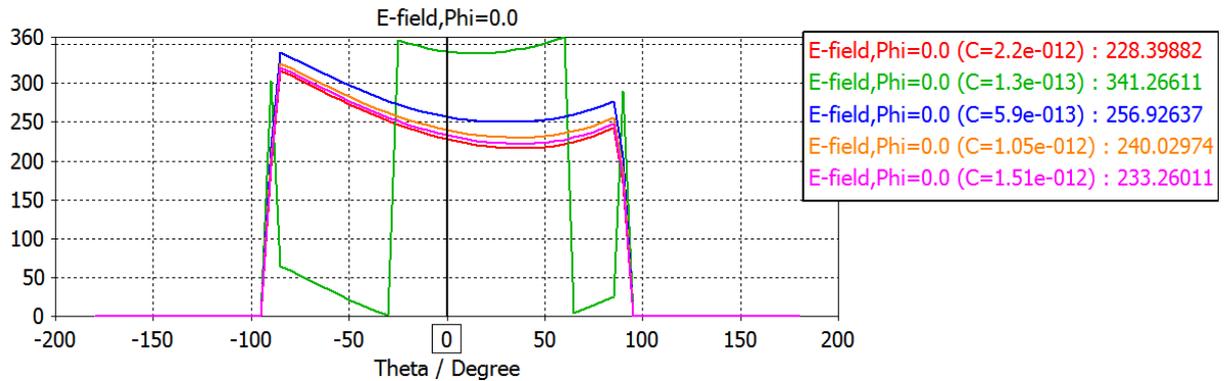


Fig 29. Circuito desfasador junto con la antena de parche. Campo E radiado-Fase( $^\circ$ ).

### 3.3 Array de parches y red de alimentación.

#### 3.3.1 Array de parches.

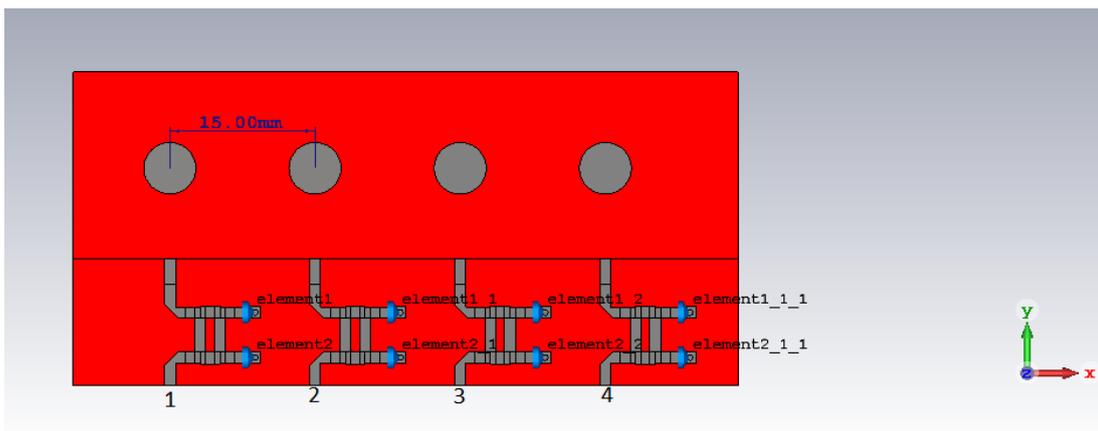
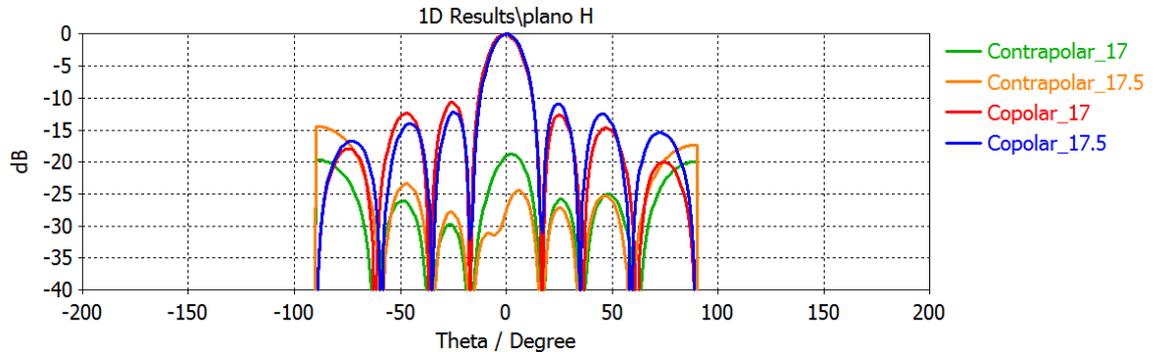


Fig 30. Array de parches con desfases.

En este apartado se debe afrontar dos posibles problemas. El primero es implica la elección de la distancia debemos de separar los elementos del array para que los lóbulos réplica no aparezcan, y si aparecen que lo hagan a un nivel suficientemente bajo para que no interfieran en la radiación del array. El segundo problema conlleva que una vez elegida dicha distancia la proximidad de las pistas entre si no provoque acoplos muy severos entre pistas.

Los lóbulos réplica suelen aparecer entre  $0.8\lambda_0$  y  $\lambda_0$  de la frecuencia de diseño. Por lo que una distancia intermedia como  $0.85$  o  $0.9 \lambda_0$  podría bastar.

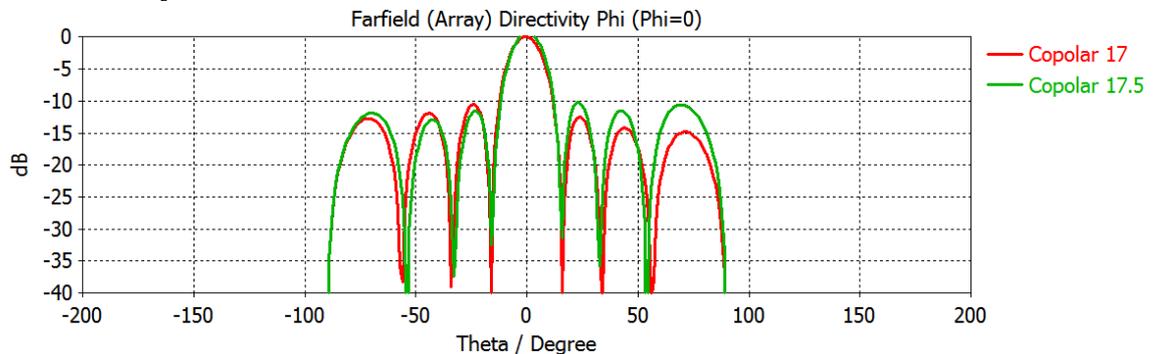
Utilizando el modo array que proporciona CST realizamos comprobaciones con el parche más desfasador, Fig.23, a  $0.85 \lambda_0$  y  $0.9 \lambda_0$  visualizar si aparecen o no lóbulos réplica.



**Fig 31. Componentes copolar y contrapolar 17 y 17.5 GHz. Array de parches  $d = 0.85\lambda_0$**

Como se puede ver a esta distancia de separación los lóbulos replica están por debajo de los  $-15$ dB por lo que esta sería una distancia adecuada. Además, en la frecuencia superior de la banda ( $17.5$ GHz), que es donde cabría esperar un lóbulo replica más grande, este se mantiene también por debajo de los  $-15$ dB.

Si se aumenta la distancia de separación entre parches hasta  $0.9\lambda_0$  ocurre que los lóbulos crecen mucho, llegando a subir por encima de los  $-15$ dB. Por tanto utilizaremos la distancia de  $0.85\lambda_0 = 15$ mm.



**Fig 32. Componentes copolar 17 y 17.5 GHz. Array de parches  $d = 0.9\lambda_0$**

Por tanto y partiendo de que  $0.85\lambda_0$  es una distancia de  $15$ mm, hay que comprobar si la cercanía de los desfasadores otros elementos puede provocar acoplos no deseados de unas antenas a otras. Se muestran únicamente las gráficas de los  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  y el resto de gráficas las situaremos en el Anexo A.

Cumpliendo con lo esperado la adaptación se mantiene en valores similares, a los vistos anteriormente. En cuanto a los acoplos que hay entre los distintos elementos del array podemos ver que están bien aislados, rondando todos los  $-30$ dB, este valor va aumentando a medida que nos alejamos de la puerta medida, por eso el  $S_{14}$  está más aislado que el  $S_{12}$ , ya que está físicamente más lejos el elemento 4 (primero por a la derecha), que el elemento 2 (segundo por la izquierda). Fig.30

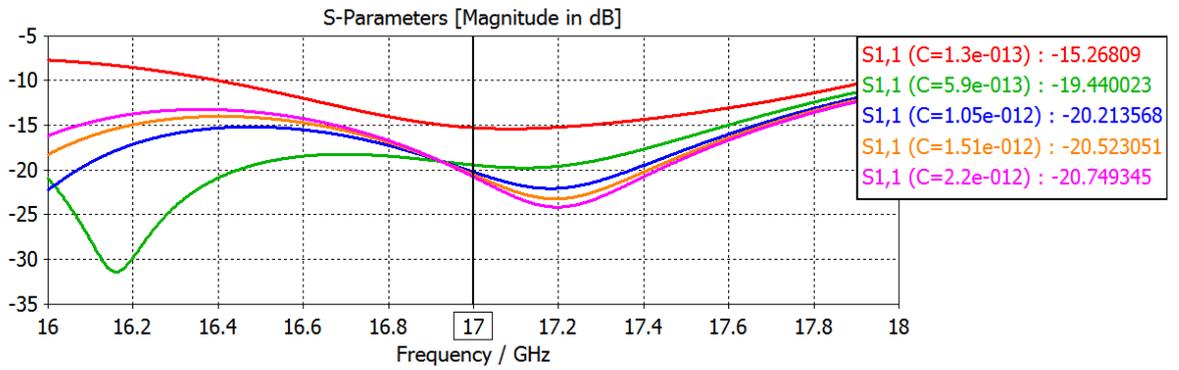


Fig 33. Array de parches con desfases. S11-Módulo (dB).

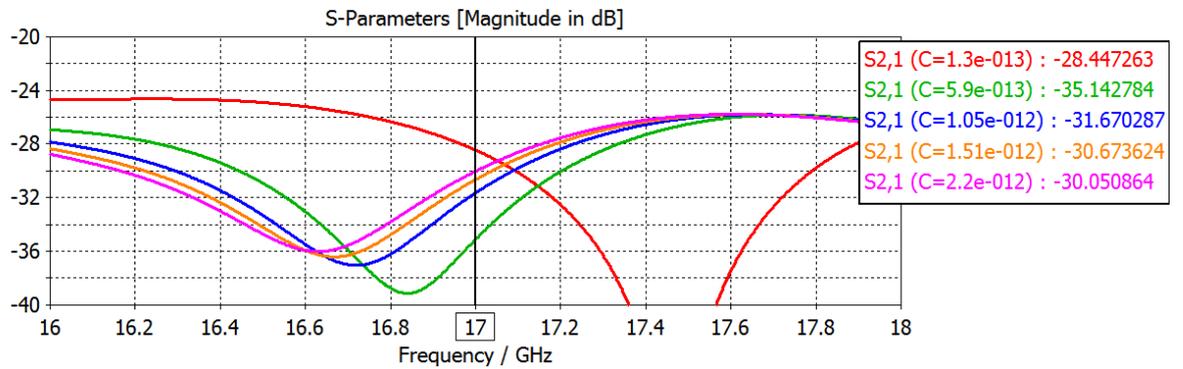


Fig 34. Array de parches con desfases. S21-Módulo (dB).

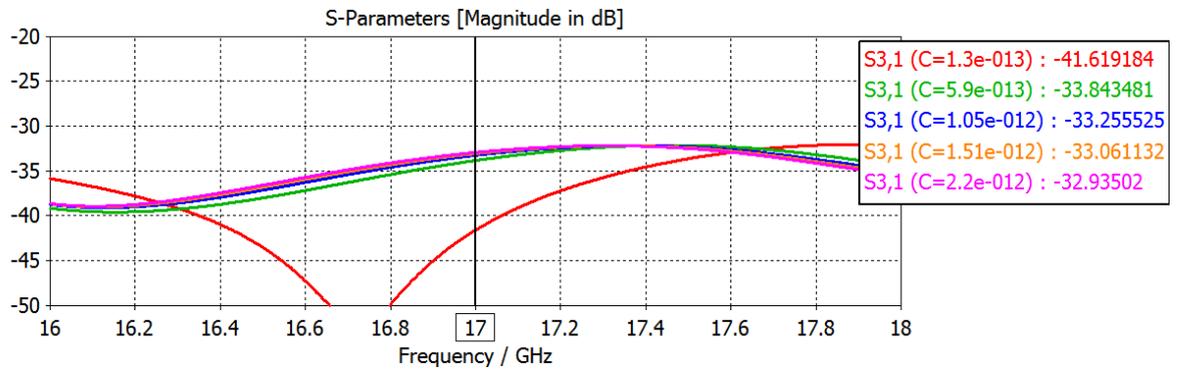


Fig 35. Array de parches con desfases. S31-Módulo (dB).

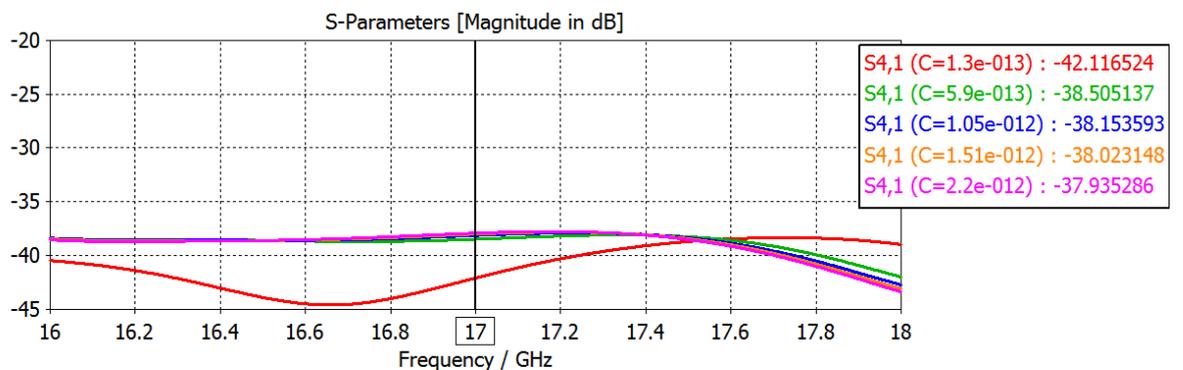


Fig 36. Array de parches con desfases. S41-Módulo (dB).

