

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Grado

**Diseño de una agrupación de antenas de parche con red comparadora  
monopulso para el seguimiento de señales WiFi**



AUTOR: José Antonio García Muñoz

DIRECTOR: José Luis Gómez Tornado

Diciembre / 2016

# Índice

1. Introducción.....	1
1.1 Resumen del Proyecto .....	1
2. Herramientas Software .....	1
2.1 Ansys HFSS .....	1
2.2 AWR Microwave Office.....	1
2.3 MATLAB.....	2
3. Diseño de la Antena de Parche Cuadrada.....	2
3.1 Esquema de la antena.....	2
3.2 Parámetros S .....	5
3.3 Diagramas de Radiación .....	6
4. Agrupaciones de antenas .....	8
4.1 Agrupación de 2 Antenas.....	8
4.1.1 Agrupación de 2 Antenas en el Plano E.....	10
4.1.1.1 Esquema de la Agrupación .....	10
4.1.1.2 Parámetros S .....	11
4.1.1.3 Diagramas de Radiación.....	12
4.1.2 Agrupación de 2 Antenas en el Plano H .....	15
4.1.2.1 Esquema de la Agrupación .....	15
4.1.2.2 Parámetros S .....	16
4.1.2.3 Diagramas de Radiación.....	16
4.2 Agrupación de 4 Antenas.....	19
4.2.1 Esquema de la Agrupación.....	20
4.2.2 Parámetros S.....	20
4.2.3 Diagramas de Radiación.....	21
5. Red Comparadora Monopulso.....	27
5.1 Realización de un Híbrido “Rat-Race” Rectangular.....	28
5.2 Diseño de la Red Comparadora Monopulso .....	36
6. Otras Redes Comparadoras Monopulso .....	55
6.1 Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso.....	56

6.2 Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso .....	59
6.3 Conclusiones .....	62
7. Líneas Futuras .....	62
8. Referencias .....	63

# 1. Introducción

## 1.1 Resumen del Proyecto

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el de crear una agrupación de antenas, en principio de parche cuadradas y más tarde con las antenas Belgrano cuyo diseño ha sido proporcionado por Carlos Damián López Herrero, que sean capaces de seguir una señal cuya frecuencia se encuentre situada dentro o cerca del rango de frecuencias en las que funciona el WiFi, es decir, en torno a los 2.45 GHz. Esto lo consigue a través de una red comparadora monopulso, compuesta por un total de 4 híbridos de 180°, o de Rat-Race, que se encargan de recoger la información que reciben las antenas para extraer de ellas la información que requerimos para realizar el seguimiento de la señal con una red de procesado posterior a la red comparadora.

Para aumentar el alcance de esta agrupación de antenas, el objetivo es colocar una parabólica en la cual el foco de la misma sea nuestra agrupación, la cual deberemos ajustar para que ilumine el plato con la mayor eficiencia posible, denominada eficiencia de iluminación.

El objetivo de esta agrupación tal y como queremos diseñarla es la detección de señales de WiFi a muy larga distancia, ya que, al hacer la agrupación y colocarla en una parabólica aumentamos enormemente el alcance de nuestro sistema.

## 2. Herramientas Software

### 2.1 Ansys HFSS



Es un software que permite solucionar estructuras electromagnéticas a través del método de los elementos finitos. Su acrónimo significa “High Frequency Structural Simulator” o Simulador estructural de alta frecuencia. Es una de las herramientas comerciales utilizadas para el diseño de antenas y el diseño de complejos circuitos electrónicos de RF, tales como filtros, líneas de transmisión, etc...

En nuestro proyecto, vamos a utilizar HFSS para realizar absolutamente todas las simulaciones de nuestras antenas de parche, tanto cuadradas como la Belgrano. Contiene muchísimos elementos que podemos asignar a los componentes que coloquemos en el esquemático; materiales como el cobre, el teflón, el FR4, etc...

### 2.2 AWR Microwave Office



Este programa es una completa solución informática para los diseñadores de todo tipo de circuitos de RF y microondas, desde módulos de microondas integrados hasta circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC), pasando por todos los dispositivos

intermedios. El software de Microwave Office integra totalmente las potentes e innovadoras herramientas y tecnologías de AWR con herramientas para aplicaciones específicas de empresas asociadas con el fin de crear diseños de alta frecuencia de forma rápida y sencilla.

En nuestro caso, lo vamos a utilizar para realizar el diseño de nuestro híbrido Rat-Race ya que realizar este en Ansys HFSS es demasiado complejo y pesado de simular. Microwave Office nos permite simular más rápidamente debido a que utiliza elementos circuitales para hacer el diseño.

## 2.3 MATLAB



Este software se utiliza para analizar y diseñar los sistemas y productos que transforman nuestro mundo. MATLAB está presente en sistemas de seguridad activa de varios elementos. Además, esta plataforma está optimizada para resolver problemas de ingeniería y científicos. Su lenguaje es la forma más natural del mundo para expresar las matemáticas computacionales. Los gráficos integrados facilitan la visualización de los datos y la obtención de información a partir de ellos. Todas las herramientas y prestaciones de MATLAB están probadas y diseñadas para trabajar juntas.

Nosotros utilizaremos este software para dibujar las gráficas cuyos datos serán extraídos de los dos programas anteriores, ya que permite una gran facilidad de modificación de las gráficas, tales como color de las líneas, cambio de los ejes, etc...

## 3. Diseño de la Antena de Parche Cuadrada

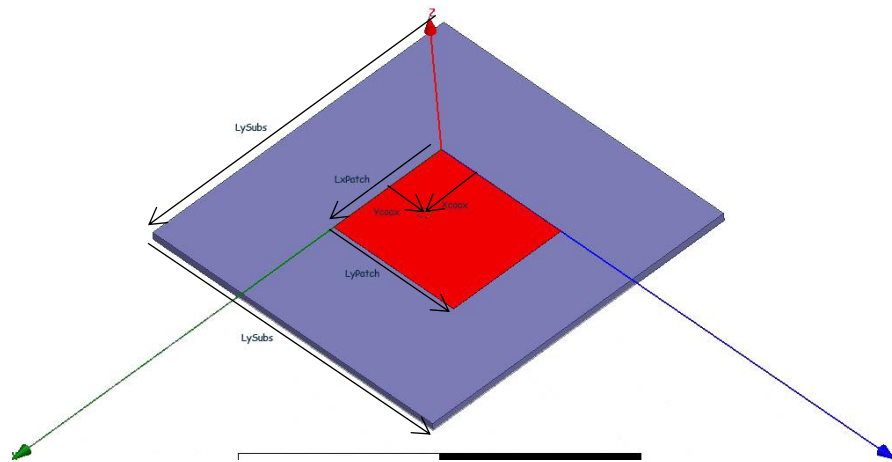
Vamos a utilizar para nuestro proyecto una antena de parche cuadrada. Este diseño debe ser lo más óptimo posible para ajustar su frecuencia de diseño a 2.45GHz, es decir, las frecuencias de WiFi. Usaremos un sustrato comercial, como puede ser FR4, que tiene una permitividad de  $\epsilon_r = 4.9$  y un grosor de 1.5mm. También tiene una tangente de pérdidas de  $\tan \delta = 0.017$ .

Con la frecuencia de trabajo, conseguimos una longitud de onda en el vacío, que llamaremos  $\lambda_0$ , de  $\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9} = 12.25 \text{ cm}$ . Sin embargo, al añadir nuestro sustrato, cuya permitividad es mayor que la del aire, obtenemos una longitud de onda de trabajo de  $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{12.25 \text{ cm}}{\sqrt{4.9}} = 5.53 \text{ cm}$ .

Nuestra antena estará alimentada a través de un coaxial, cuyo conductor interior es de cobre y el interior del coaxial es de teflón, que tiene una permitividad de  $\epsilon_r = 2.1$  y una tangente de pérdidas de  $\tan \delta = 0.001$

### 3.1 Esquema de la antena

Este esquema es extraído de HFSS directamente. Esta es la antena que hemos utilizado en nuestras simulaciones.



Nombre	Valor
<b>RcoaxINT</b>	1 mm
<b>Hcoax</b>	5 mm
<b>RcoaxEXT</b>	5 mm
<b>Hsubs</b>	1.5 mm
<b>Tmetal</b>	0.05 mm
<b>Xcoax</b>	11.35 mm
<b>Ycoax</b>	8 mm
<b>Xsubs</b>	19.3625 mm
<b>Ysubs</b>	19.6125 mm
<b>LxSubs</b>	lambda0/2
<b>Ly Subs</b>	lambda0/2
<b>lambda0</b>	12.285 cm
<b>LxPatch</b>	22.7 mm
<b>LyPatch</b>	26.25 mm

**Figura 3.1. Esquema de la Antena y Variables**

Como vemos en la imagen de arriba, tenemos el esquema de nuestra antena señalando cada variable con qué se corresponde en nuestro diseño. Explicaremos, primeramente, lo que significa cada valor:

- **RcoaxINT:** Se corresponde con el radio del vivo del coaxial que vamos a utilizar, en nuestro caso, es de 1mm de radio.
- **Hcoax:** Es la altura que le damos al coaxial. Es de 5 mm porque es la distancia que se le suelen colocar usualmente a los puertos de entrada.
- **RcoaxEXT:** Se corresponde con el radio exterior del coaxial.
- **Hsubs:** Es la altura de nuestro sustrato. Depende del sustrato utilizado; en nuestro caso, el FR4 comercial tiene una altura de 1.5mm.
- **Tmetal:** Es la altura del metal de nuestra antena, que la hemos realizado de cobre.

Para tener nuestro puerto adaptado no podemos alimentar nuestra antena justo en un borde de la misma, esto se debe a que la impedancia de una antena de parche cuadrada depende de dónde estemos colocados dentro de la misma. Para este sustrato, con estas características de la antena, tenemos las siguientes variables para colocar el puerto:

- **Xcoax:** Es la posición inicial sobre el eje X del centro de nuestro coaxial. Con esta dimensión, colocamos el centro del coaxial en el centro de la antena.
- **Ycoax:** Es la posición inicial sobre el eje Y del centro de nuestro coaxial. Para decidir esta dimensión, sin embargo, es más complejo. Como alimentamos el modo que se prepara sobre el eje Y, para realizar esta especie de “inset” y que nuestra antena esté adaptada necesitamos colocar un valor concreto de este valor. Para calcular este valor utilizamos la fórmula:

$$Z_{in}(Y_{coax}) = \left( \cos\left(\frac{\pi Y_{coax}}{LyPatch}\right) \right)^2 Z_{in}(0)$$

Siendo:

- **Z<sub>in</sub>(0)** la impedancia que veríamos si alimentáramos la antena justo en el borde.

- $Z_{in}(Y_{coax})$  la impedancia que veríamos para cada uno de los valores que le demos a  $Y_{coax}$ .

Con los valores que hemos dado a esas dos variables obtenemos una adaptación completa de nuestra antena con el puerto, lo que nos evitará pérdidas por reflexiones a la entrada del puerto a la frecuencia de diseño.