### 3.3.2 Red de alimentación.

Realizaremos 4 pasos para montar la red de alimentación para comprobar paso a paso que la adaptación es la correcta. Los 3 primeros pasos se encuentran en el Anexo C.

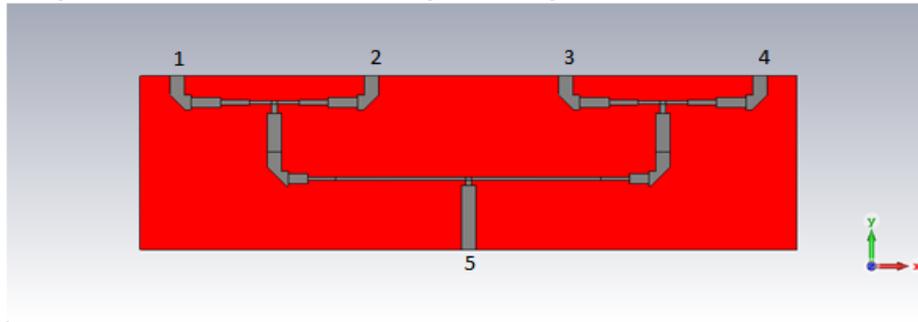


Fig 37. Red de alimentación.

Lo que se espera de este diseño es que tenga una adaptación por debajo de los -20dB, que la fase en las puertas 1, 2, 3, 4 sean prácticamente iguales ya que el camino físico es igual. Además la existencia de paralelos en la red de alimentación implica una disminución de la potencia a la mitad por cada paralelo. Por tanto, las señales que lleguen a las puertas 1, 2, 3, 4 tendrán que tener -6dB con respecto a la puerta 5, -3dB por cada paralelo.

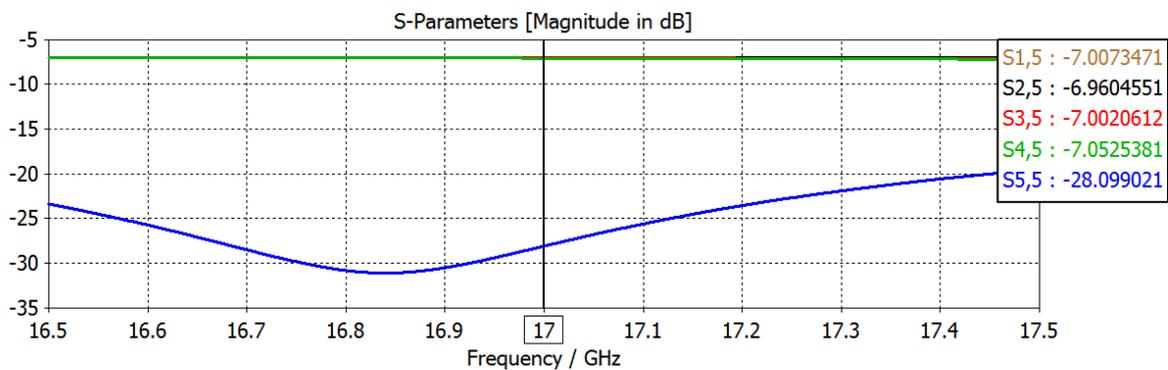


Fig 38.Red de alimentación: Parámetros S-Módulo (dB)

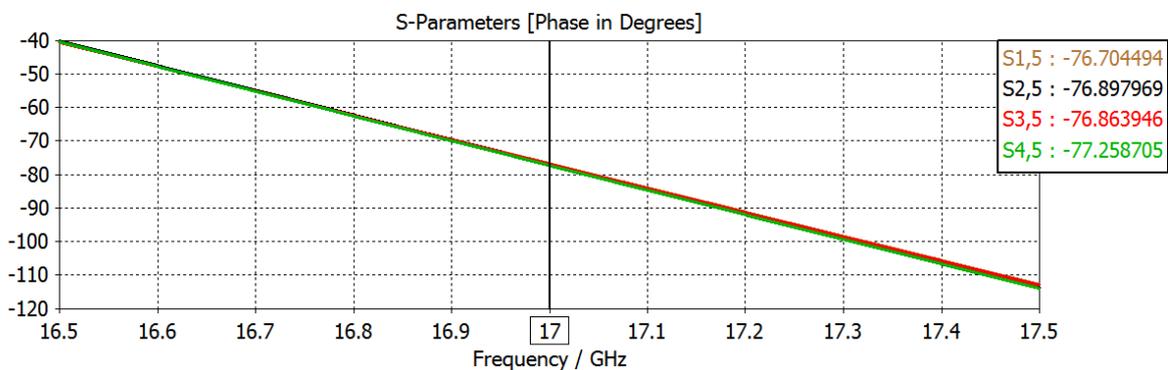
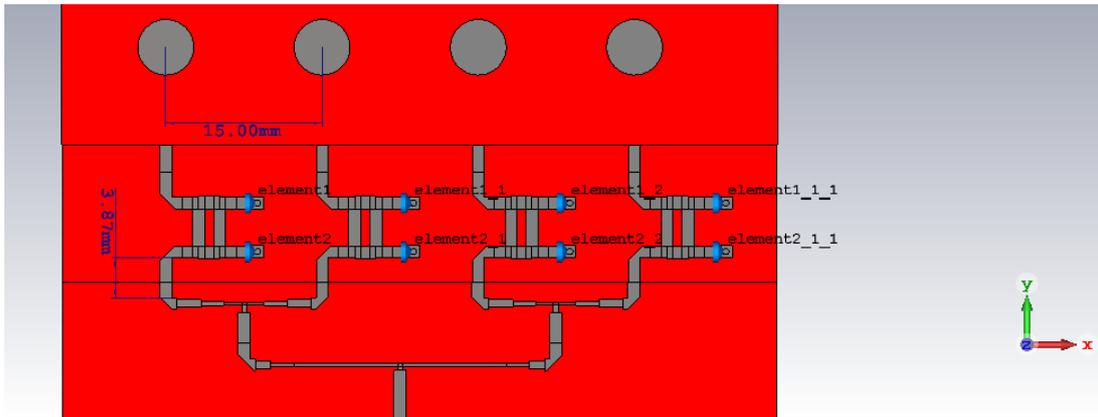


Fig 39:Red de alimentación: Transmisión-Fase(°).

La transmisión obtenida es de -7dB , de nuevo debido a las pérdidas del sustrato RF-35 que rondan 1dB.Mientras que la fase se mantiene igual en las 4 puertas de salida.

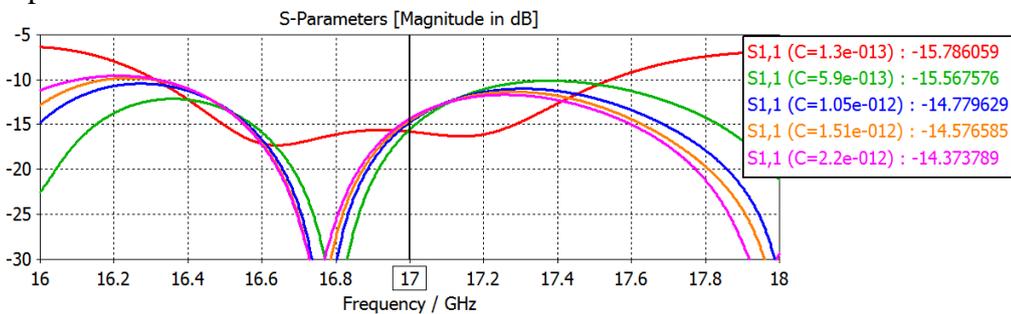
### 3.3.3 Array completo

Por último, se realiza una simulación del array junto con la red de alimentación.



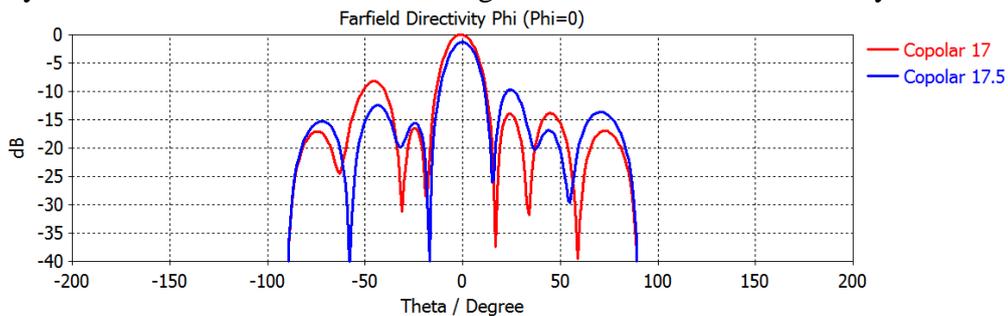
**Fig 40. Array + Red de alimentación.**

Mirando la adaptación del circuito entero nos damos cuenta que la resonancia que teníamos tanto en la red de alimentación, como en cada uno de los elementos del array por separado se ha desplazado más lejos de 17GHz de lo que previsto, sigue manteniendo la forma, pero en vez de a 17GHz a 16.8GHz, haciendo que los valores de adaptación no fueran los óptimos, aunque aun se encuentren dentro de los márgenes aceptables de -10dB en toda la banda. Esto seguramente se deba a la interacción del principio de la red con el desfase ya que se encuentran a 3.87mm de distancia y esto pueda producir algún acople entre las pistas.



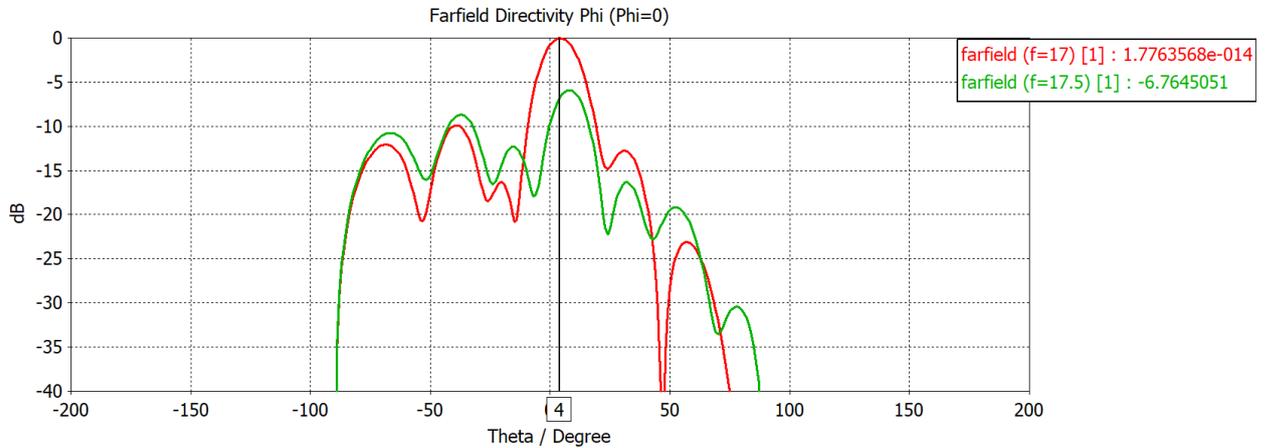
**Fig 41. Adaptación del array con red de alimentación-Módulo(dB).**

Si se observa el diagrama de radiación en plano H para el mejor de los casos broadside (todos los varactores valen  $C=2.2\text{pF}$ , por lo que no hay desapuntamiento), se percibe ya la forma característica de los diagramas de radiación de un array.



**Fig 42. Array + Red de alimentación. Plano H, C=2.2pF**

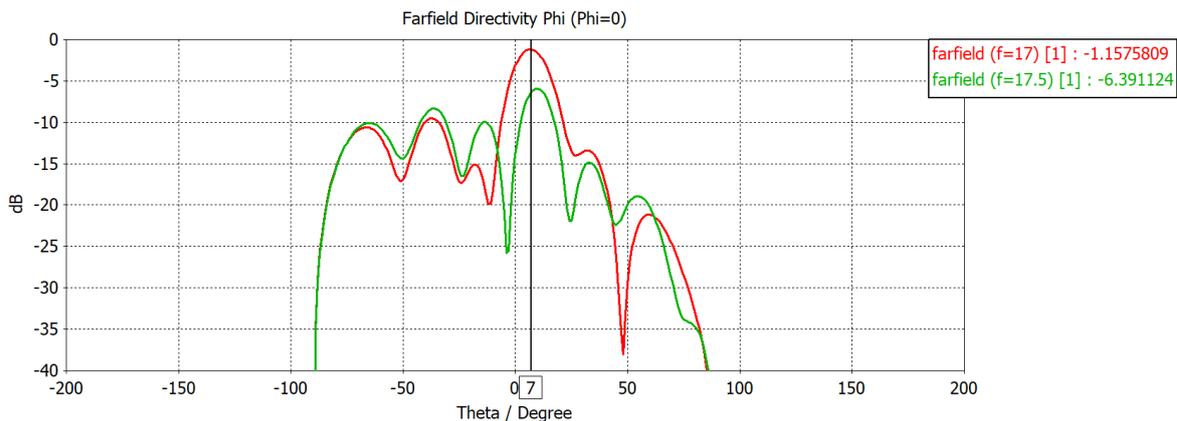
Por ultimo introducimos distintos valores de C en cada desfasador (0.13,0.2,0.31,0.54 pF) con lo que previsiblemente obtenemos un desfase  $\alpha = 24.2^\circ$  entre cada elemento. Utilizando (11) calculamos que el ángulo de apuntamiento  $\theta = 94.53^\circ$ , como el ángulo de apuntamiento broadside es  $90^\circ$ , con un  $\alpha = 24.2^\circ$  hemos conseguido un desapuntamiento de  $4^\circ$  respecto a la posición broadside.



**Fig 43. Array + Red de alimentación. Plano H, desapuntamiento  $4^\circ$ .**

Como era de esperar, al desapuntar el array el lóbulo réplica que aparecía en  $\theta = -90^\circ$ , se hace más grande mientras que el que estaba en  $\theta = 90^\circ$ , va haciéndose más pequeño.

Para poder obtener el máximo apuntamiento recurrimos a la Fig.27, se observa que el rango de fases del que disponemos es de  $112^\circ$ , por lo que puede ser como máximo  $\alpha = \frac{112^\circ}{3} = 37.3^\circ$  debemos escoger los valores de condensador que generen este desfase entre elementos. Los valores escogidos son 0.13,0.252,0.566,2.2pF. Utilizando (11) de nuevo y se calcula que  $\theta = 97.001^\circ$  por lo que estará desapuntado  $7^\circ$ .



**Fig 44. Array + Red de alimentación. Plano H, desapuntamiento  $7^\circ$ .**

En la Fig.43 podemos ver claramente como el lóbulo replica situado a  $\theta = -90^\circ$  va haciéndose más grande a medida que el array se desapunta más. Mientras que el lóbulo replica a  $\theta = 90^\circ$  va desapareciendo.



## 4 Diseño de prototipos

En este apartado se abordan los cambios que se deben realizar en los diseños de la fase 3, para poder realizar su correcta medición una vez se hayan construido. Estos cambios suelen incluir para la mayor parte de los prototipos, taladros, planos de masa finitos y circuitos de alimentación para continua.

### 4.1 Circuito varactor.

Para el caso del circuito con varactor se debe añadir un circuito de alimentación de continua para alimentar los varactores. Sin embargo, con la introducción de este circuito parte de la señal RF puede desviarse y producir que los resultados no sean los deseados. Para evitar esto se introduce un pequeño circuito que consiste en una línea de alta impedancia de longitud  $\frac{\lambda}{4}$  de la microstrip, y a continuación una línea de baja impedancia en abierto, que consiga que la señal RF vea esta estructura como un circuito abierto, así la señal de RF (a 17GHz) no irá por ese camino sin embargo la señal de continua sí que podrá alimentar el varactor.

Además se añade el plano de masa finito y se alarga al línea  $\frac{\lambda}{2}$  lo que no modifica su comportamiento, pero deja espacio para realizar los taladros necesarios para el conector SouthWest[8], un conector especial para altas frecuencias.

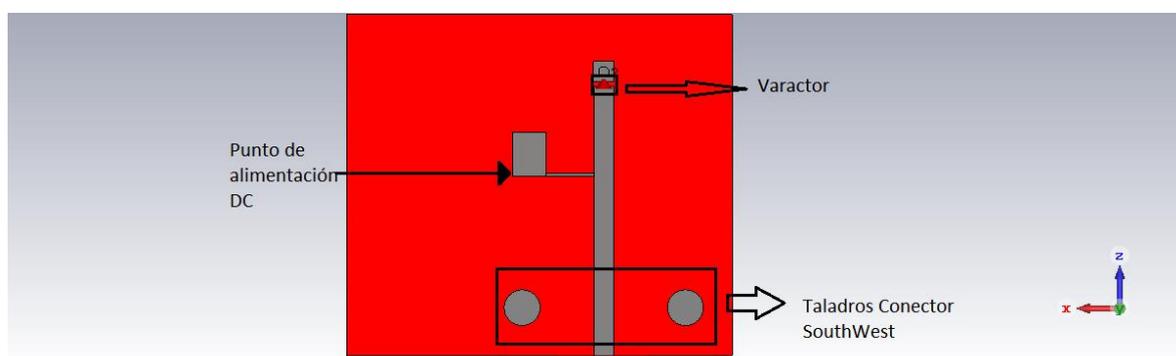
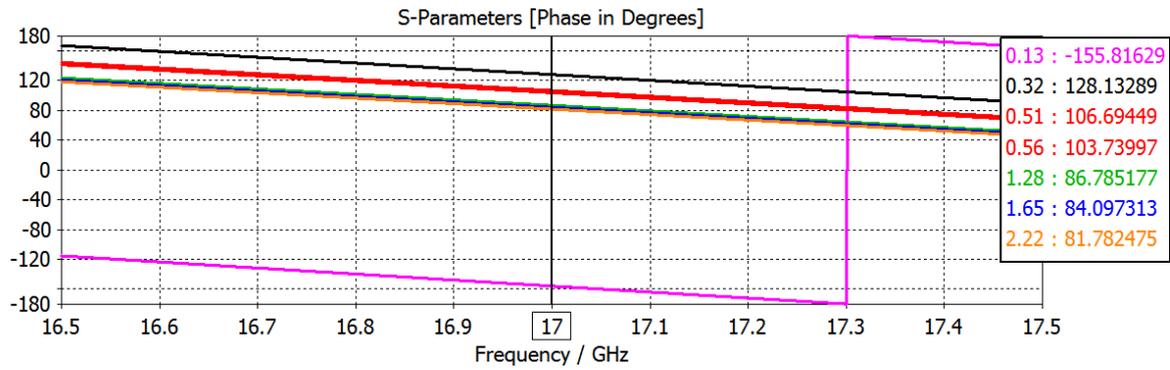


Fig 45. Diseño del varactor con alimentación para continua.

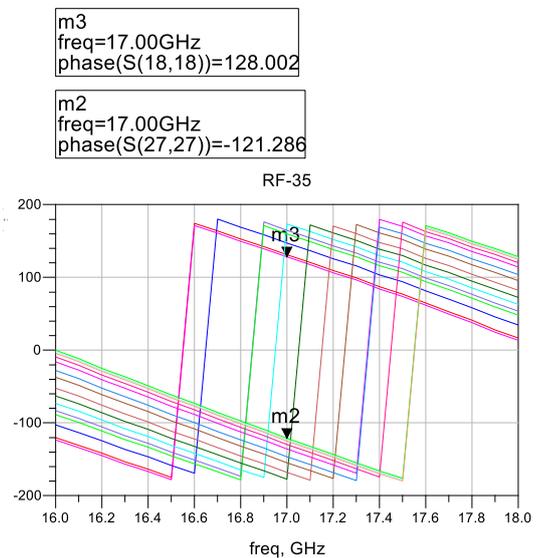
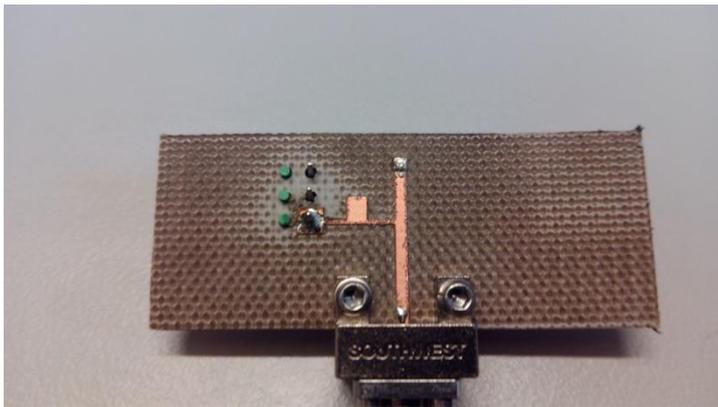
Este circuito no debería afectar en absoluto al comportamiento que se tenía en la Fig.12, y los resultados así lo reflejan. Ahora el rango del que se dispone es de  $124^\circ$ .



**Fig 46. Adaptaciones dependiendo de los valores de capacidad-Módulo(dB).**

#### 4.1.1.1 Contrucción

La finalidad de la construcción de este circuito no es otra que la de medir el rango de fase del varactor real.



**Fig 47: Circuito varactor simple. Desfase medido en grados.**

Los resultados que arroja la medición son satisfactorios, aunque el rango medido sea menor que el de las simulaciones, Fig.44, se mantiene cercano a valores de  $110^\circ$  que es el mismo que se observa en la Fig. 27

### 4.1.2 Desfasador.

Al igual que con el anterior apartado aquí debemos incluir plano de masa finito, taladros para el conector SouthWest[6] y el circuito de alimentación de continua

Por lo que simplemente se han añadido varios tramos de longitud  $\frac{\lambda}{2}$ , hasta un total de  $2\lambda$  de la microstrip, para que se mantenga la impedancia de  $50 \Omega$  y así poder dejar espacio a los conectores y al circuito de alimentación.

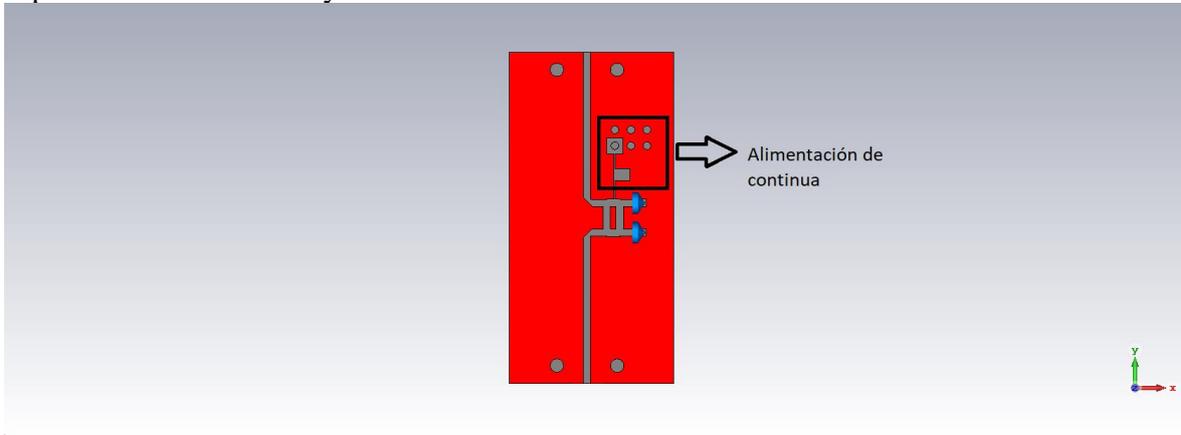


Fig 48. Circuito desfaseador. Prototipo.

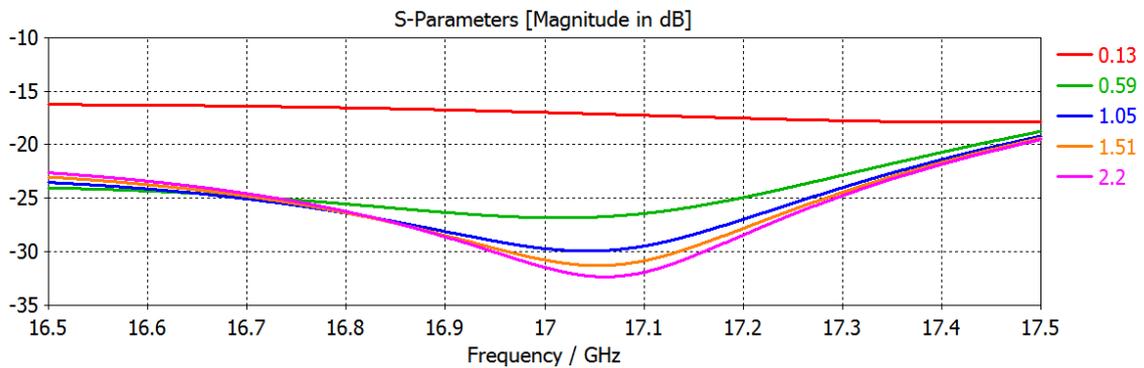


Fig 49. Circuito desfaseador. Versión para construir. S11-Módulo(dB).

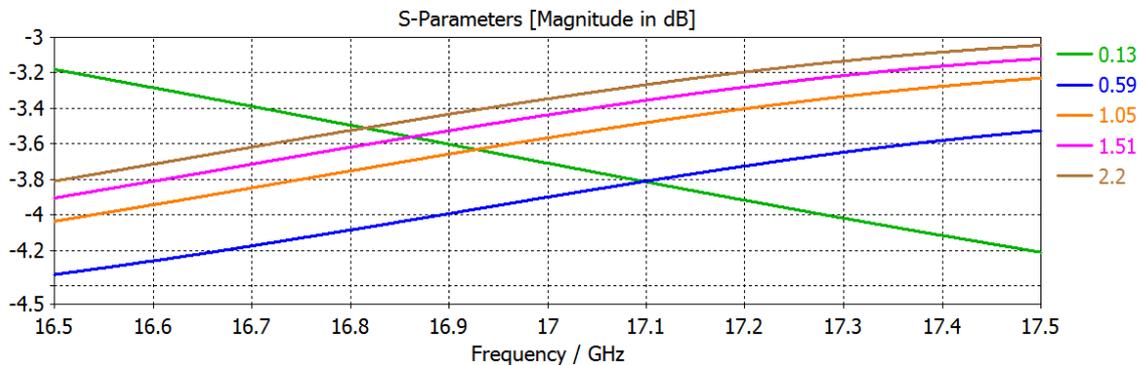
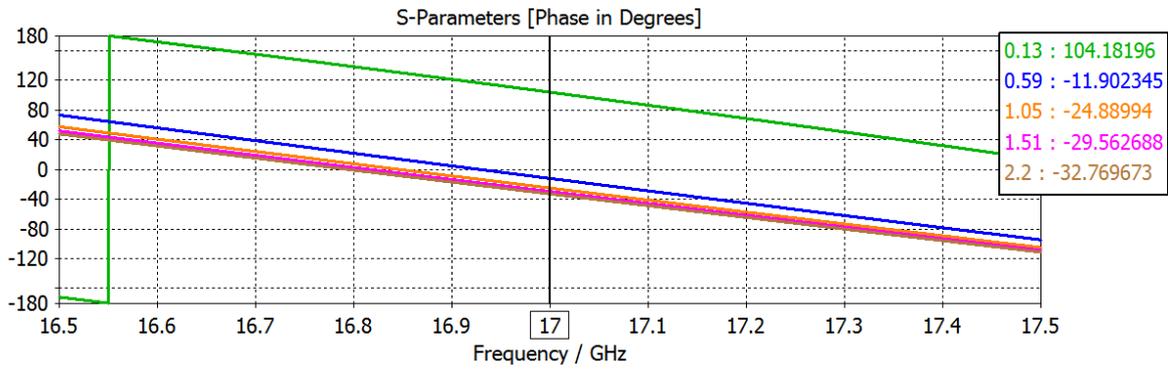