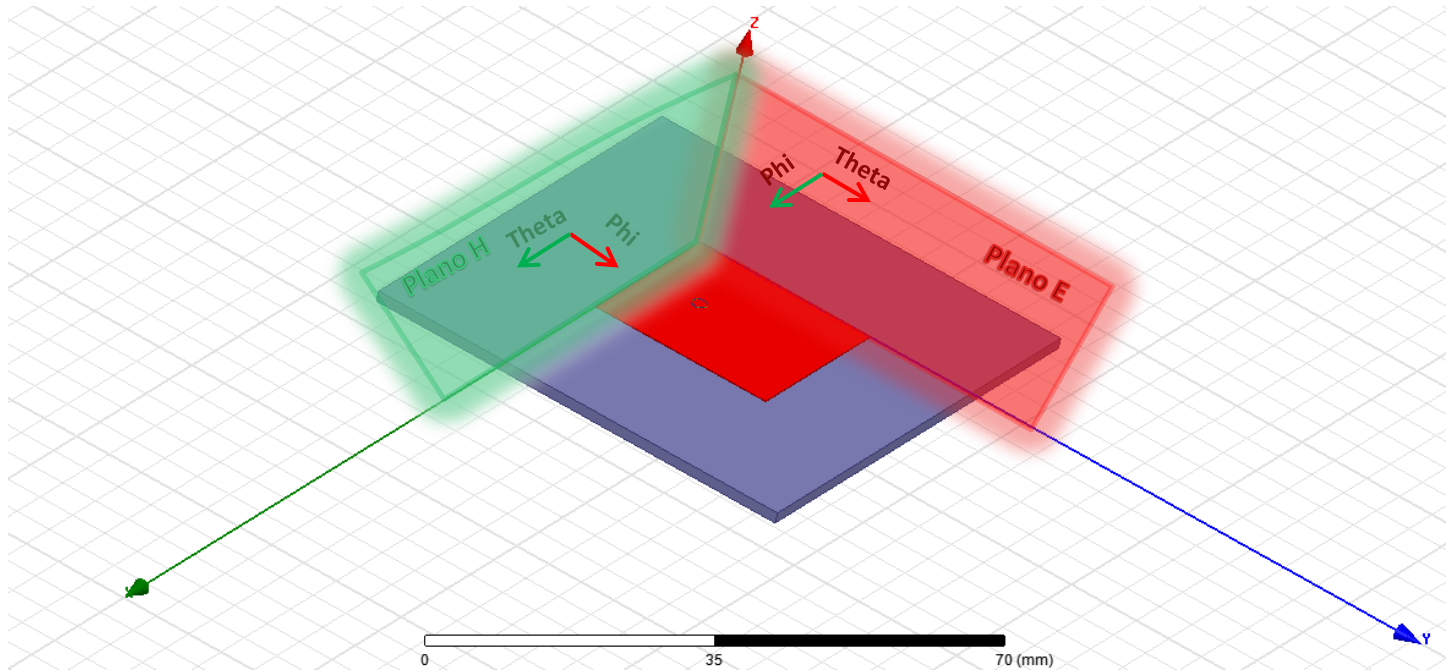
- **Xsubs:** Es la posición inicial sobre el eje X del sustrato para centrar el parche.
- **Ysubs:** Es la posición inicial sobre el eje Y del sustrato para centrar el parche.
- **LxSubs:** Es la longitud en la dirección del eje X del sustrato. Es igual a  $\lambda_0/2$  para que sea lo suficientemente ancho para nuestra antena.
- **LySubs:** Es la longitud en la dirección del eje Y del sustrato. Es igual a  $\lambda_0/2$  para que sea lo suficientemente largo para nuestra antena.
- **LxPatch:** Es la longitud en la dirección del eje X de la antena. Tiene el valor de 22.7mm porque es un valor parecido a  $\lambda/2$  y no afecta demasiado a las simulaciones.
- **LyPatch:** Es la longitud en la dirección del eje Y de la antena. Tiene el valor de 26.25mm porque se corresponde con  $\lambda/2$ . Es el parámetro que determina la frecuencia a la que va a actuar la antena, ya que hemos alimentado nuestro parche para estimular el modo que se propaga en la dirección Y.

Existen unos valores dentro de estos que son las que hemos utilizado para optimizar nuestro sistema y que llamaremos *variables de optimización*.

En nuestro caso, las variables de optimización son:

- **LyPatch:** Esta variable nos permite ajustar la frecuencia a la que trabajamos. Si variamos dicha variable aumentamos o disminuimos la frecuencia central de nuestro sistema.
- **Ycoax:** Esta variable nos permite adaptar el coaxial (de  $50\Omega$  de impedancia característica) a la antena de parche que tenemos. Si cambiamos los valores que tenemos en nuestro caso, se producirá una desadaptación que producirá reflexiones a la entrada. Por lo tanto, variaría el parámetro  $S_{11}$ .

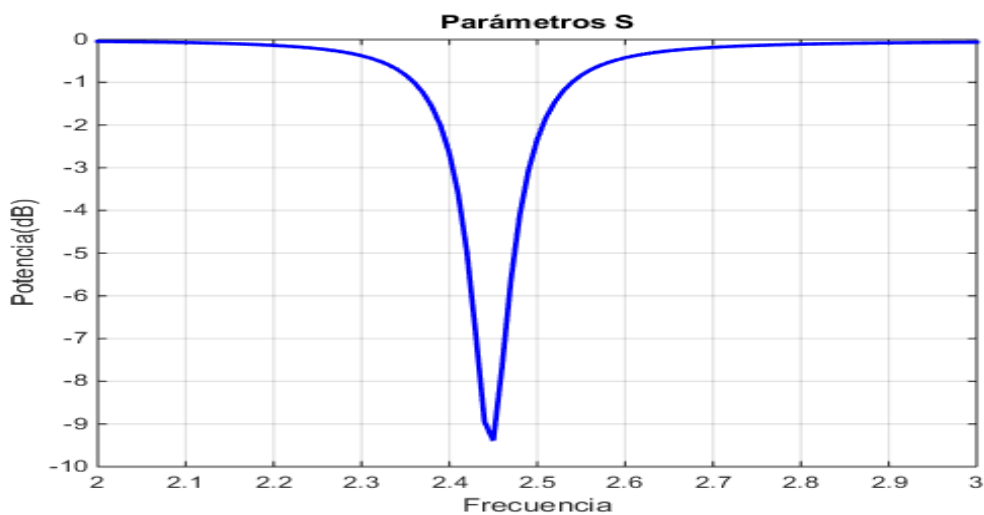
Ahora, vamos a pasar a definir los planos de nuestra antena:



**Figura 3.2. Definición de los Planos de Nuestra Antena**

Una vez claros los planos de nuestra antena y sus respectivas direcciones  $\phi$  y  $\theta$ , vamos a pasar a observar los parámetros S de nuestra antena que, al ser únicamente de un puerto, tendremos un solo parámetro, el  $S_{11}$ .

### 3.2 Parámetros S



**Figura 3.3. Parámetros S Antena de Parche Cuadrada**

Como podemos observar, nuestra antena refleja por el puerto de entrada todo lo que le entra a través del coaxial, a excepción de la frecuencia de diseño. A esta frecuencia la antena funciona como resonador y la energía se libera a través del aire, por lo que no vuelve a entrar por el puerto de entrada. De esta manera, obtenemos una radiación hacia el aire.



### 3.3 Diagramas de Radiación

Para observar mejor la representación de los diagramas de radiación, vamos a observar primero estos diagramas en tres dimensiones, que nos da una visión global de la directividad y de la ganancia, que son los diagramas que vamos a estudiar.

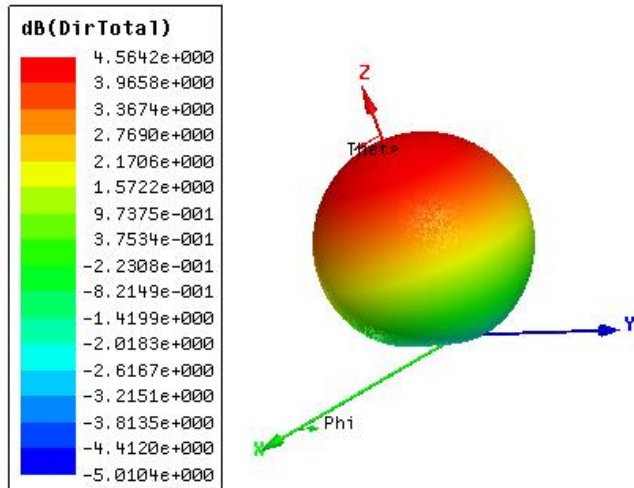


Figura 3.4.1 Directividad Total 3D de la Antena de Parche Cuadrada

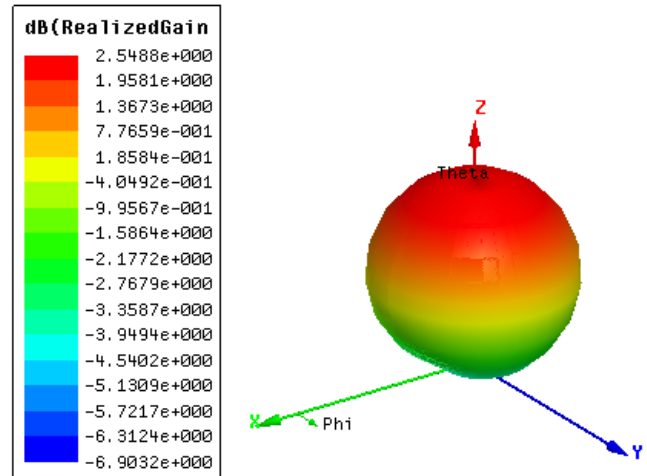


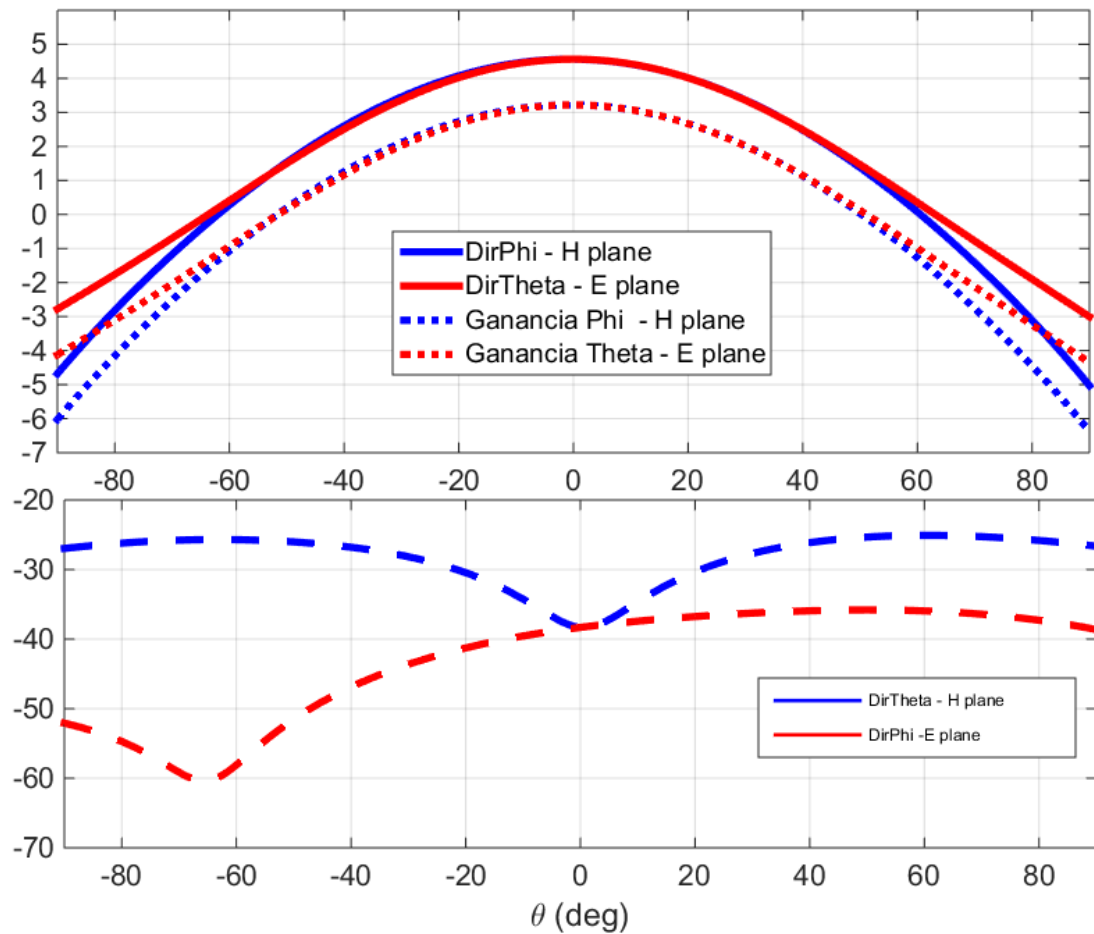
Figura 3.4.2 Ganancia Total 3D de la Antena de Parche Cuadrada

Figura 3.4. Diagramas de Radiación de la Antena de Parche Cuadrada

Como vemos, ni la directividad ni la ganancia tienen valores por el lado por el que no se encuentra la antena. Esto se debe a que tenemos un plano de masa en nuestra antena que evita que radie hacia donde no deseamos.