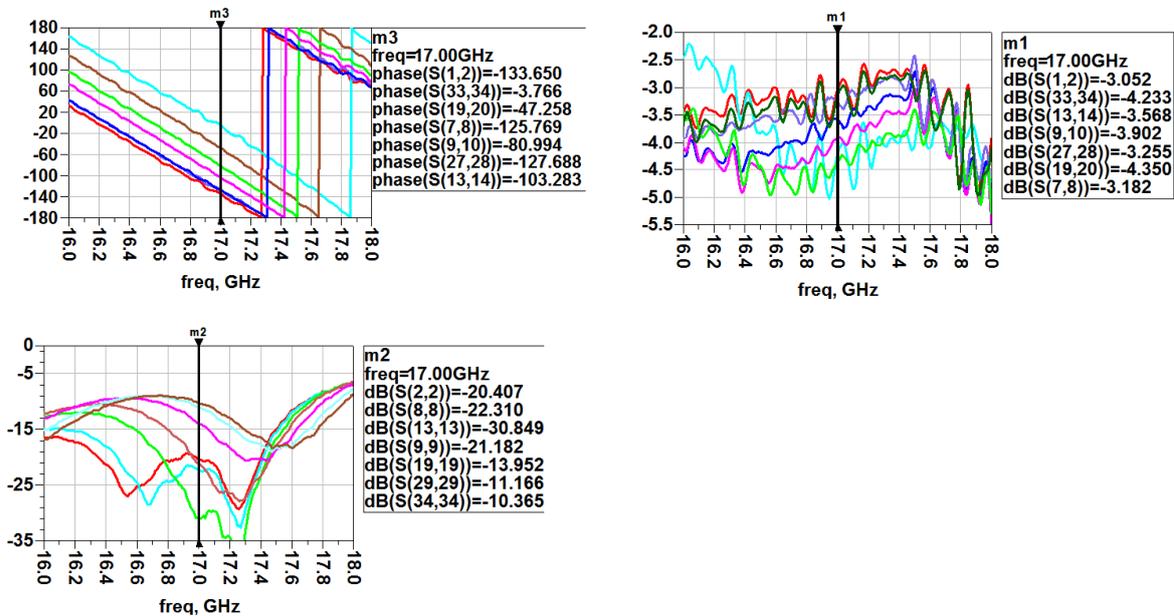
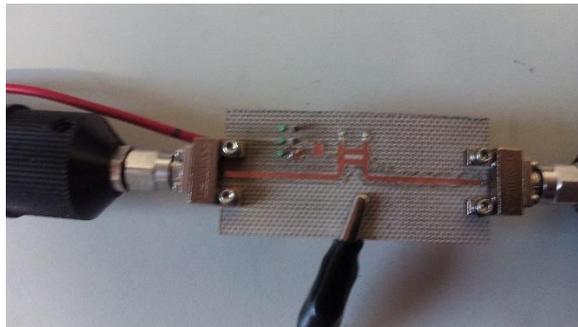
Fig 50. Circuito desfaseador. Versión para construir. S21-Módulo(dB).



**Fig 51.Circuito desfasador. Versión para construir. S21-Fase(dB).**

Como era de esperar al añadir el plano de masa finito y modificar un poco las características del circuito hemos empeorado la transmisión. La fase al igual que en la Fig.20 se encuentra entorno 135°.

#### 4.1.2.1 Construcción.

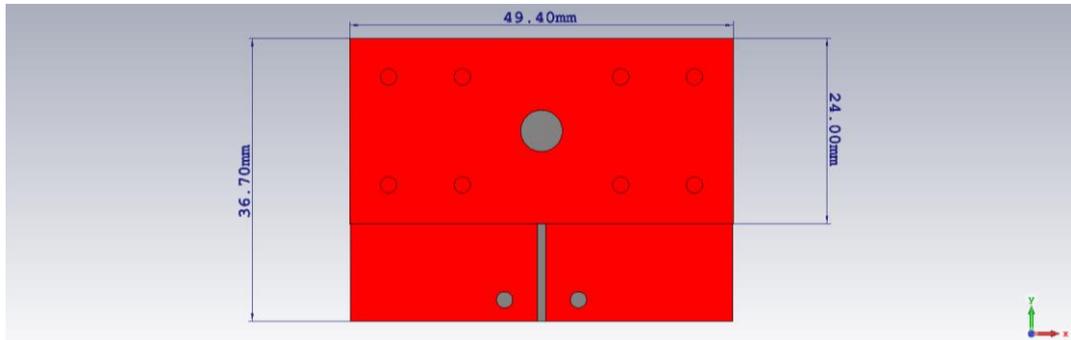


**Fig 52.Circuito desfasador. Medidas. Transmisión y adaptación.**

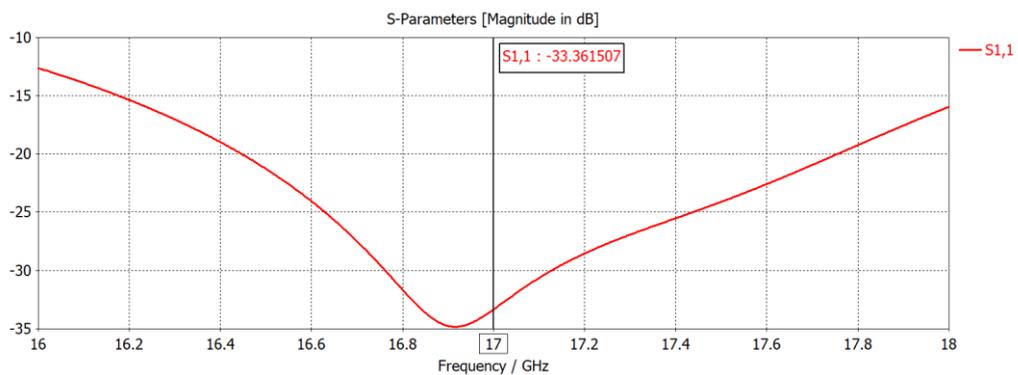
Tras la construcción se puede ver que los resultados se aproximan bastante a los resultados obtenidos en las Fig.49, Fig.50, Fig.51.

### 4.1.3 Antena de parche.

En esta versión, hemos aumentado la longitud de la línea para dejar hueco al conector SouthWest. Además en vez de un hueco de 1 mm de espesor de aire, a la hora de construir vamos a utilizar Rohacell Foam, cuyas propiedades eléctricas son muy similares a las del aire, necesitamos realizar taladros para mantener el Foam lo más cercano a la parte superior e inferior posible. También añadimos un plano de masa finito.

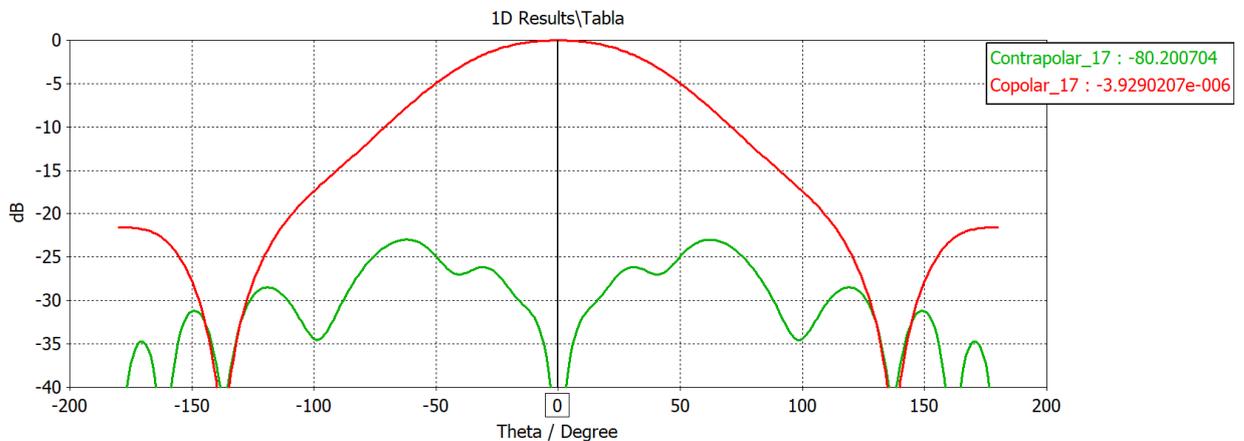


**Fig 53:Antena de Parche. Prototipo.**

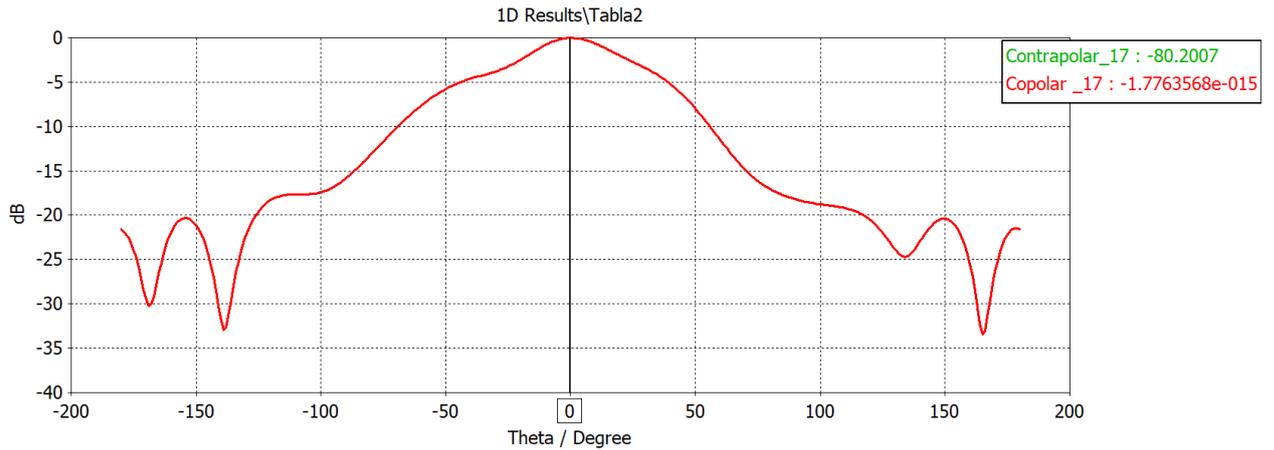


**Fig 54: Antena de Parche.Prototipo. S11-Módulo(dB).**

La adaptación se mantiene en valores similares a los del modelo más teórico, sin embargo, son los diagramas de radiación los que se modifican en gran medida.



**Fig 55: Antena de Parche. Componente Copolar y contrapolar plano H.**



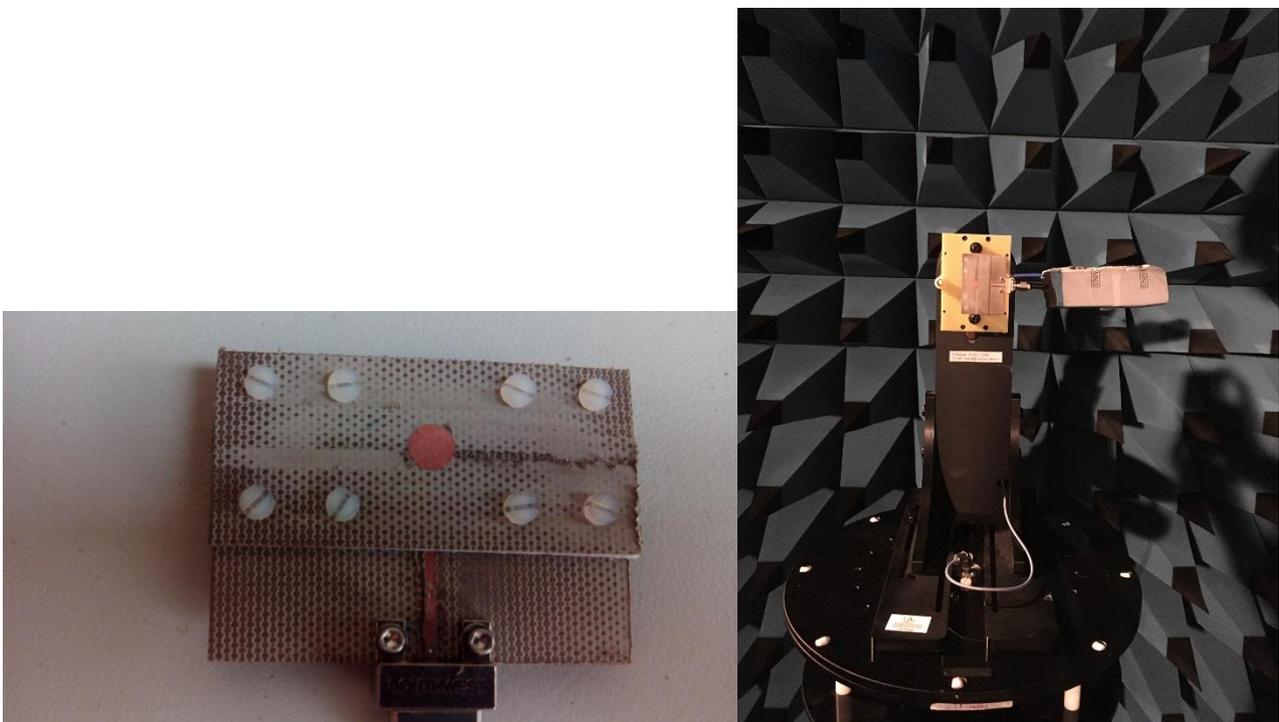
**Fig 56: Antena de Parche. Componente Copolar y Contrapolar plano E.**

Si comparamos estas figuras con las obtenidas en las Fig. 23 y 24 observamos que su forma no es la misma, esto es debido al efecto de bordes, las Fig 23 y 24 estaban realizados con una simulación de plano de masa infinito, sin embargo, al sustituirlo por uno finito, el efecto de bordes aparece, haciendo que la diagrama se deforme.

En la Fig.54, al igual que en la Fig 24 la componente contrapolar esta por debajo de los -40dB por lo que no parece representada.

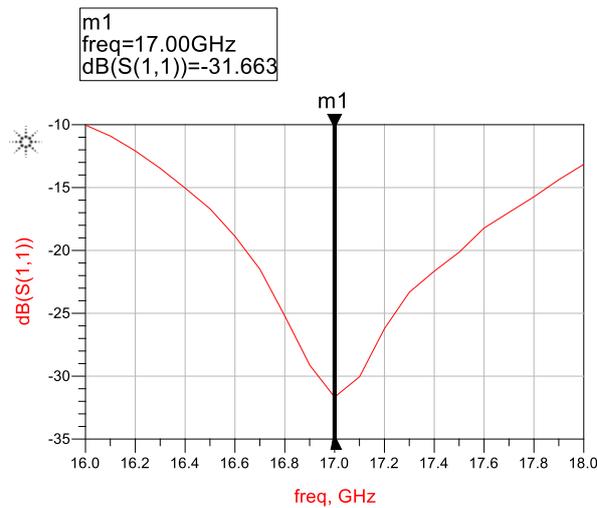
#### **4.1.3.1 Construcción.**

Para mantener el Rohacell Foam lo mas apretado entre las dos placas, utilizamos tornillos de plastic de métrica 2, es decir , un tornillo de 2mm de diámetro.



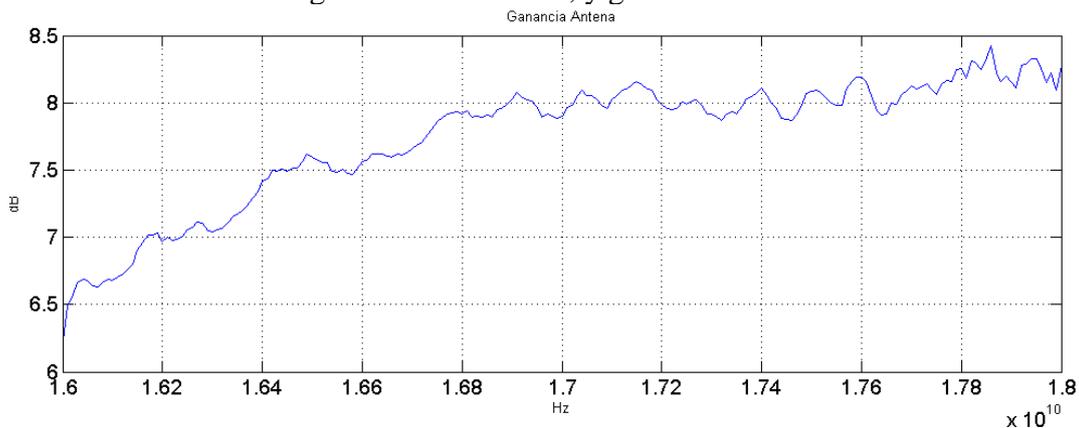
**Fig 57: Antena de parche y antena de parche en cámara anecoica**

La primera medición se hace fuera de la cámara anecoica, ya que se mide su adaptación. Se obtiene como resultado una adaptación de -30dB en 17GHz y por debajo de -10dB en toda la banda.



**Fig 58. Antena de Parche. Adaptación-Módulo(dB).**

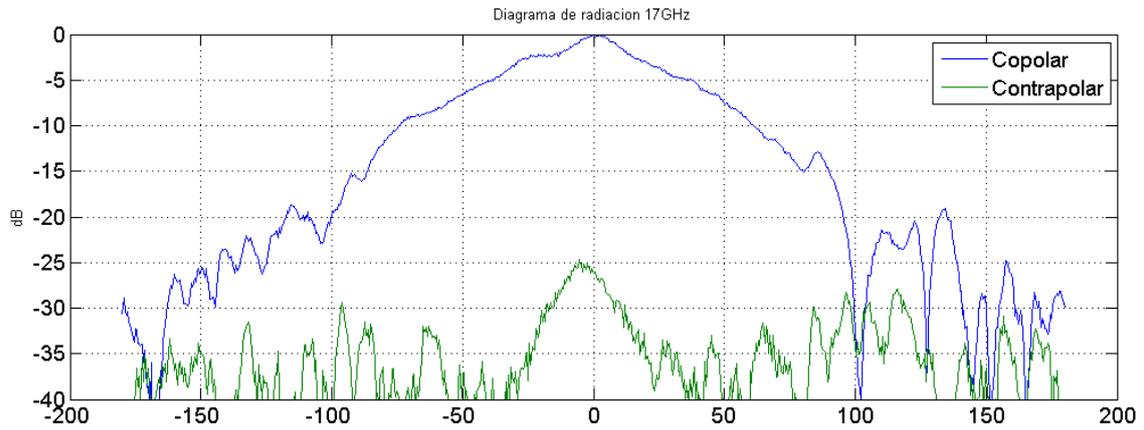
Se procede a realizar la medición de la antena en la cámara anecoica, de la que se obtiene como resultado diagramas de radiación, y ganancia de la antena.



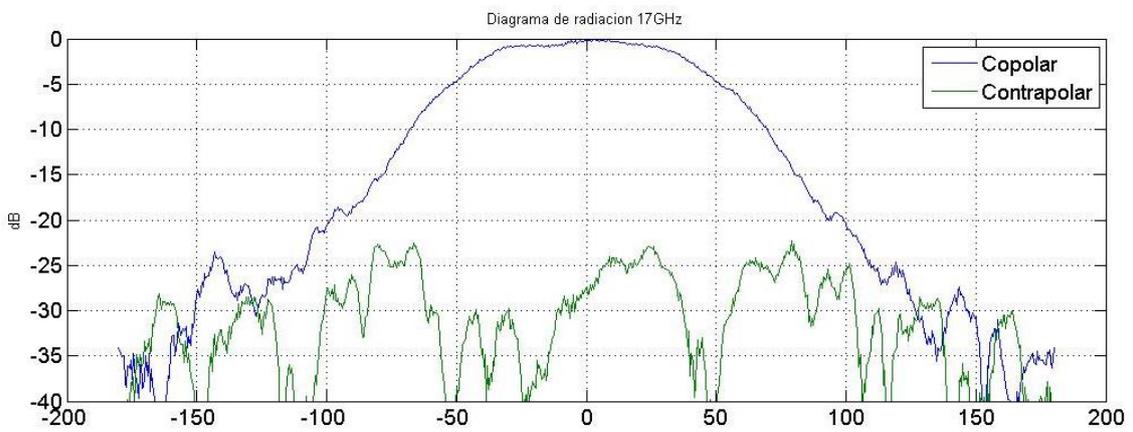
**Fig 59. Ganancia de la antena de parche (dB).**

Para los diagramas de radiación tomamos 5 muestras a 16GHz, 16.5GHz, 17GHz, 17.5GHz, 18GHz tanto del plano H como del plano E. Por motivos de espacio mostraremos la copolar y contrapolar de cada plano para 17GHz y el resto se podrán ver en el anexo B.

Los resultados obtenidos gracias a la medición muestran unos diagrama de radiación muy parecidos a los de la Fig.55 y Fig.56 en cuanto a componente copolar se refiere , mientras que la componente contrapolar de cada plano ha subido y se ha deformado. Sin embargo los niveles de las componentes contrapolares son lo suficientemente pequeños como para no afectar a la radiación de la antena .

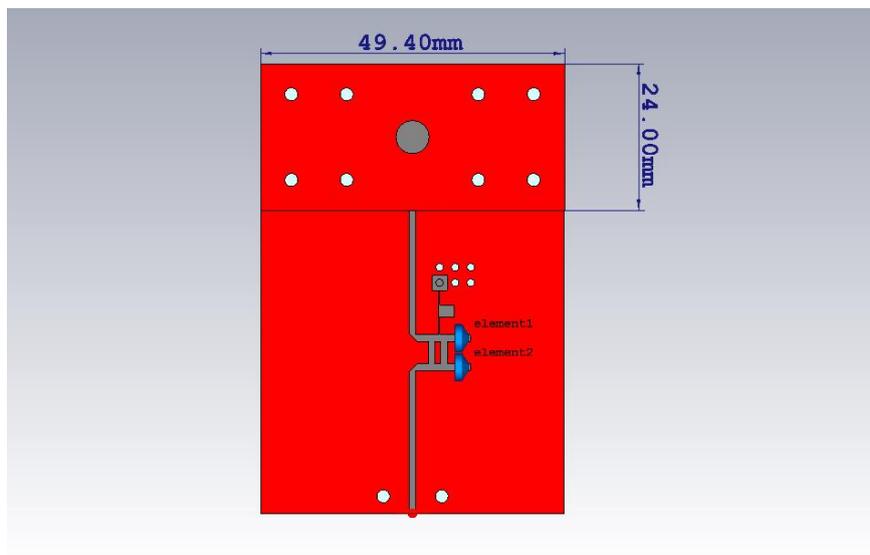


**Fig 60. Diagrama de radiación. Componente copolar y contrapolar plano E.  $f=17\text{GHz}$**



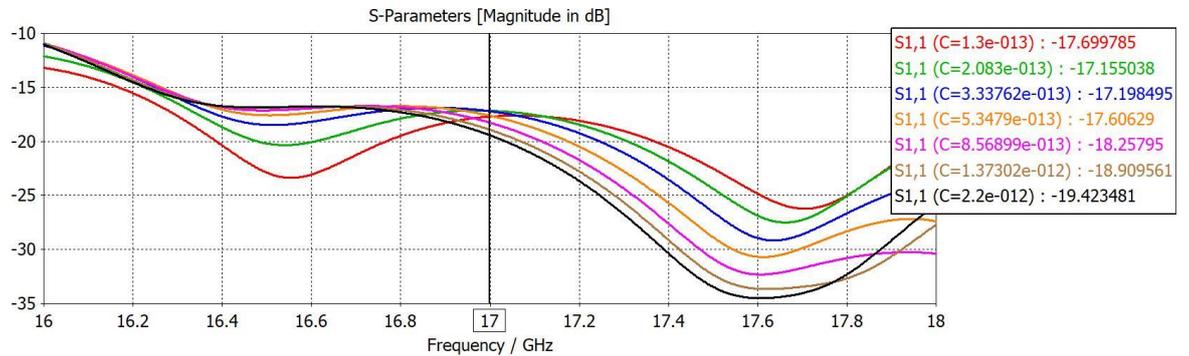
**Fig 61. Diagrama de radiación. Componente copolar y contrapolar plano H.  $f=17\text{GHz}$**

#### 4.1.4 Unión de antena de parche y desfasador.



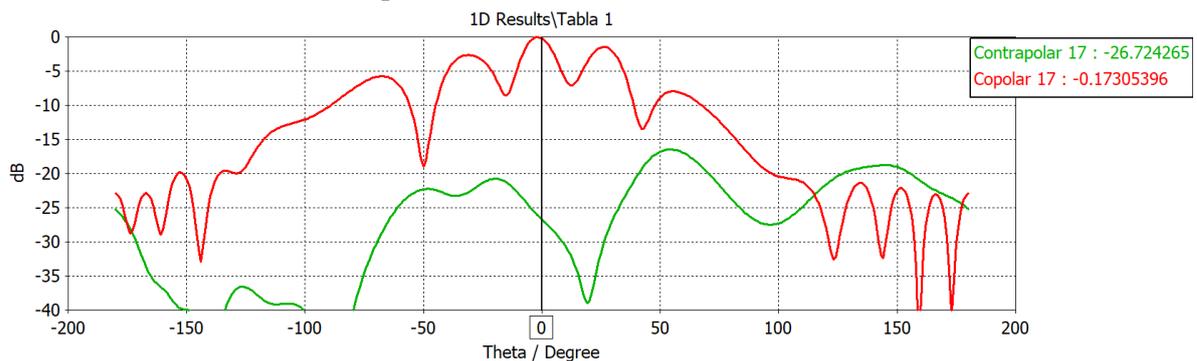
**Fig 62. Unión de parche más desfasador. Prototipo.**

El primer resultado a revisar es la adaptación del conjunto de los dos elementos, la simulación arroja un resultado esperado, ya que sus valores son similares a los de la Fig.26, aunque ligeramente peores, debido a la introducción del plano de masa finito ,la red de alimentación de continua y los taladros.

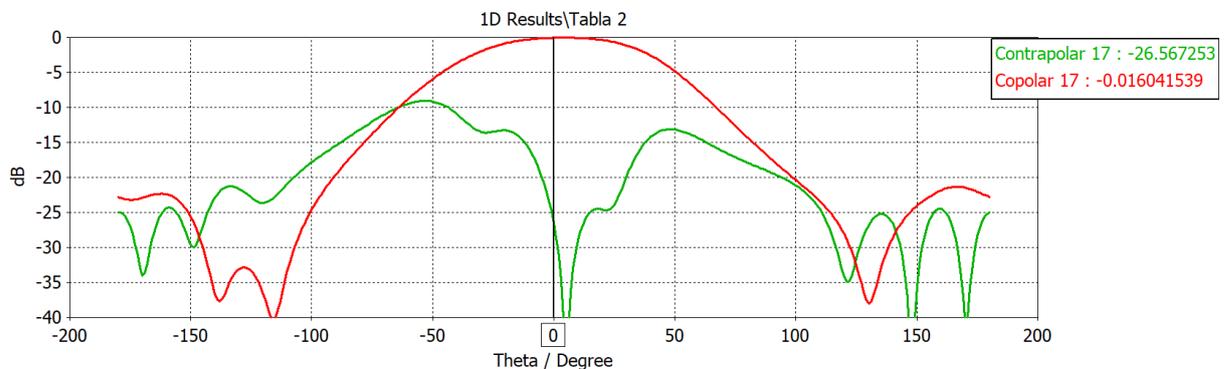


**Fig 63. Unión de parche más desfaseador. Prototipo.S11 Módulo-(dB).**

Además, las componentes copolar y contrapolar de los dos planos, también han empeorado trans la introducción del plano de masa finito, como era de esperar. Si se comparan con las Fig.27 y Fig.28 se observa un rizado más acentuado en el plano E, originado posiblemente por la introducción del circuito alimentador de continua, que vuelve aún más asimétrico el plano E.