También puede verse que es menor la ganancia que la directividad, como veremos mejor posteriormente en los diagramas en dos dimensiones. Esto se debe a que la ganancia tiene en cuenta todas las pérdidas producidas en la agrupación, tanto las que introducen las pistas de cobre que recorren un camino sobre nuestro material (FR4) que tiene una tangente de pérdidas que es distinta de 0 como las que introduce el cable coaxial de alimentación.

Ahora, vamos a pasar a observar las gráficas en dos dimensiones:



**Figura 3.5. Gráficas en 2D para la Ganancia de la Antena de Parche Cuadrada**

En esta figura, hemos representado conjuntamente todas las directividades tanto de la co-polarización (gráfica superior) y la polarización cruzada (gráfica inferior) y la ganancia en co-polarización, también en la gráfica superior.

Los valores máximos de las gráficas, tanto ganancias como directividades, coinciden para  $\theta = 0^\circ$ .

Los objetivos principales son el comparar las siguientes gráficas:

- La directividad en  $\varphi$  con la ganancia de la antena en  $\varphi$ , ambas colocadas en el plano H.
- La directividad en  $\theta$  con la ganancia de la antena en  $\theta$ , ambas colocadas en el plano E.
- La directividad en  $\varphi$  del plano H con la directividad en  $\theta$  del plano E.
- La ganancia en  $\varphi$  del plano H con la ganancia en  $\theta$  del plano E.

Como vemos, para los dos primeros casos, las ganancias de estos casos tienen un valor menor con respecto a las directividades de estos. Esto ya lo hemos mencionado anteriormente y es debido a que tiene en cuenta todas las pérdidas del conjunto.

Con respecto a las otras dos, vemos que la directividad en  $\varphi$  del plano H decae en una mayor manera en los extremos de la gráfica que su análoga, la directividad en  $\theta$  del plano E. Esto se

debe a que, teóricamente, en el plano H hay un nulo en el centro de la antena, aunque esto no se produzca en la gráfica de la simulación real.

Análogamente, la ganancia en  $\phi$  del plano H decae más en los extremos de la gráfica que en la ganancia en  $\theta$  del plano E.

Por otra parte, tenemos las directividades de la polarización cruzada de la antena que, como se ve en la gráfica, tienen muy poco nivel, como era de esperar. Simplemente las mostramos para comprobar esta diferencia de nivel entre la directividad en co-polarización y la directividad en polarización cruzada.

Una vez extraídas las gráficas en MATLAB, podremos sacar los valores máximos de cada gráfica, por tanto, obteniendo el valor máximo tanto de la ganancia como de la directividad. Estos máximos son:

- Máximo de ganancia: 3.2205 dB.
- Máximo de directividad: 4.5638 dB.

Sabiendo estos dos máximos, podemos obtener la eficiencia de nuestra antena a partir de la siguiente fórmula:

$$\eta = \frac{G}{D} = 0'7057(1)$$

Lo que quiere decir que la eficiencia de nuestra antena es del 70.57%, que es un valor bastante elevado a pesar de haber utilizado materiales de baja calidad. Como sabemos, esta diferencia es debida a las pérdidas del dieléctrico, que tiene una  $\tan \delta = 0.017$  y a que la conductividad del cobre no es infinita, sino que tiene una conductividad,  $\sigma = 5.8 \times 10^7 S/m$ .

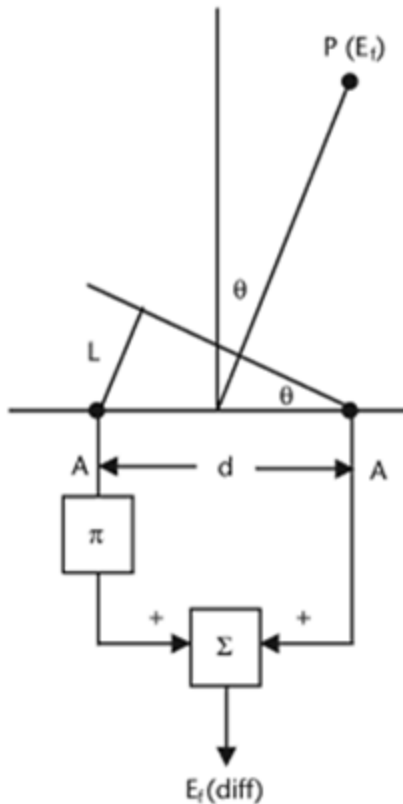
Cuanto mayor sea la calidad de los componentes, dicho de otra forma, cuanto menor sean las pérdidas producidas por los materiales, mayor será la eficiencia de nuestra antena, es decir, menor diferencia habrá entre la ganancia de nuestra antena y la directividad de la misma.

Una vez analizados todos los parámetros de nuestra antena, podemos pasar a diseñar las agrupaciones necesarias para conseguir, como objetivo final, nuestra agrupación de cuatro antenas. Para hacer esto, primero vamos a estudiar las agrupaciones de dos antenas:

## 4. Agrupaciones de antenas

### 4.1 Agrupación de 2 Antenas

Lo primero que hemos de hacer para hacer una agrupación de 2 antenas para realizar una red con las características que nosotros deseamos, es saber la separación que necesitamos entre antenas para que, cuando ambas antenas se encuentren en contrafase entre sí, tengan un diagrama de radiación cuyo máximo se encuentre en una dirección deseada (esta dirección no es aleatoria). Para ello, realizamos una serie de cálculos que se detallarán a continuación:



**Figura 4.1. Cálculo de separación entre Antenas para el Diagrama Diferencia**

El desfase que nos llega a la antena de la izquierda respecto de la antena de la derecha es de:

$$\varphi = k_0 * L = \frac{2\pi}{\lambda_0} * L \quad (2)$$

Donde  $k_0$  en rad/m es el número de onda en el vacío a la frecuencia de trabajo y  $L$  es la diferencia de caminos que sufre una onda que llega a la antena de la izquierda respecto de la antena de la derecha y que depende de la distancia entre las 2 antenas,  $d$ , y el ángulo de llegada,  $\theta$ , como:

$$L = d * \sin(\theta) \quad (3)$$

Por tanto, si queremos que la onda que llega desde un ángulo  $\theta = \theta_{MAX_{diff}}$  produzca una interferencia constructiva en el diagrama diferencia (aquel en el que restamos las señales de las dos antenas), se tiene que cumplir que el desfase,  $\varphi$ , sea:

$$\varphi = \pi(\text{radianes}) = 180^\circ(\text{grados}) \quad (4)$$

Así, al restar la señal que recibe la antena de la izquierda con la señal de la derecha tenemos interferencia constructiva.

Introduciendo (4) y (3) en (2) se obtiene:

$$\varphi = \pi = \frac{2\pi}{\lambda_0} * d * \sin(\theta_{MAX_{diff}}) \quad (5)$$

De donde podemos despejar el valor de  $d$ , la distancia entre las dos antenas, para que produzcan un máximo de radiación en el ángulo  $\theta_{MAX_{diff}}$  cuando realicemos el diagrama interferencia:

$$d = \frac{\lambda_0}{2} * \frac{1}{\sin(\theta_{MAX_{diff}})} \quad (6)$$

En el caso de nuestra antena, a la frecuencia de 2.45GHz, obtenemos como  $\lambda_0 = 12.65\text{cm}$ . Como queremos que el  $\theta_{MAX_{diff}}$  se encuentre a unos  $45^\circ$ , la distancia final que obtenemos es de:

$$d = \frac{12.65\text{cm}}{2} * \frac{1}{\sin(45^\circ)} = 8.94\text{cm}$$

Sin embargo, nosotros hemos preferido tomar un valor más concreto, para no agrandar demasiado la agrupación, de 8.5cm, que ha sido finalmente la distancia que hemos separado el centro de nuestras antenas entre sí. Tomando este valor, obviamente, el máximo de nuestro diagrama diferencia no estará exactamente a los  $45^\circ$  deseados.

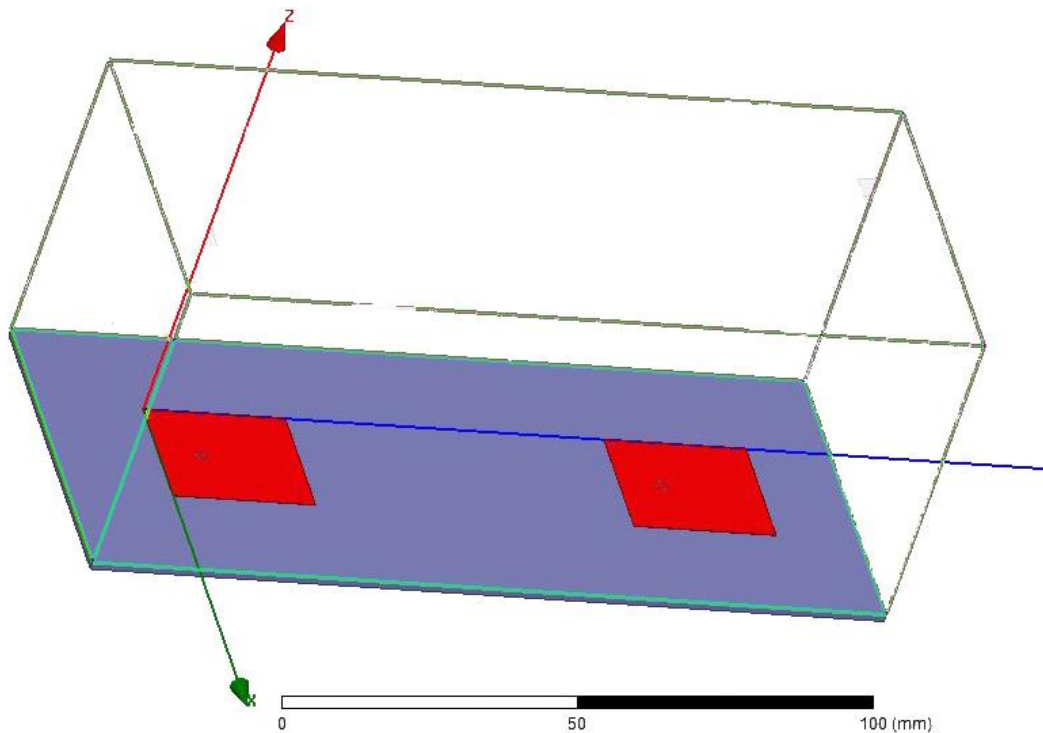
En este caso sería, teóricamente:

$$\sin(\theta_{MAXdiff}) = \frac{12.65cm}{2} * \frac{1}{8.5cm} = 0.74411764 \rightarrow \theta_{MAXdiff} = 48.0834^\circ$$

## 4.1.1 Agrupación de 2 Antenas en el Plano E

### 4.1.1.1 Esquema de la Agrupación

La primera agrupación de antenas que vamos a presentar es la siguiente:



**Figura 4.2. Esquema de la Agrupación de 2 Antenas en el Plano E**

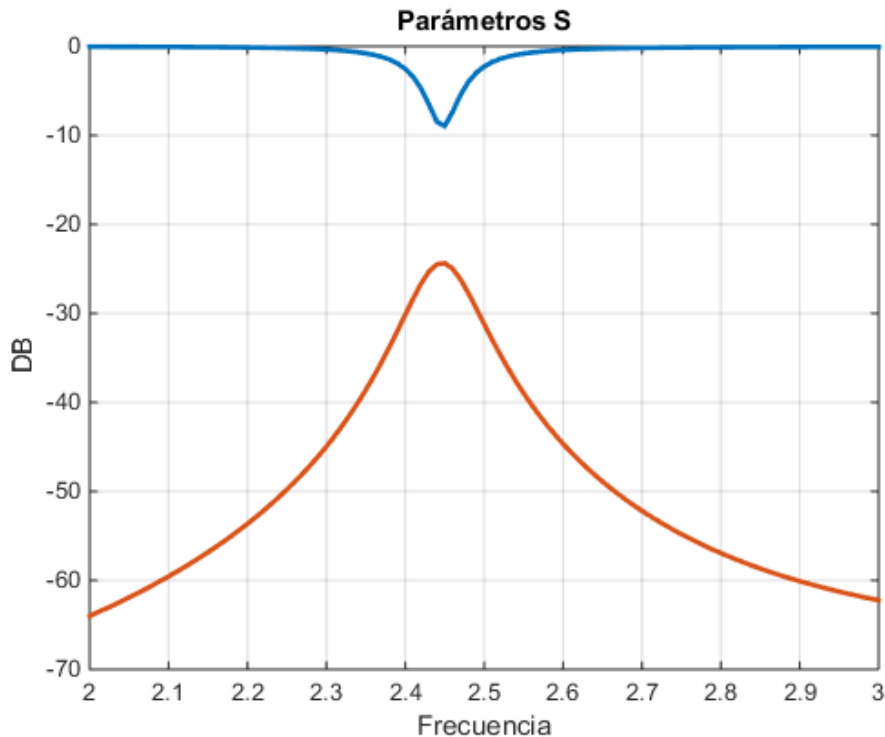
Como podemos observar, ambas antenas están colocadas en la dirección del plano E. Además, como las dos antenas están alimentadas exactamente en el mismo lugar del parche, excitan el modo de propagación que se dirige en la dirección del eje Y de la misma manera. Esta segunda antena, también es alimentada por un coaxial que tiene las mismas características y dimensiones que el coaxial con el que hemos alimentado la primera antena.

La separación utilizada entre antenas es la mencionada anteriormente en el apartado 4.1, sin embargo, para poder manejarla más fácilmente, como todas las distancias dentro del programa están en milímetros, esa distancia que antes la hemos calculado en centímetros ahora pasa a ser de 85mm de separación entre los centros de las antenas.

Ahora, vamos a pasar a ver cómo varían los diagramas de radiación de estas dos antenas en comparación con los diagramas de radiación producidos por una única antena de parche cuadrada.

### 4.1.1.2 Parámetros S

La gráfica para los parámetros S en el caso de las dos antenas es la siguiente:



**Figura 4.3. Gráfica en 2D de Parámetros S para ambas Antenas de la Agrupación de 2 Antenas en el Plano E en Fase**

Como vemos, la adaptación es exactamente igual al parámetro  $S_{11}$  de la anterior antena de parche cuadrada cuando estaba ella sola.

Ahora, nos aparece un nuevo parámetro, que es el parámetro de acoplo de la señal que le entra a una antena cuando la otra está transmitiendo.

Únicamente representamos una gráfica porque los parámetros S son iguales dos a dos, es decir, el  $S_{11}$  de ambas antenas es igual, mientras que el parámetro de acoplo también lo es. Las adaptaciones son exactamente iguales ya que ambas antenas son exactamente iguales, con las mismas características. Por otro lado, los parámetros de acoplo son iguales por reciprocidad, ya que existe un plano de simetría entre ambas antenas y se ve claramente que una afecta de la misma manera a la otra tanto si nos movemos hacia un lado o hacia otro.

Por último, recalcar que el parámetro de adaptación nos muestra como nuestra antena no produce reflexiones en la entrada a la frecuencia de trabajo. Por su parte, el parámetro de acoplo es lo suficientemente bajo como para omitir su valor, ya que está por debajo de los -20dB, por lo que podemos suponer que la cantidad de señal que se acopla de una antena a la otra es prácticamente nulo.

### 4.1.1.3 Diagramas de Radiación

En este caso existe una pequeña diferencia entre los diagramas de radiación de estas dos antenas y los de una antena única.

Esta diferencia radica en que, dependiendo si el diagrama de radiación lo estamos calculando con ambas antenas en fase o, por el contrario, si lo hacemos en contrafase, tenemos un diagrama de radiación u otro.

Observaremos, pues, cómo cambian los diagramas dependiendo de si es suma o diferencia.

Primeramente, vamos a observar los diagramas de radiación de la suma.

- **EN FASE**

Como en el caso anterior, vamos a empezar observando los diagramas de radiación en 3D correspondientes al caso en el que las antenas se encuentran en fase, por tanto, las señales de las antenas se suman en  $\theta = 0^\circ$ .

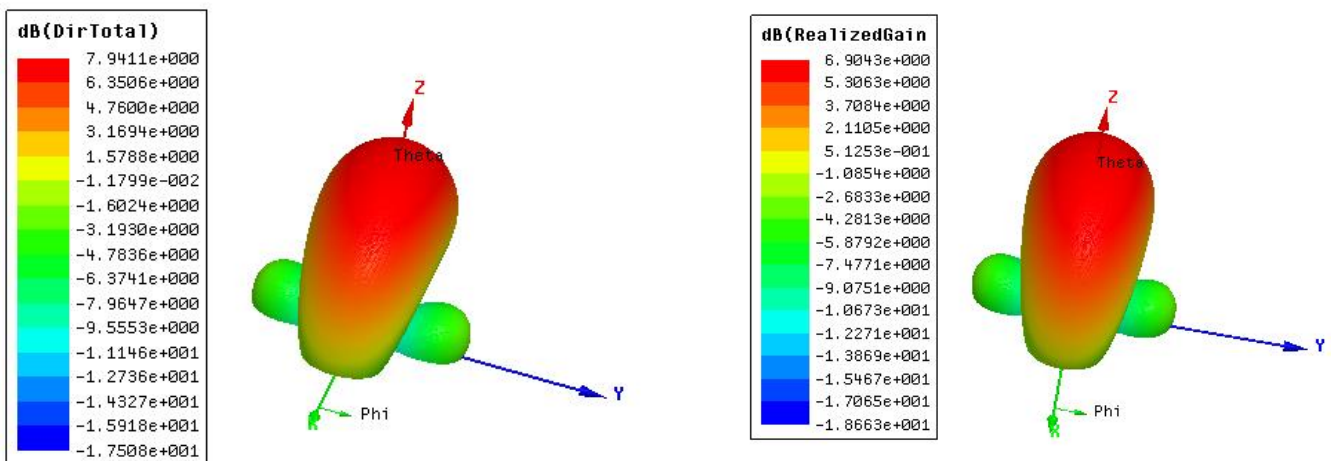


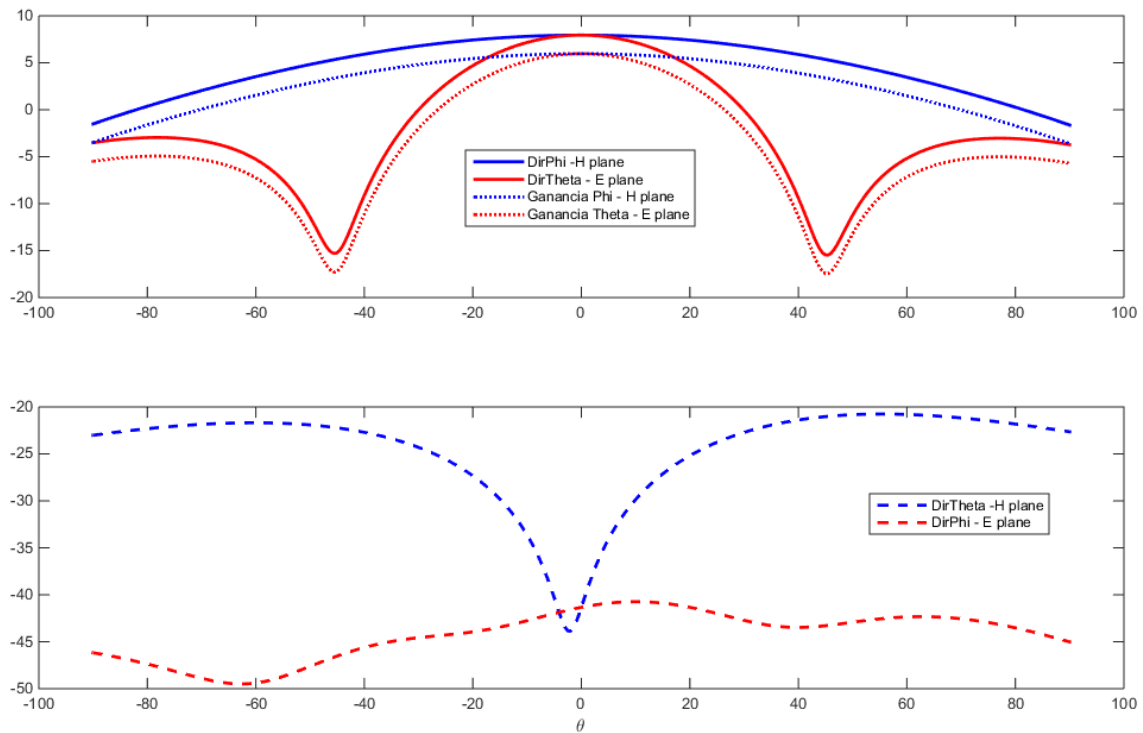
Figura 4.4.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Fase

Figura 4.4.2 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Fase

Figura 4.4 Diagramas de radiación en 3D de la Agrupación de 2 Antenas en Fase

Como vemos, para la agrupación en suma, es en el centro del diagrama donde se produce el máximo tanto de ganancia como de directividad. Al tener dos antenas ahora, vemos como los máximos de ambos diagramas aumentan de nivel, ya que estamos sumando el nivel de ambas antenas.

Ahora observaremos los diagramas en 2D:



**Figura 4.5 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación de 2 Antenas en Fase**

Como vemos, ocurre como en el caso anterior, donde la ganancia se encuentra siempre por debajo de la directividad, pero siguiendo la forma que tiene esta.

Por otro lado, vemos como ahora aparecen dos puntos tanto en la directividad como la ganancia en  $\theta$  en el plano E en los que el nivel baja considerablemente, los cuales se corresponden, aproximadamente, con el ángulo teórico de  $45^\circ$  calculado en la separación entre antenas obtenido en la ecuación (6). Esto se debe a que, al haber dos antenas, existen estos puntos en los que se produce una interferencia en las señales de ambas antenas y, por tanto, el nivel baja.

Este ángulo también es distinto del que obtenemos cuando utilizamos la separación de 8.5cm. Este ángulo teórico es de  $48.0834^\circ$ , sin embargo, sabemos que obtenemos los nulos en  $\theta = 35^\circ$ . Esto se debe a que, el diagrama real de radiación de cada antena de parche no es perfectamente isotrópico, que es lo que se asume en los cálculos de la página 9.