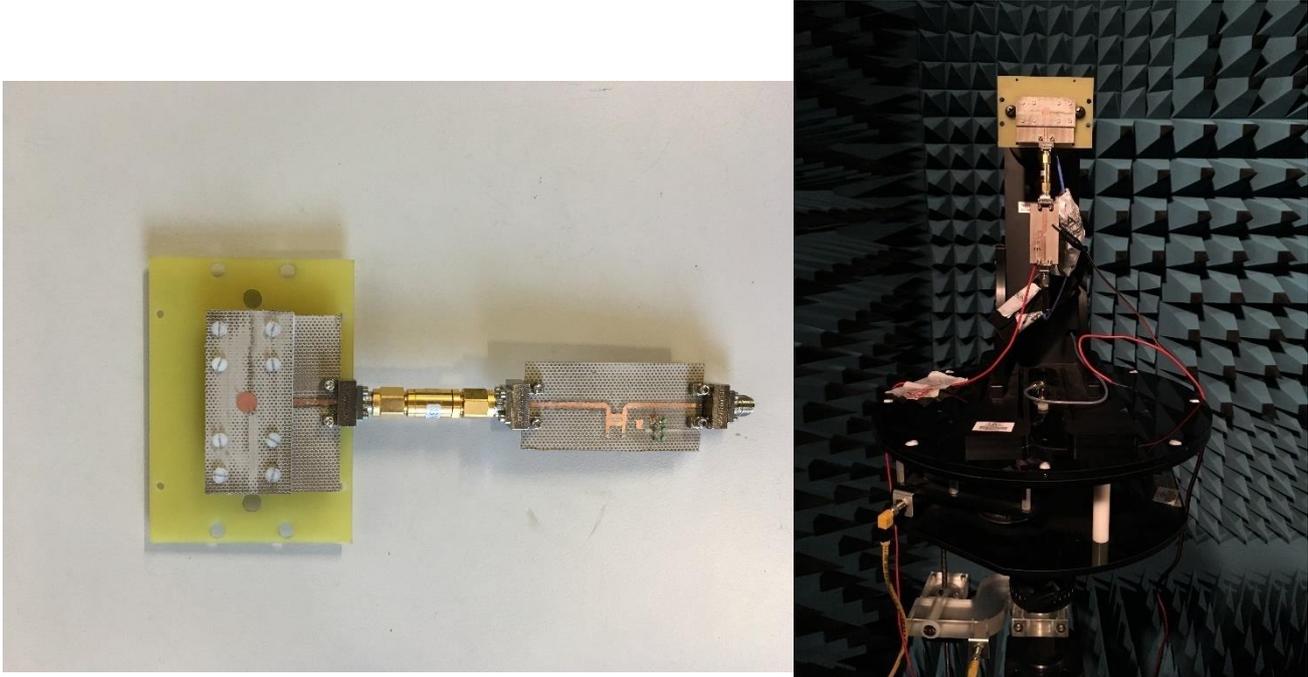


**Fig 64. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 90^\circ$ , plano E.C=2.2pF**



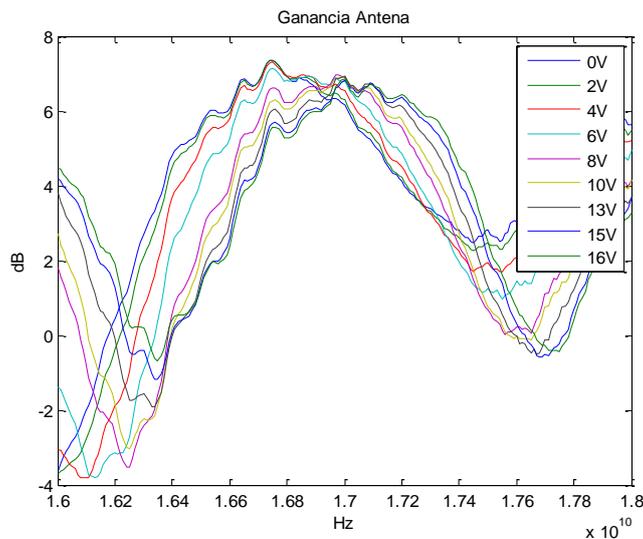
**Fig 65. Componente copolar y contrapolar normalizada  $\phi = 0^\circ$ , plano H.C=2.2pF**

Aunque este prototipo, tal cual se muestra en la Fig.62, no se llegó a construir a tiempo, se propuso una alternativa para demostrar el funcionamiento del elemento. Se usó una transición metálica entre la antena de parche sola y el desfaseador solo, esta unión es una aproximación al circuito diseñado.



**Fig 66:Antena de parche más desfaseador.**

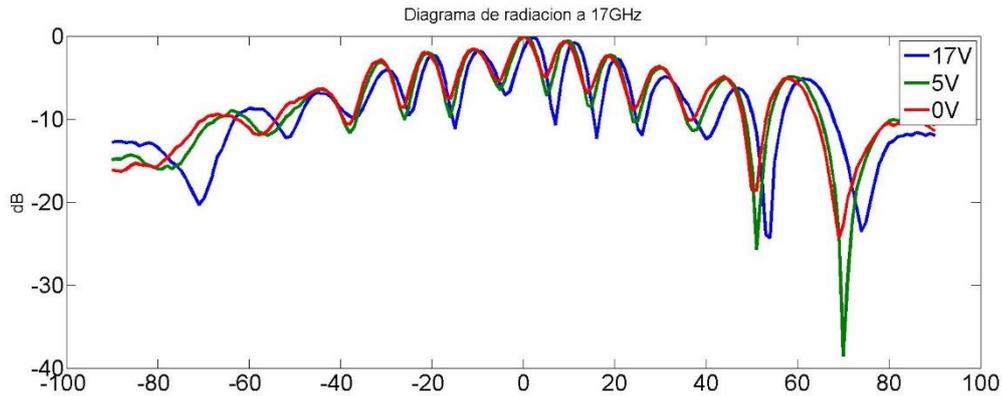
Tras la medición obtenemos los resultados basados en el voltaje con que alimentamos el varactor, estas son algunas de las ganancias que obtenemos dependiendo de los voltajes suministrados. A priori no podemos hacer ninguna suposición ya que desconocemos como afecta la capacidad del varactor a la ganancia. Estos son los resultados:



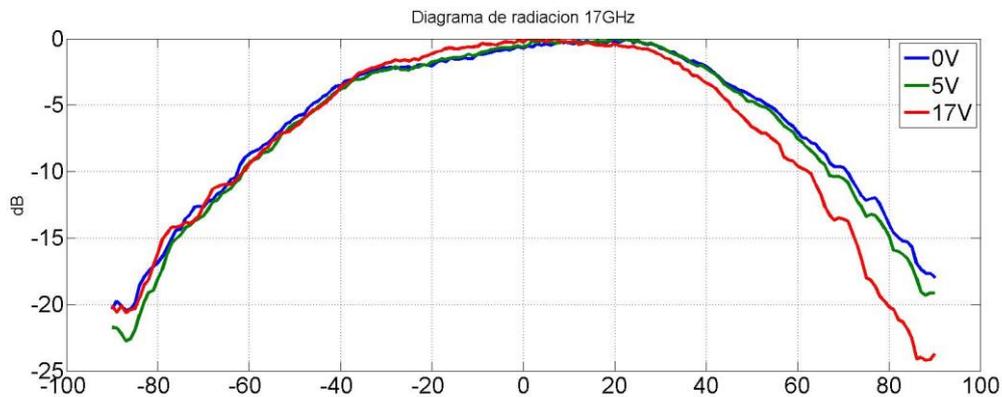
**Fig 67:Ganancia del parche +desfaseador dependiendo del voltaje suministrado.**

A la vista de los resultados podemos decir que, a mayor voltaje, pero ganancia, estos valores de voltaje alto se corresponde, como decíamos en el apartado 5.1, a valores de baja capacidad, y por tanto sacamos como conclusión que los valores bajos de capacidad afectan negativamente a la ganancia de la antena.

En cuanto a los diagramas de radiación esperamos que sean similares a los de la antena de parche sola, aunque dada la asimetría en el Plano E, ocasionada por la introducción del circuito desfaseador, esperamos bastante rizado en el plano E en todos los valores de voltaje dado al varactor. Además, podemos esperar que la diferencia de capacidad haga que el plano H varíe más que el E, con respecto a las mediciones de la antena sola.



**Fig 68: Diagramas de radiación Copolar en el plano E, para V=0,5,17V.**



**Fig 69. Diagramas de radiación Copolar en el plano H, para V=0,5,17V.**

Puede parecer extraño que obteniendo una ganancia de la antena de parche sola de 8dB Fig.59 y con una transmisión de -3dB en el mejor de los casos para el adaptador solo salga una ganancia de 6.5dB, lo esperado sería una ganancia de 5dB, esto puede deberse al rizado del plano E. Ya que el rizado es muy pronunciado la obtención de la ganancia puede llevar a engaño, dando un valor que en realidad es menor.

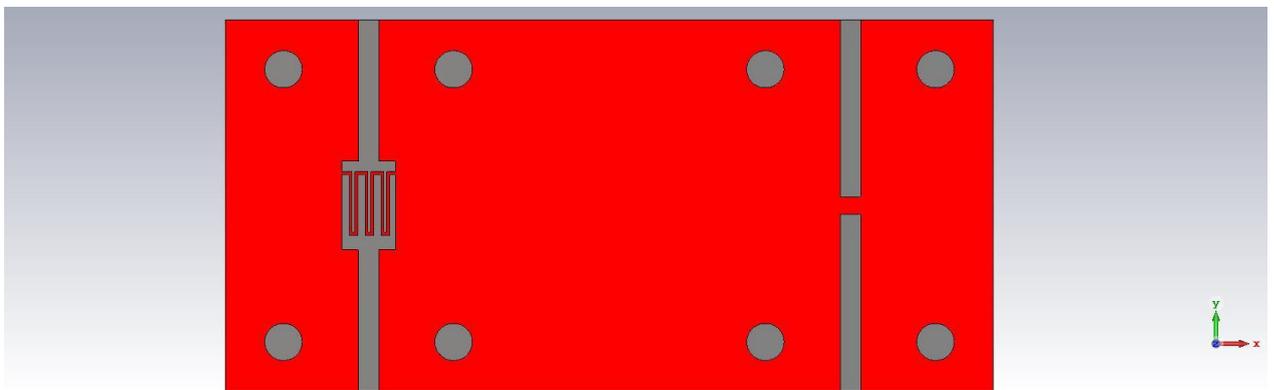
#### 4.1.5 Aislante de continua

El principal problema de alimentar con corriente continua los varactores es que esta corriente de alimentación se transmite por toda la red llegando no solo a los varactores que se encuentran en su desfaseador, si no a los varactores de los otros elementos del array. Como resultado de este fenómeno se puede pensar que un varactor esta alimentado y tiene una cierta capacidad cuando en realidad tiene otra distinta y esto puede provocar desapuntamientos no deseados o mal realizados.

Dos posibles soluciones se pueden probar, la primera, la de a la izquierda intentando que hubiera la mayor cantidad de superficie donde pudiera acoplarse una línea a la otra, pero sin que llegaran a tocarse para que evitar que la corriente continua pase .

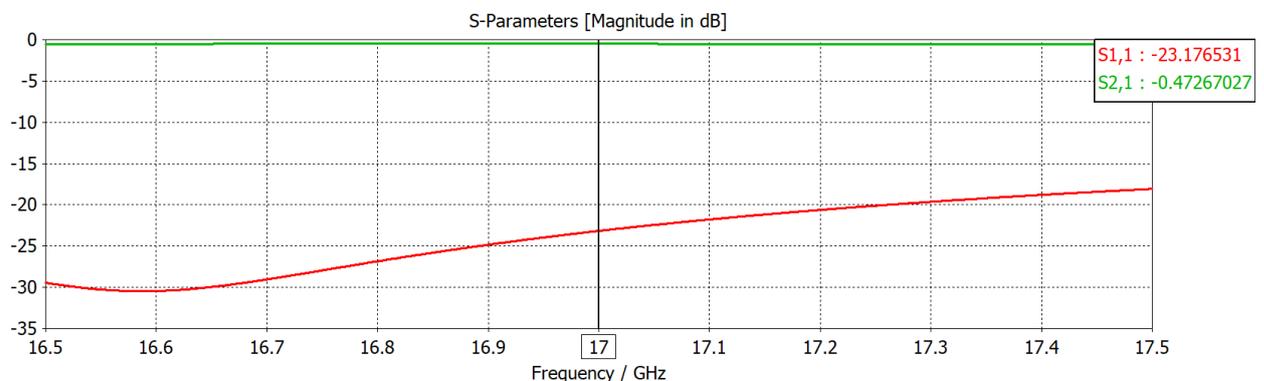
La segunda, la de la derecha, consiste en soldar condensadores de distintos valores a ver cuál proporciona las mejores características de adaptación y transmisión.

Dado que un condensador en continua se comporta como un circuito abierto y el circuito en forma de “tenedor” es un abierto ambos circuitos va a impedir que la corriente continua pase , pero hay que averiguar , cuál de los dos prototipos ofrece mejores características para la señal RF que viaja por el circuito.