Ahora vamos a observar lo que ocurre en contrafase:

- **EN CONTRAFASE**

Sin embargo, el caso interesante de esta agrupación es cuando las antenas se encuentran en contrafase, es decir, cuando una antena está desfasada  $180^\circ$  con respecto a la otra antena. En este caso obtendremos un nulo en  $\theta = 0^\circ$ , mientras que el máximo de la agrupación lo obtendremos para el valor que hemos supuesto al principio del apartado 4.1, que, en principio es para  $\theta = 45^\circ$ .

Como en el caso anterior, vamos a observar primero las gráficas de los diagramas de radiación en 3D, para poder ver mejor lo que ocurre cuando las antenas se encuentran en contrafase.



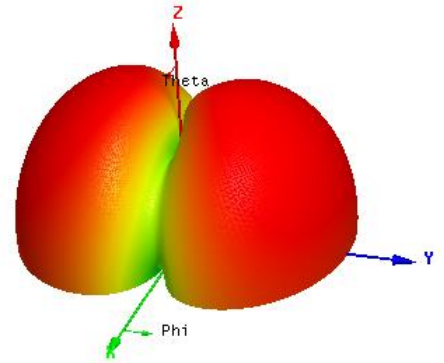
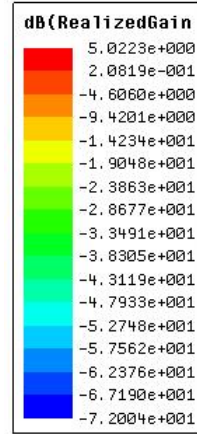
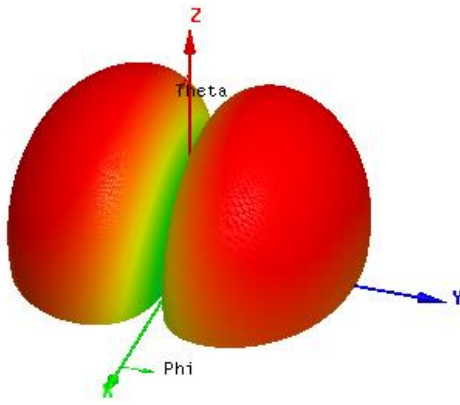
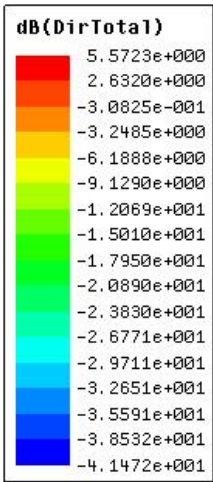


Figura 4.6.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Contrafase

Figura 4.6.1 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Contrafase

Figura 4.6 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación de 2 Antenas en Contrafase

Como vemos, ahora aparece un nulo en el centro entre las antenas, ya que, como la distancia de las antenas al centro es la misma y ambas están en contrafase, también llegan las señales en contrafase en el punto central entre las antenas.

Sin embargo, observando únicamente estas gráficas en 3D no podemos saber exactamente en qué punto tenemos los máximos.

Para ello, vamos a observar las gráficas de los diagramas de radiación en 2D:

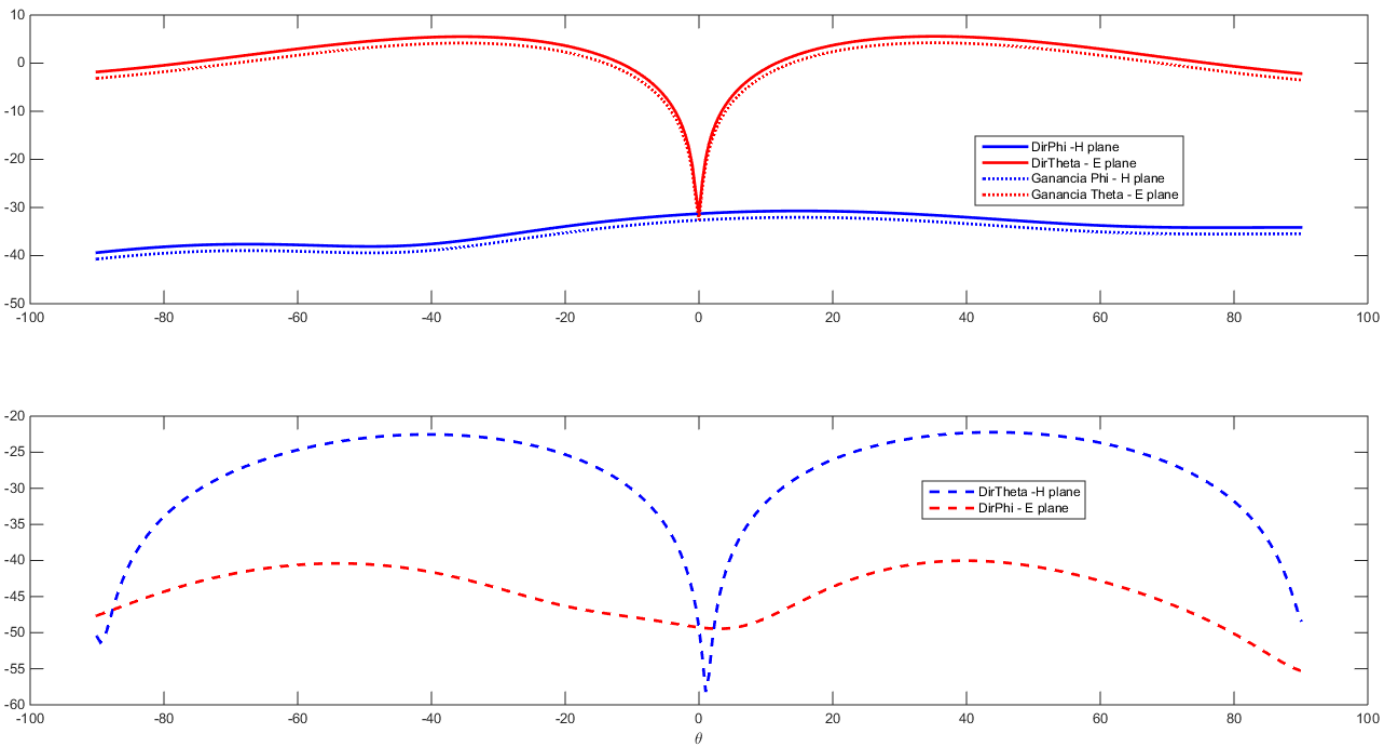


Figura 4.7 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación de 2 Antenas en Contrafase

Como en todos los casos, la ganancia vuelve a aparecer por debajo del nivel de la directividad, todo debido a las pérdidas producidas por el conjunto. Por otro lado, vemos como se producen los dos lóbulos que mencionábamos antes debido a que las antenas se encuentran en contrafase.

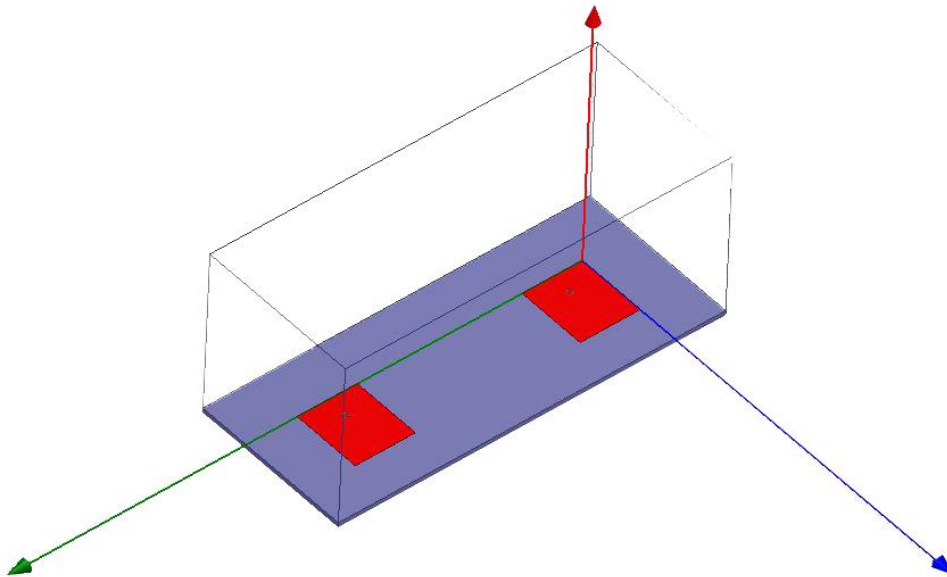
Observando estas gráficas, vemos que el máximo se da en, aproximadamente  $\theta = 35^\circ$ , no en  $45^\circ$  como habíamos supuesto, ya que la realidad es un poco distinta a los cálculos teóricos y a que cogimos una aproximación del valor que obteníamos teóricamente. Esto es, teóricamente obtuvimos 8.94cm de separación entre antenas, mientras que nosotros tomamos 8.5cm de separación.

Este ángulo también es distinto del que obtenemos cuando utilizamos la separación de 8.5cm. Este ángulo teórico es de  $48.0834^\circ$ , sin embargo, sabemos que obtenemos  $\theta = 35^\circ$ . Esto se debe a que, el diagrama real de radiación de cada antena de parche no es perfectamente isotrópico, que es lo que se asume en los cálculos de la página 9.

Después de observar esta agrupación, lo que vamos a hacer es hacer otra agrupación de dos antenas pero esta vez en la dirección del plano H.

## 4.1.2 Agrupación de 2 Antenas en el Plano H

### 4.1.2.1 Esquema de la Agrupación



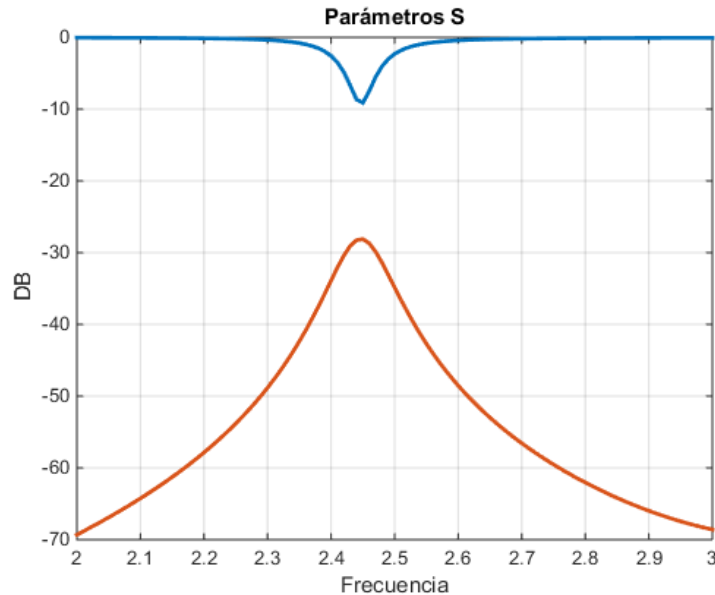
**Figura 4.8. Esquema de la Agrupación de 2 Antenas en el Plano H**

Esta es la segunda y última agrupación de 2 antenas que presentaremos. En este caso, la dirección en la que colocamos la segunda antena y la dirección del campo que estimulamos alimentando las antenas de ese modo, son perpendiculares.

En este caso, vamos a experimentar unos cambios en las gráficas, especialmente en las del diagrama diferencia. Como antes, vamos a estudiar el caso en el que ambas antenas están en fase y el caso en el que ambas antenas estén en contrafase.

### 4.1.2.2 Parámetros S

Esta es la gráfica de los parámetros S que posee esta antena:



**Figura 4.9. Parámetros S de la Agrupación de 2 Antenas en el Plano H**

Como se puede observar, los parámetros S son prácticamente iguales en esta agrupación en comparación con la agrupación de 2 antenas en el plano E; esto se debe a que las antenas están separadas exactamente la misma distancia que en el caso anterior, solo que en la dirección del eje X mientras que la anterior iba en la dirección del eje Y. En cuanto al parámetro de acoplo, se observa que es un poco menor, ya que, como la antena radia en la dirección Y y las antenas están separadas sobre la dirección X, la cantidad de señal que se puede acoplar es algo menor que en el caso de la agrupación anterior. En el caso del parámetro de adaptación, es exactamente igual que en el caso de la otra agrupación porque las antenas son exactamente idénticas y están alimentadas exactamente en el mismo punto todas.

Con lo cual, como en el caso anterior, podemos decir que los parámetros S son óptimos para nuestra frecuencia de trabajo que estamos estudiando, ya que el acoplo entre antenas es muy pequeño y la adaptación es suficiente para evitar muchas reflexiones a la entrada de la antena, por tanto, continuaremos adelante con el diseño.

### 4.1.2.3 Diagramas de Radiación

Como en el caso anterior, vamos a volver a estudiar los diagramas de directividad y de ganancia de esta agrupación de antenas.

Compararemos los resultados de esta agrupación con el caso de la agrupación anterior, ya que estos nos ayudarán, posteriormente, a realizar la agrupación final deseada y necesitamos conocer el comportamiento de separar las antenas en ambas direcciones.

Pasamos, pues, a estudiar nuevamente las directividades de esta agrupación con las antenas separadas en la dirección del plano H.

Como antes, existen dos casos en los que, utilizando la misma fórmula de separación que se explicó la agrupación, en el diagrama diferencia de ambas antenas debería darnos nuevamente el máximo en torno a  $\theta = 33^\circ$ . Lo veremos más adelante.

Los dos casos se dan cuando las antenas están:

- **EN FASE**

Como antes, vamos a mostrar primero las gráficas de las directividades en 3D de la agrupación, que ofrecen una visión más general de todo el conjunto:

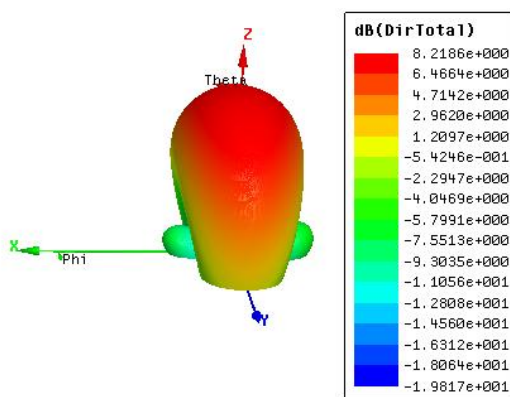


Figura 4.10.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Fase

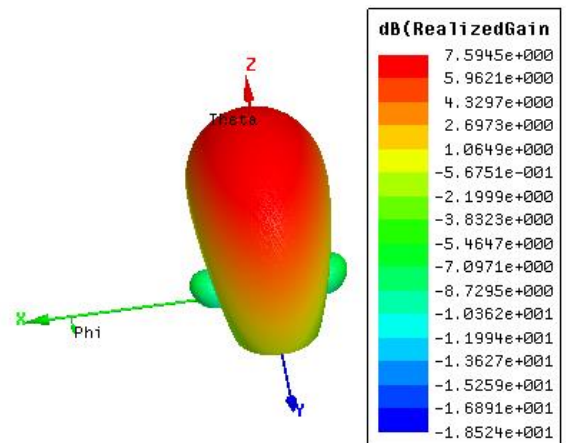
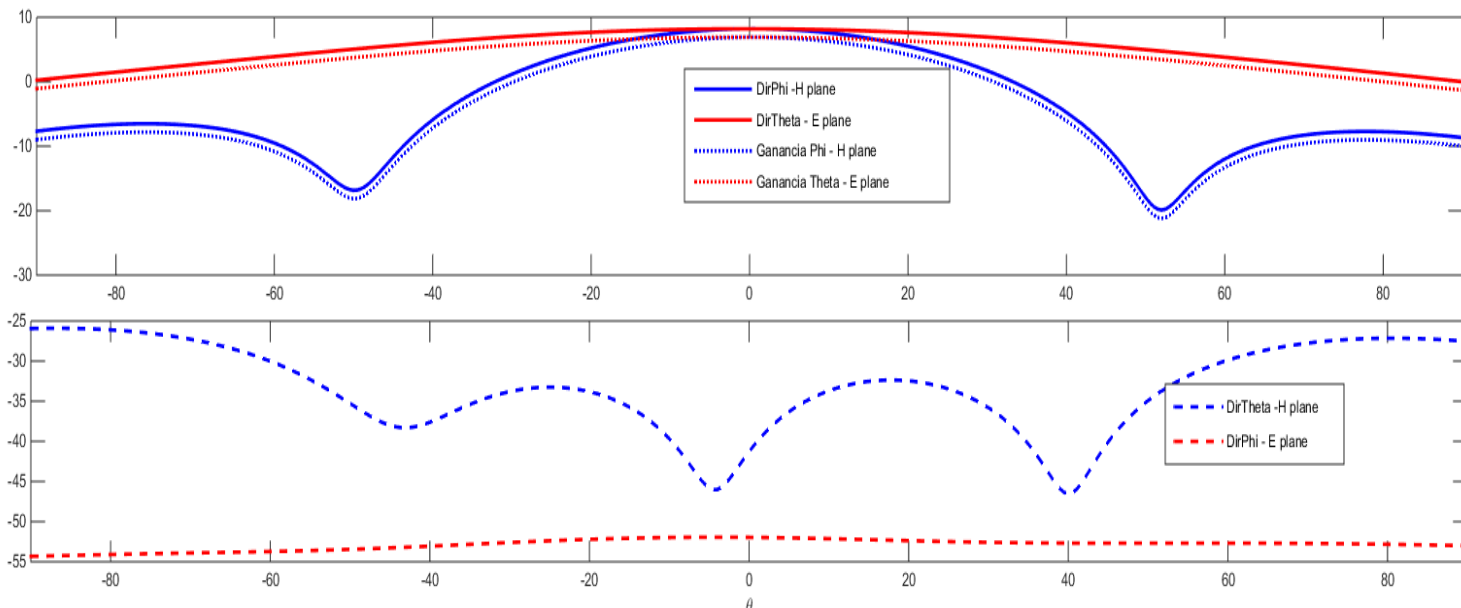


Figura 4.10.2 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Fase

Figura 4.10 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación en Fase

Como vemos ahora, se parece mucho al caso que teníamos con la otra agrupación de dos antenas pero ahora ocurre en la otra dirección, ya que ahora las antenas las tenemos colocadas sobre el plano H en vez de sobre el plano E.

Como en el caso anterior, ocurre que aparece un lóbulo más grande en el centro que es donde la señal de las antenas llegan en fase y se suman, mientras que un poco a los lados aparecen dos zonas donde la señal baja, ya que ahí es donde las señales de las antenas llegan en contrafase. Esto, sin embargo, se va a ver mejor observando las gráficas en 2D de esta agrupación:



**Figura 4.11 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación en Fase**

Como vemos en esta gráfica, ahora los máximos coinciden igual que antes, sin embargo, se produce ahora sobre el plano H lo que ocurría sobre el plano E en el caso anterior, que son los dos puntos donde el nivel de señal baja considerablemente debido a que hay puntos donde las señales de las antenas se anulan.

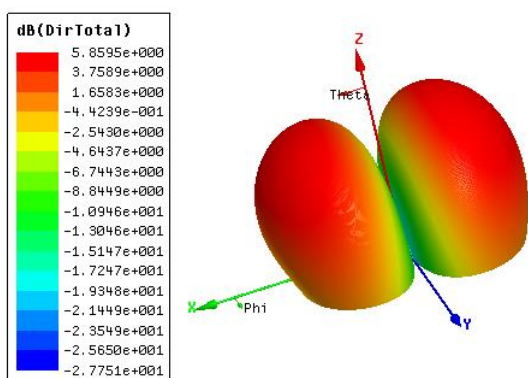
Este ángulo también es distinto del que obtenemos cuando utilizamos la separación de 8.5cm. Este ángulo teórico es de  $48.0834^\circ$ , sin embargo, sabemos que obtenemos los nulos en  $\theta = 35^\circ$ . Esto se debe a que, el diagrama real de radiación de cada antena de parche no es perfectamente isotrópico, que es lo que se asume en los cálculos de la página 9.

Por otra parte, observamos, en este caso también, que la directividad en  $\theta$  en el plano E tiene la forma de la de una antena única, como ocurría antes con la directividad en  $\phi$  del plano H.

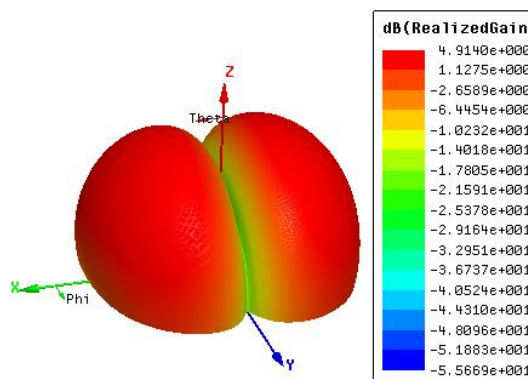
Nuevamente, el caso interesante es cuando ambas antenas se encuentran en contrafase.

- **EN CONTRAFASE**

Vamos a empezar observando las gráficas en 3D de la agrupación:



**Figura 4.12.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Contrafase**



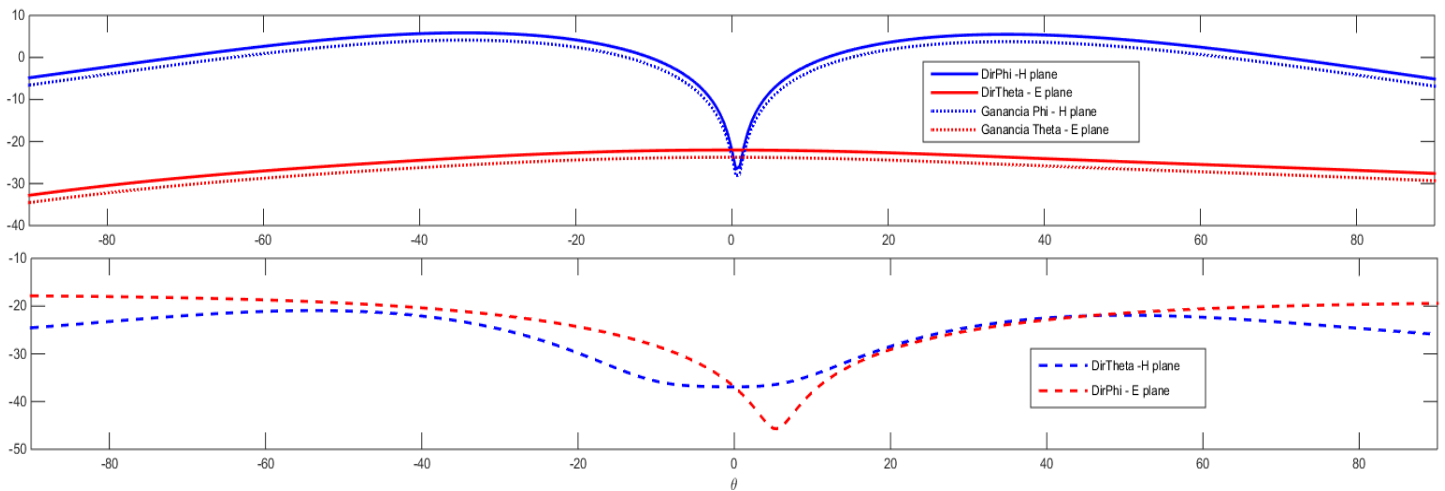
**Figura 4.12.1 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Contrafase**

**Figura 4.12 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación en Contrafase**

Se puede ver cómo aparecen otra vez los dos lóbulos a los laterales debidos a que, al estar en contrafase las antenas, las señales que llegan a  $\theta = 0^\circ$  llegan también en contrafase y sus contribuciones se restan.