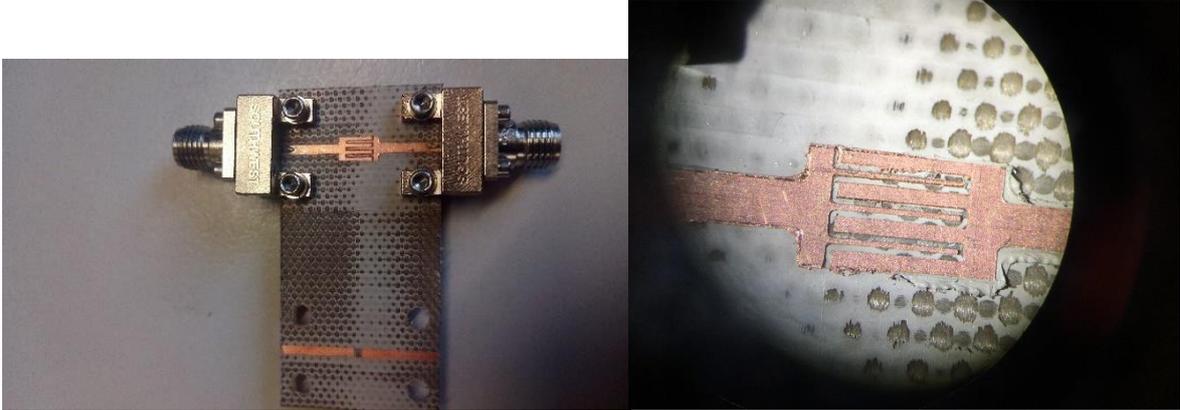


**Fig 70:Diseño de aislante de DC.**

Con una distancia de 0.15mm entre las pistas del “tenedor”( situado a la izquierda de la Fig.70) conseguimos unas adaptaciones y transmisiones de -23dB y -0.47dB respectivamente.



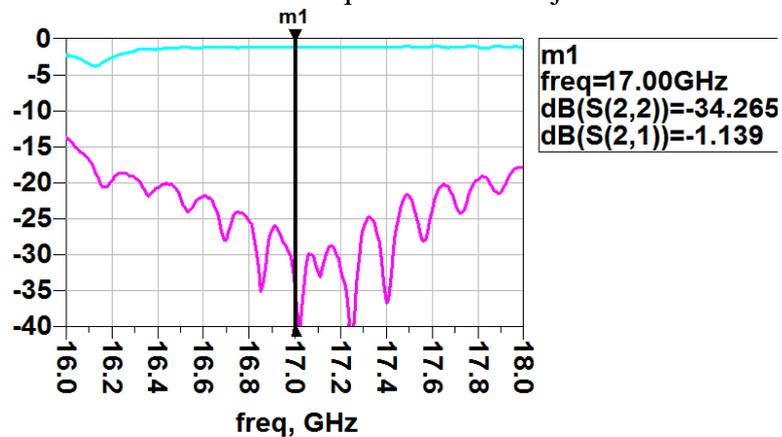
**Fig 71:Diseño de aislante de DC. Adaptación y transmisión – Módulo(dB).**



**Fig 72:Diseño de aislante de DC.**

Una vez realizada la construcción, se miden ambos circuitos y se obtienen unos resultados satisfactorios. Para el circuito en forma de tenedor la adaptación es de -34dB en 17GHz y por debajo de -15dB en el resto de la banda de 2GHz, y aunque la transmisión haya empeorado con respecto a la simulación se mantiene en un nivel aceptable.

En cuanto a las medidas de los distintos varactores, ninguno superó las características de anterior circuito. Por lo que no se aconseja su uso.



**Fig 73.Aislante de Continua. Medidas. Transmisión y adaptación.**

## 5 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 5.1 Conclusiones.

La conclusión a la que se llega después de realizar este TFG es que a la hora de trabajar con varactores se debe tener presente siempre que dependiendo del valor de su capacidad el circuito se puede ver afectado en gran medida. Junto con el propio varactor es igual de importante la longitud de la línea sobre la que se sustenta, pues esta define también en gran medida las características del desfasador. También se debe comentar que dependiendo del uso final que se vaya a dar al array habría que usar otros varactores o poner más de un desfasador en serie, ya que el máximo desapuntamiento que se llega a conseguir con un desfase de  $135^\circ$  es de  $7^\circ$ .

En cuanto a la radiación, las simetrías en los dos planos principales son prácticamente una prioridad, ya que no solo mejoran las características principales del circuito, si no que la radiación de los planos afectados por esta asimetrías producen diagramas de radiación con formas no deseadas.

En lo concerniente al array su desapuntamiento se puede dar con distintas combinaciones de varactor, por lo que hay más de una combinación de valores de varactor para las que obtenemos el mismo valor de desfase y por tanto el mismo desapuntamiento.

Pero sabiendo que los valores más bajos del varactor afectan de manera negativa en mayor medida que los valores altos sería necesario realizar un estudio más detallado sobre las diferentes combinaciones de valores que obtienen un mismo desapuntamiento, pero a su vez optimizan las características del circuito.

## Referencias

---

- [1] Jorge A. Ruiz Cruz,” V4. Análisis de circuitos sencillos con parámetros S “. *Medios de Transmisión(MTX)*,pag.3,2015-16.
- [2] Jorge A. Ruiz Cruz,” V4. Análisis de circuitos sencillos con parámetros S “. *Medios de Transmisión(MTX)*,pag.13,2015-16.
- [3] José Luis Masa Campos. “II.2.2 Diagrama de radiación” *Antenas y compatibilidad electromagnética*. pags21,22,26. 2016-17
- [4] José Luis Masa Campos. “IV.2. Principio de multiplicación de diagramas en arrays” *Antenas y compatibilidad electromagnética*. Pags18-22. 2016-17
- [5] Datasheet varactor de las series MA46580 & MA46585:  
[https://cdn.macom.com/datasheets/MA46580\\_MA46585.pdf](https://cdn.macom.com/datasheets/MA46580_MA46585.pdf)
- [6] Pablo Padilla, Alfonso Muñoz-Acevedo, “Electronically Reconfigurable Transmitarray at Ku Band for Microwave Applications”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol 58, pp 2571-2579,2010.
- [7] P. Padilla, J.M. Fernández-González, A. Muñoz-Acevedo, J.L. Padilla and M. Sierra-Castañer “Electronically tunable phase response for phased array patches”
- [8] Datasheet SouthwestMicrowave \_91Y60930:  
<http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=786&name=292-07A-6.pdf>



## **Glosario**

---

TFG	Trabajo de Fin de Grado.
CST	Computer Simulation Technology.
ADS	Advance design Technology.
RFCAS	grupo RFCAS (Radio-Frecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas).

# Anexos

## A Graficas Extra de los acoplos del array.

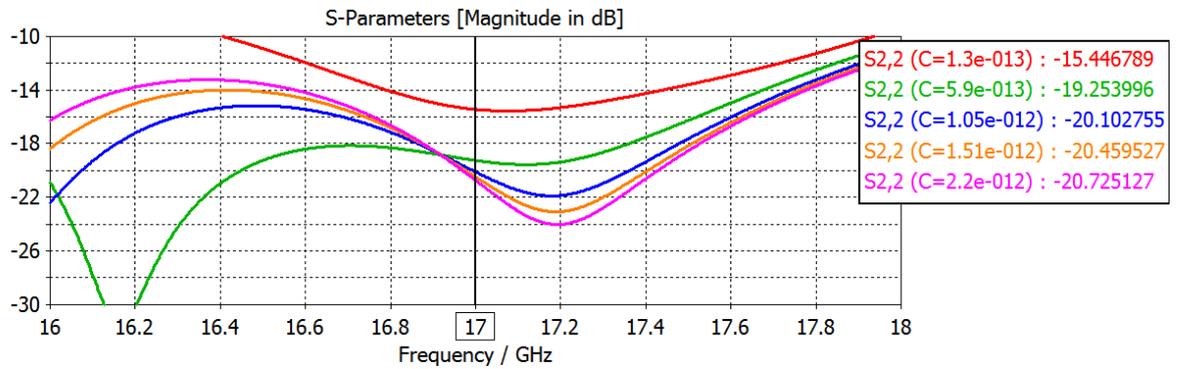


Fig 74. Array de parches con desfasadores. S22-Módulo (dB).

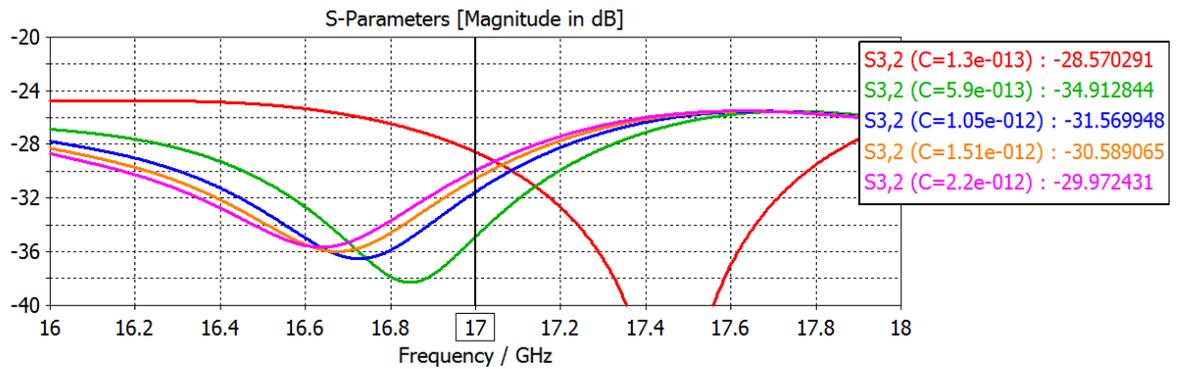


Fig 75. Array de parches con desfasadores. S32-Módulo (dB).

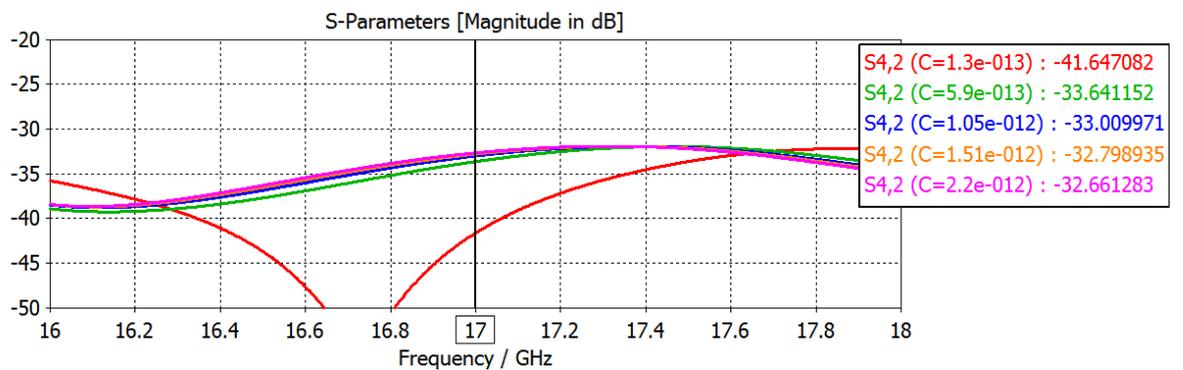
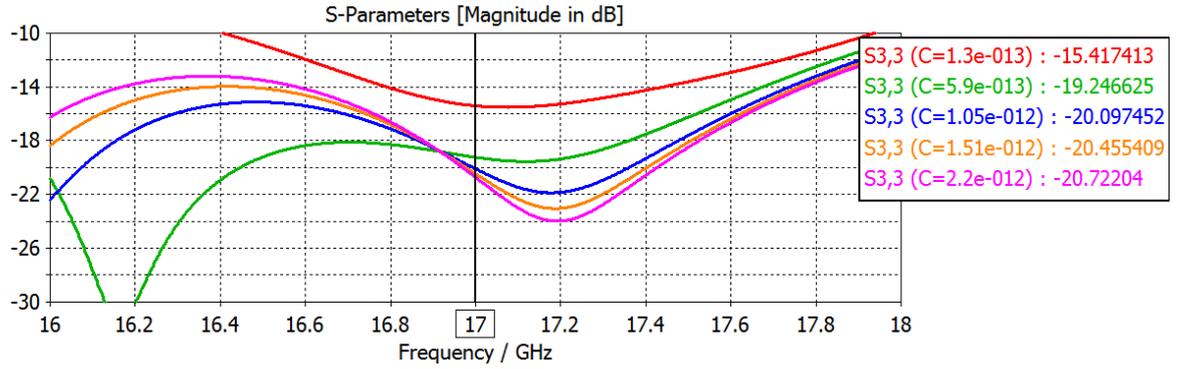
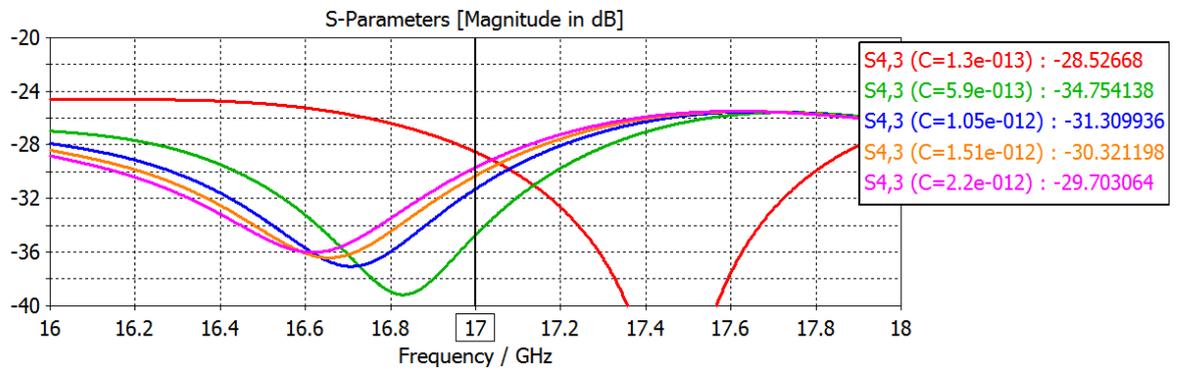


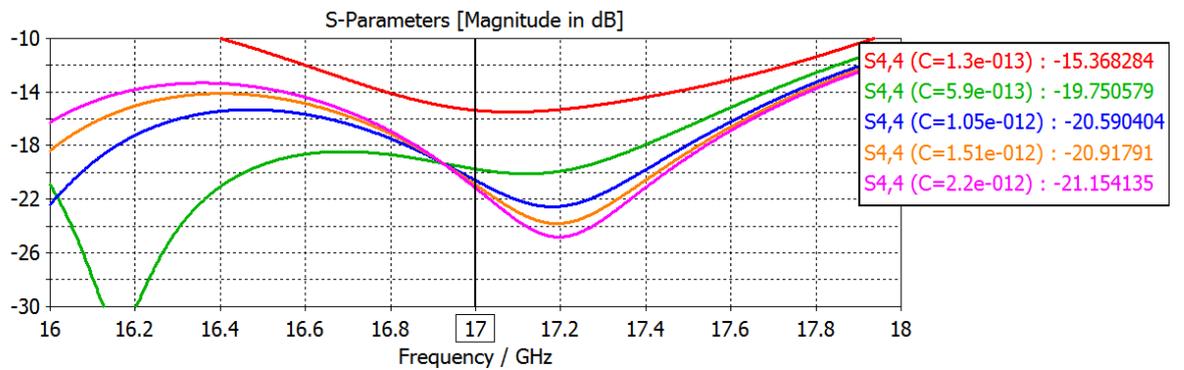
Fig 76. Array de parches con desfasadores. S42-Módulo (dB).