Los lóbulos que aparecen a los laterales deberían aparecer a  $45^\circ$ , sin embargo, tal y como hemos mencionado antes, vamos a sufrir una variación de ese ángulo debido a que hemos tomado 8.5mm de separación entre las antenas y no 8.94cm como habíamos calculado en las fórmulas del apartado 4.1.

Esto último lo vamos a observar mejor en las gráficas de los diagramas en 2D, a continuación:



**Figura 4.13 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación en Contrafase**

Como observamos, el máximo de la agrupación ahora se produce en la directividad en  $\phi$  del plano H, como habíamos predicho en las gráficas en 3D. Este máximo se da para  $\theta = 35^\circ$ , aproximadamente, como en el caso anterior.

Nuevamente, tal y como se preveía, la ganancia se queda por debajo del nivel de la directividad debido a las pérdidas que tiene todo el conjunto de nuestra agrupación. Vemos, como ya habíamos dicho, el nulo que se produce justo en el centro entre las dos antenas.

Finalmente, después de haber realizado estas dos agrupaciones, vamos a pasar a diseñar nuestra agrupación final de cuatro antenas que será la que, finalmente, acabaremos utilizando para colocarla junto a la red comparadora monopulso.

## 4.2 Agrupación de 4 Antenas

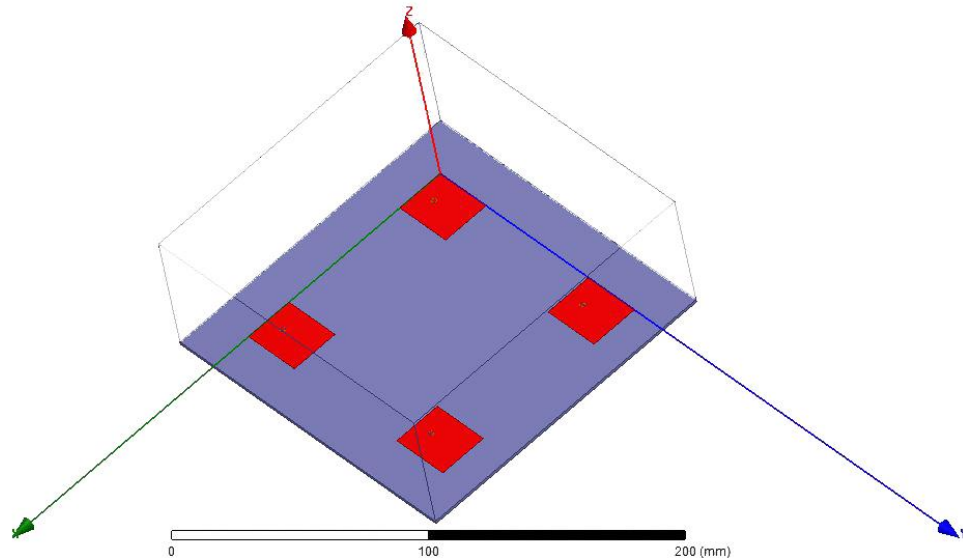
Para terminar con las agrupaciones de antenas que vamos a exponer, vamos a combinar las agrupaciones de dos antenas que mencionamos anteriormente para formar una agrupación final, que posteriormente acoplaremos a nuestra red comparadora monopulso, de 4 antenas.

El objetivo de haber estudiado las dos agrupaciones anteriores es el de poder extrapolar lo aprendido a esta última agrupación para poder recibir y distinguir señales que provengan desde

cualquier ángulo y saber con certeza hacia dónde se desplaza un dispositivo que esté conectado o utilizando una red WiFi que funcione a 2.45GHz.

### 4.2.1 Esquema de la Agrupación

Vamos a ver el esquema de esta última agrupación:



**Figura 4.14. Esquema de la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas**

Como vemos, ahora tenemos 4 antenas de parche cuadradas separadas entre sí una distancia de 85mm, menos en la diagonal. Todas ellas están alimentadas exactamente en el mismo punto de la antena, por lo que estimulan el mismo modo de propagación cada una de ellas.

Todas ellas están alimentadas por un puerto de 5mm de cable coaxial, como en el resto de agrupaciones.

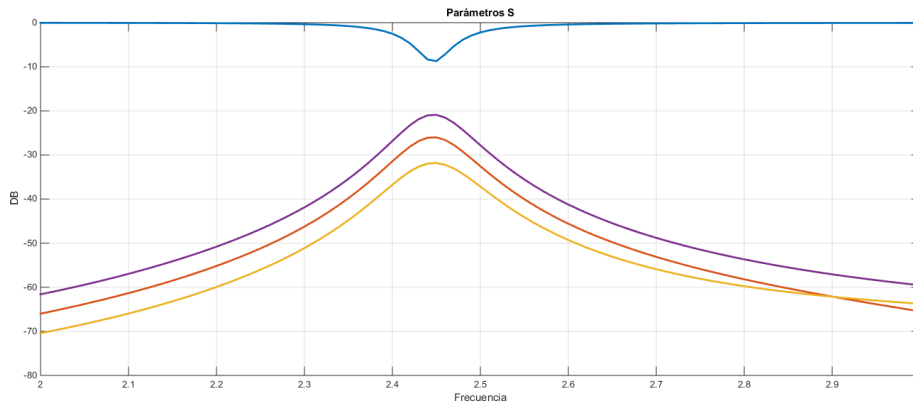
En este caso, aplicaremos lo anteriormente estudiado de 2 a dos antenas, es decir, para hacer la interferencia constructiva de todas las antenas deben estar todas en fase, sin embargo, para hacer los diagramas diferencia tenemos que desfasar 2 de las antenas con respecto de las otras dos.

En este caso, al tener 4 antenas, tenemos 2 formas de hacer la interferencia destructiva: si tomamos las dos antenas que están en la posición  $x = 0\text{mm}$  y las desfasamos con las otras dos antenas que se encuentran en la posición inicial  $x = 85\text{mm}$ , tendremos la interferencia destructiva en el plano E, mientras que si tomamos las dos antenas que están colocadas en  $y = 0\text{mm}$  y las desfasamos con las otras dos antenas que están en  $y = 85\text{mm}$ , tendremos una interferencia destructiva que se producirá en el plano H.

Por lo tanto, cuando tengamos las antenas en contrafase, tendremos dos casos de interferencias destructivas: Interferencia destructiva en el plano E, e interferencia destructiva en el plano H.

### 4.2.2 Parámetros S

En este caso tendremos los siguientes parámetros S:



**Figura 4.15. Parámetros S de la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas**

Como vemos, solamente tenemos una gráfica para los parámetros S. Esto se debe a que todas las gráficas son iguales.

Los parámetros S de adaptación coinciden por simetría, ya que todas las antenas tienen exactamente las mismas dimensiones, las mismas características y están alimentadas exactamente en el mismo punto del parche. Por otro lado, los parámetros de acoplamiento tienen las mismas potencias por reciprocidad, sin embargo, cambiarían a qué pareja de antenas corresponderían. A pesar de ello, al haber realizado todas las gráficas, todas coinciden en los valores, pero cambian el parámetro S con el que se corresponde.

Como es de esperar, el parámetro de adaptación no ha variado a lo largo del proyecto, ya que depende únicamente de cómo se alimente la antena y que no produzca reflexiones a la entrada.

El parámetro de acoplamiento con mayor potencia, no supera los -20dB, con lo cual se pueden considerar que son todos nulos, con lo cual podemos despreciar sus efectos.

### 4.2.3 Diagramas de Radiación

Como hemos hablado a lo largo de todo lo estudiado aquí, las antenas pueden encontrarse o bien en fase o bien en contrafase, sin embargo, para este último caso, aparecen dos casos diferenciados: cuando la interferencia destructiva se encuentra en el plano E y cuando esta se encuentra en el plano H.

Primeramente vamos a estudiar el caso en el que todas las antenas de nuestra agrupación se encuentren en fase entre sí, para, posteriormente, estudiar los casos en los que se producen las interferencias tanto en el plano E como en el plano H.

- **EN FASE**

Como en todos los casos, primero vamos a observar las gráficas para los diagramas de radiación en 3D.



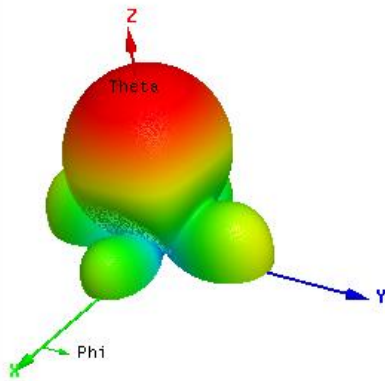
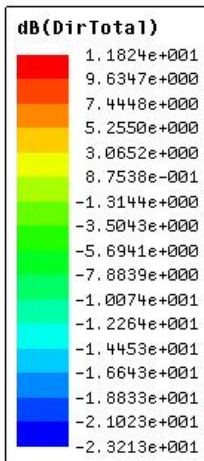


Figura 4.16.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Fase

Figura 4.16.1 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Fase

Figura 4.16 Diagramas de Radiación de la Agrupación de 4 Antenas en Fase

Como se puede observar, vemos como tanto la ganancia como la directividad de la agrupación de las cuatro antenas parece resultar de la suma de los dos casos anteriores, donde aparecen ahora 4 lóbulos más pequeños así como 4 zonas donde la señal de las antenas se reduce considerablemente.

Por contraposición, vemos como en el centro de las cuatro antenas aparece un gran lóbulo principal resultante de la suma de las señales de las cuatro antenas, ya que en este punto las señales de todas las antenas llegan en fase porque recorren todas las mismas distancias.

Para poder observar mejor todo esto que estamos diciendo, vamos a pasar a observar las gráficas en 2D de los diagramas de radiación de la agrupación en fase:

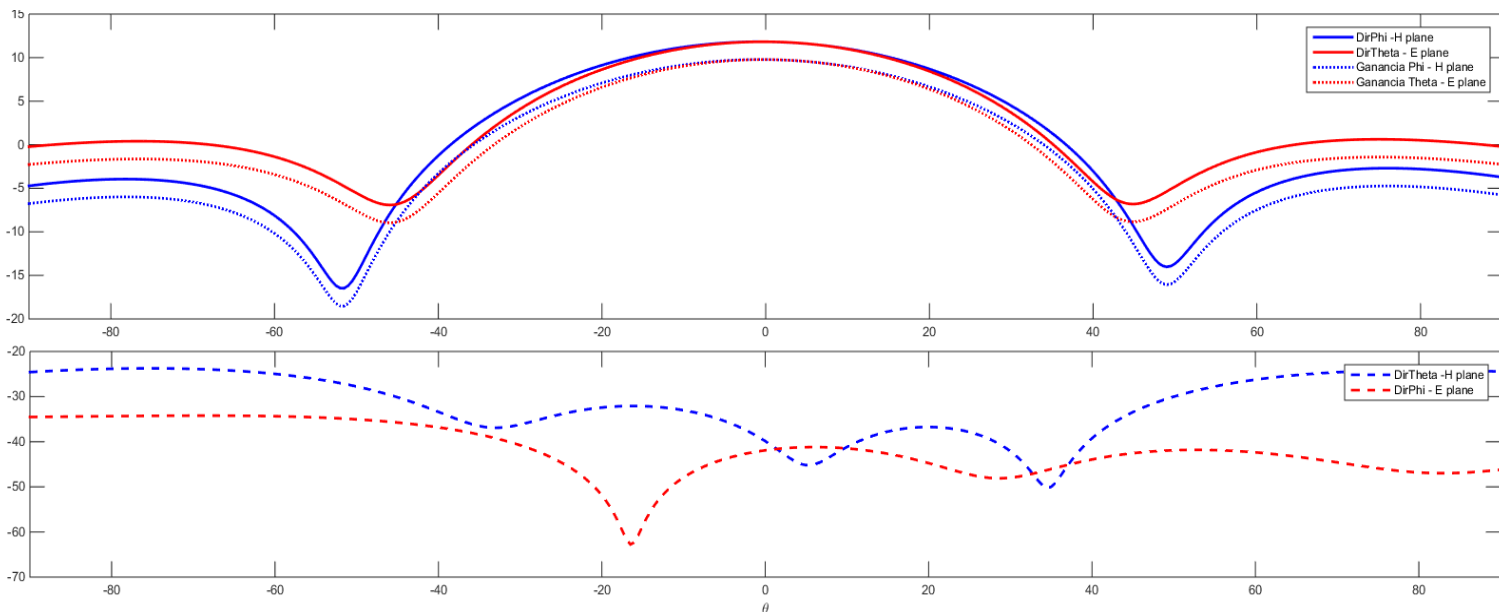


Figura 4.17 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación de 4 Antenas en Fase

Como podemos ver, ahora tanto las ganancias como las directividades tienen la misma forma para todos los valores que nos interesan. En este caso, ocurre como en el caso de únicamente

una antena, donde veíamos cómo los valores de la directividad en  $\phi$  del plano H tenían el mismo máximo que los valores en  $\theta$  del plano E, sin embargo, decaían con mayor rapidez.