**Fig 77. Array de parches con desfasadores. S33-Módulo (dB).**

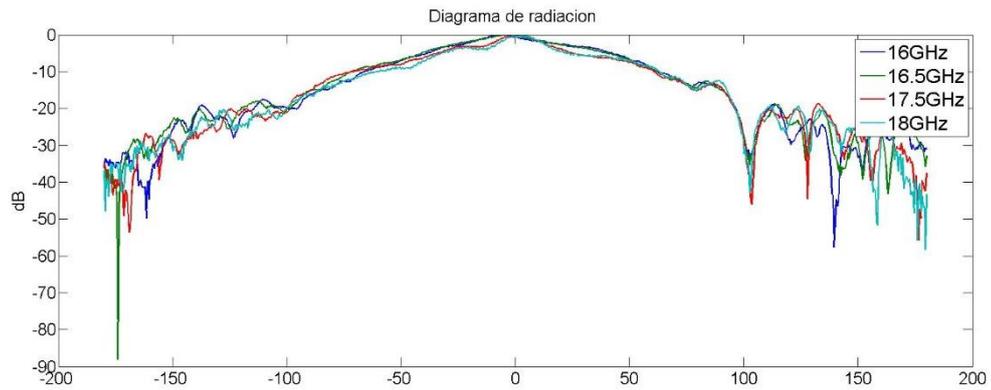


**Fig 78. Array de parches con desfasadores. S43-Módulo (dB).**

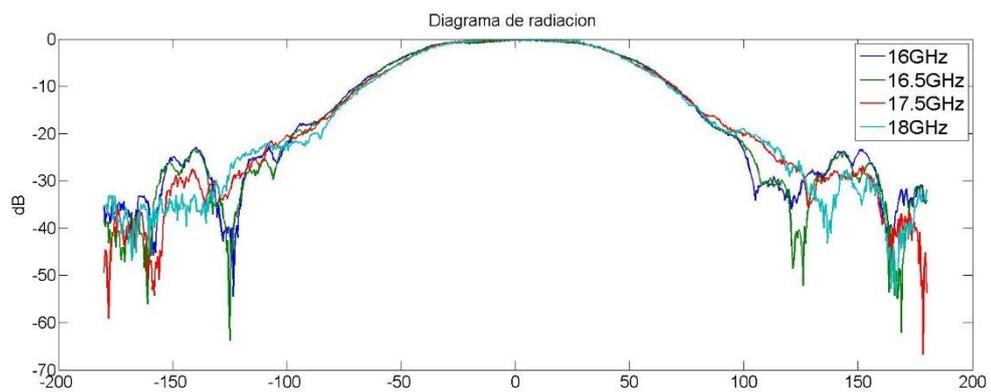


**Fig 79. Array de parches con desfasadores. S44-Módulo (dB).**

**B Diagramas de radiación del parche para frecuencias distintas a 17GHz.**



**Fig 80: Diagramas de radiación de la componente copolar, plano E para 16, 16.5, 17.5, 18 GHz**



**Fig 81: Diagramas de radiación de la componente copolar, plano H para 16, 16.5, 17.5, 18 GHz**

## C Red de alimentación paso a paso.

### A. Paso 1:

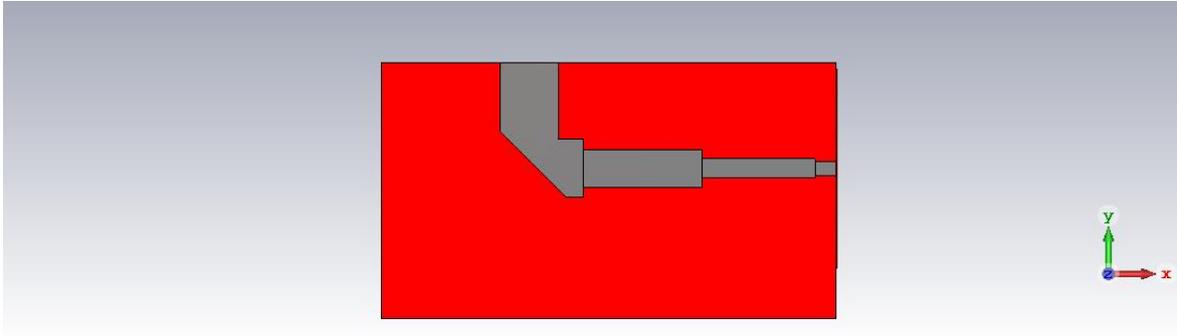


Fig 82:Red de alimentación.Primer-Paso.

Consta de una línea de  $50\Omega$  que se dobla en un codo y utiliza 2 líneas  $\frac{\lambda}{4}$  de la microstrip para transformar la impedancia de entrada de  $50\Omega$  una de  $100\Omega$ , para que al juntar el otro lado el paralelo de ambas líneas sea de  $50\Omega$  otra vez.

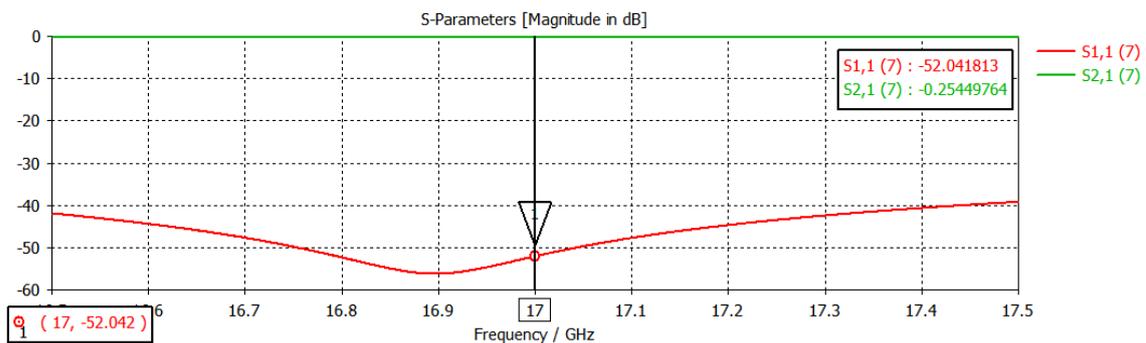


Fig 83:Red de alimentación. Primer-Paso-Adaptación y transmisión, Modulo(dB)

### B. Paso 2:

Ahora unimos ambos lados, por lo que, como hemos dicho antes el paralelo de dos líneas de  $100\Omega$  se transforma en una línea de  $50\Omega$ .

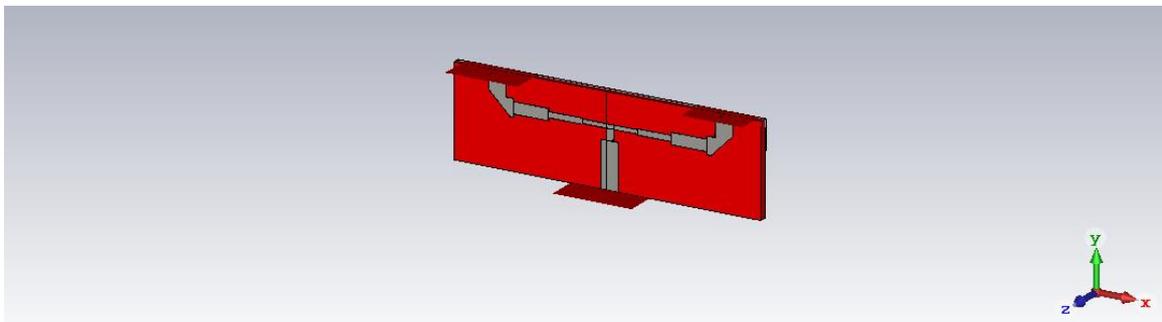
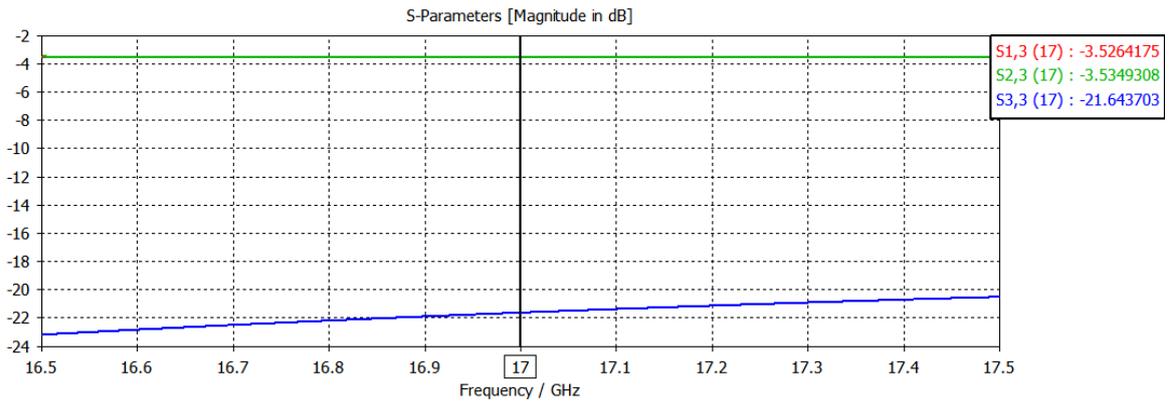
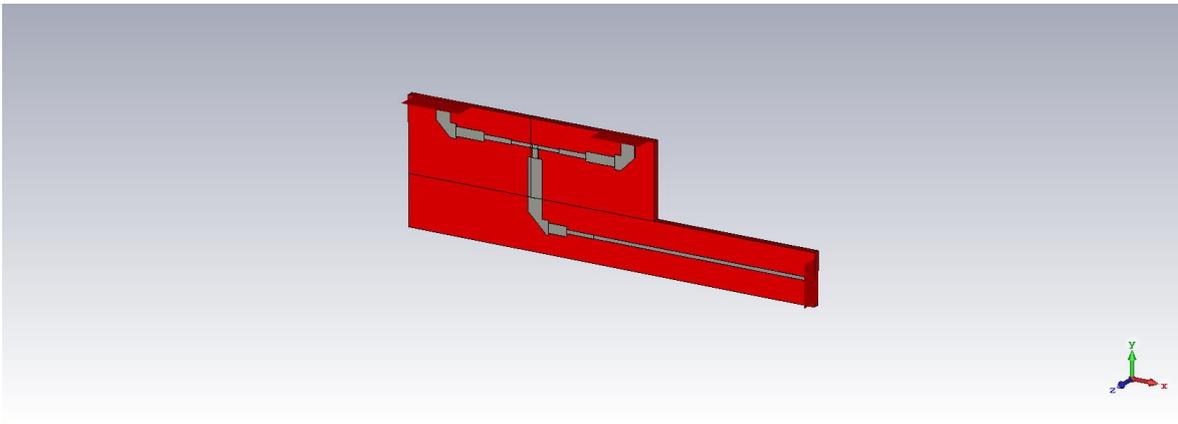


Fig 84:Red de alimentación. Segundo-Paso

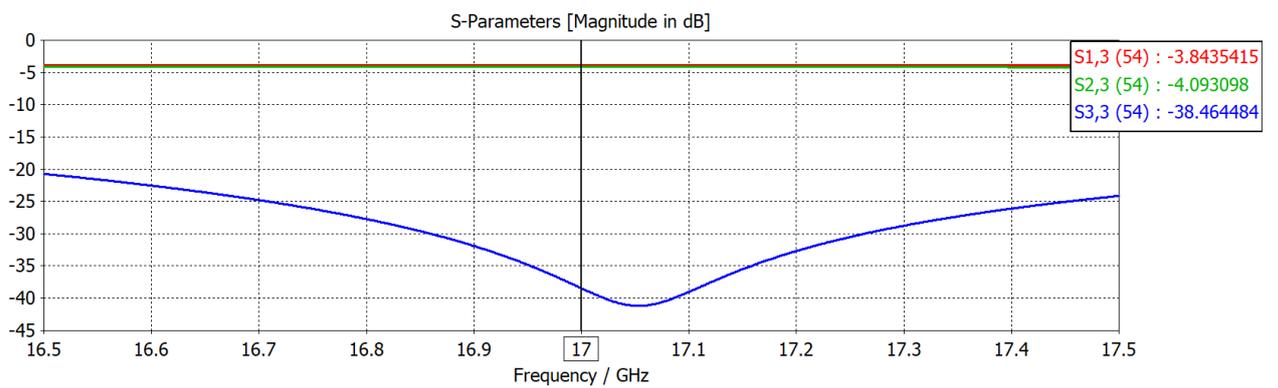


**Fig 85:Red de alimentación. Segundo Paso-Adaptación y transmisión, Modulo(dB).**

**C. Paso 3.**



**Fig 86:Red de alimentación. Tercer-Paso.**



**Fig 87:Red de alimentación. Segundo Paso-Adaptación y transmisión, Modulo(dB).**