Se puede observar también que los diagramas de radiación parecen una combinación de los casos de las agrupaciones de 2 antenas que hemos estudiado en este proyecto previamente a realizar el diseño de la agrupación de 4 antenas.

Hemos de mencionar también que, al tener ahora mayor cantidad de antenas, el nivel máximo tanto de directividad como de ganancia aumenta. También comprobamos que, como en el resto de casos, los valores de polarización cruzada tienen unos valores muy pequeños.

Estos valores de ganancia serán los que, posteriormente tendremos en cuenta para saber la cantidad de dB que gana una señal que se reciba por los distintos ángulos de recepción de la antena, ya que esta es la agrupación final que utilizaremos para nuestro proyecto.

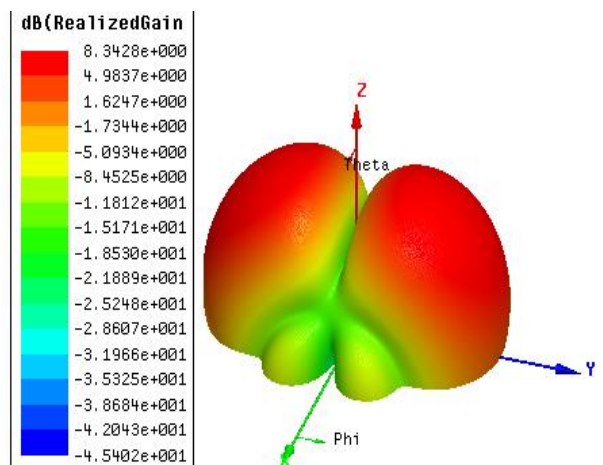
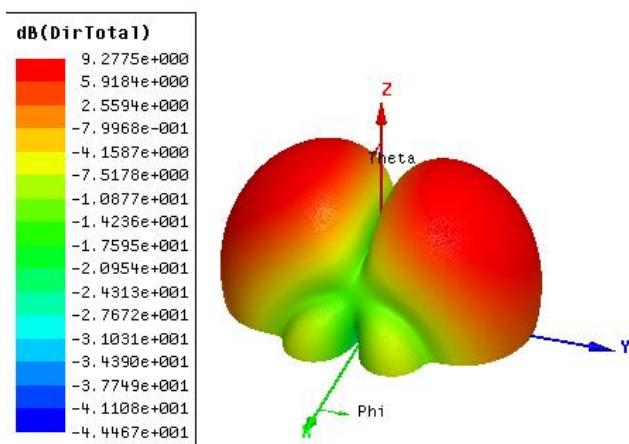
Ahora vamos a pasar a realizar un desfase entre las antenas del plano E por un lado y las antenas del plano H por otro lado (interferencia destructiva en el plano E e interferencia destructiva en el plano H, respectivamente).

- **ANTENAS EN CONTRAFASE: INTERFERENCIA DESTRUCTIVA EN EL PLANO E**

Como habíamos explicado antes esta interferencia se produce cuando desfasamos las antenas colocadas en  $x = 0\text{mm}$  con las antenas colocadas en  $x = 85\text{mm}$ .

En este caso, justo en el centro de las 4 antenas se produce una interferencia destructiva, donde no se podrá recibir ninguna señal.

Observemos las gráficas, primero en 3D para completar, posteriormente, la información con las gráficas en 2D:



**Figura 4.18.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Contrafase. Interferencia Destructiva Plano E**

**Figura 4.18.1 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano E**

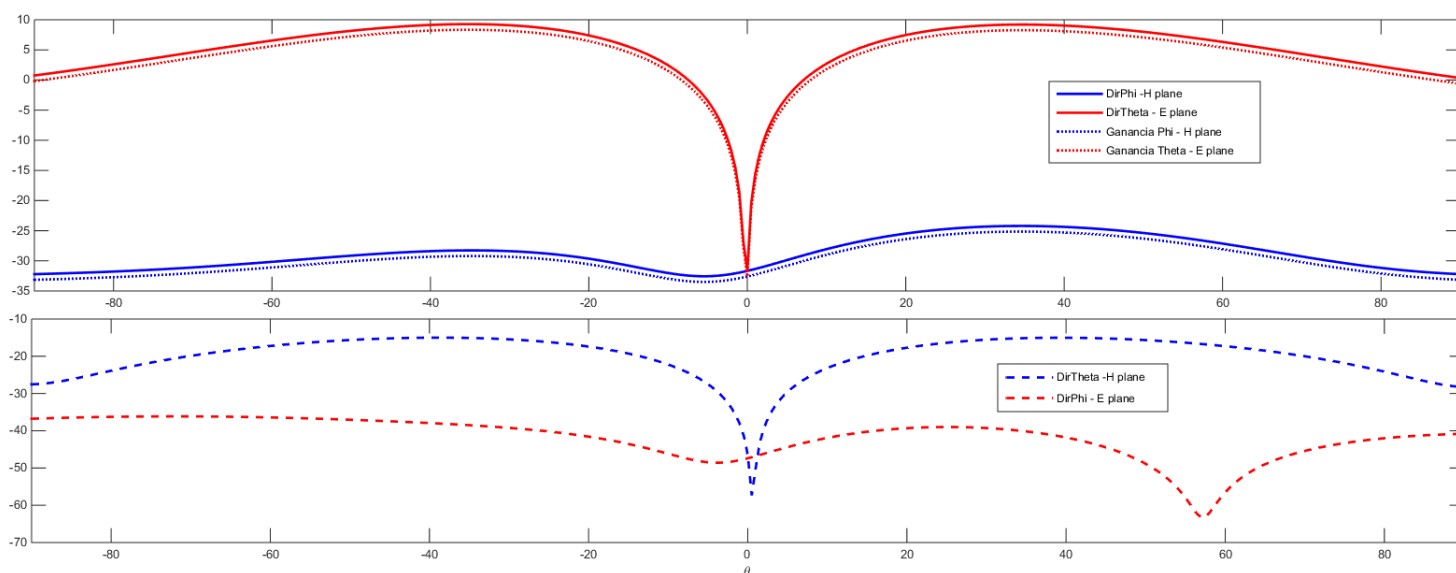
**Figura 4.18 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación de 4 Antenas en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano E**

Como vemos, en el caso en el que la interferencia destructiva hacemos que se produzca en el plano E se asemeja al caso en el que teníamos la agrupación de dos antenas en el plano E en el

que, como vemos, aparecen dos lóbulos a los lados en la misma dirección que en el caso mencionado de la agrupación de dos antenas.

Este caso nos servirá para poder recibir señales en los laterales del eje Y, ya que con la suma en fase de las 4 antenas no podemos recibir señales por esos laterales. Sin embargo, vemos como los puntos máximos no tienen tanta ganancia como en el caso de todas las antenas en fase.

Para entender mejor estas gráficas, vamos a mostrar ahora las gráficas en 2D de los diagramas de radiación:



**Figura 4.19 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación de 4 Antenas en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano E**

Como se puede observar, ahora más claramente, ocurre lo mismo que en el caso que teníamos la agrupación de 2 antenas en el plano E. El máximo tanto de directividad como de ganancia ocurre para  $\theta = 35^\circ$  aproximadamente, como ocurría antes también.

La diferencia con la agrupación de 2 antenas es que los niveles tanto de directividad como de ganancia son considerablemente mayores al tener 4 antenas que, a pesar de introducir más pérdidas, estas son menores que la ganancia que introducen.

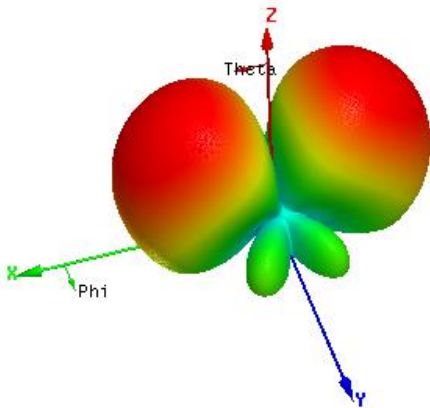
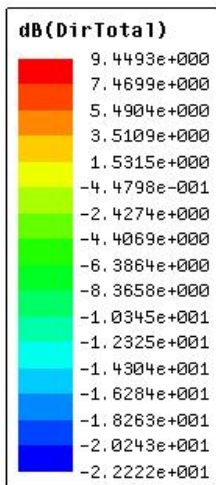
A continuación vamos a realizar la comparación de la interferencia destructiva en el plano E con la interferencia destructiva en el plano H.

- **ANTENAS EN CONTRAFASE: INTERFERENCIA DESTRUCTIVA EN EL PLANO H**

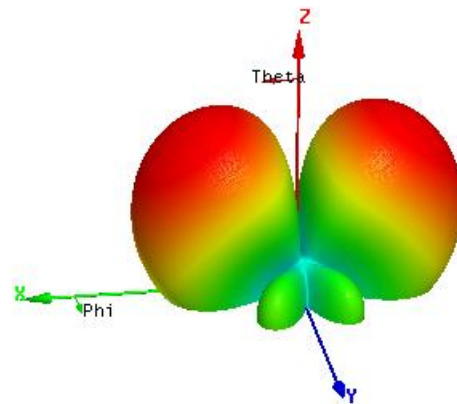
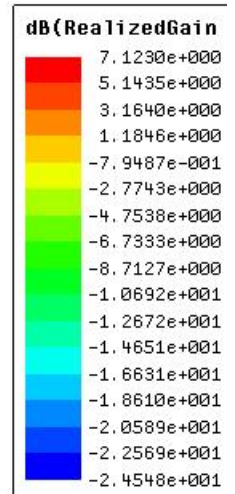
Como también explicamos antes, esta interferencia se produce cuando las antenas colocadas en  $y = 0\text{mm}$  las desfasamos con las de  $y = 85\text{mm}$ .

También se produce la interferencia en el centro de las antenas, solo que se producen en el plano contrario.

Procederemos a ver las gráficas de esta interferencia, primero en 3D para , posteriormente observar las gráficas en 2D:



**Figura 4.20.1 Directividad Total 3D de la Agrupación en Contrafase. Interferencia Destructiva Plano H**



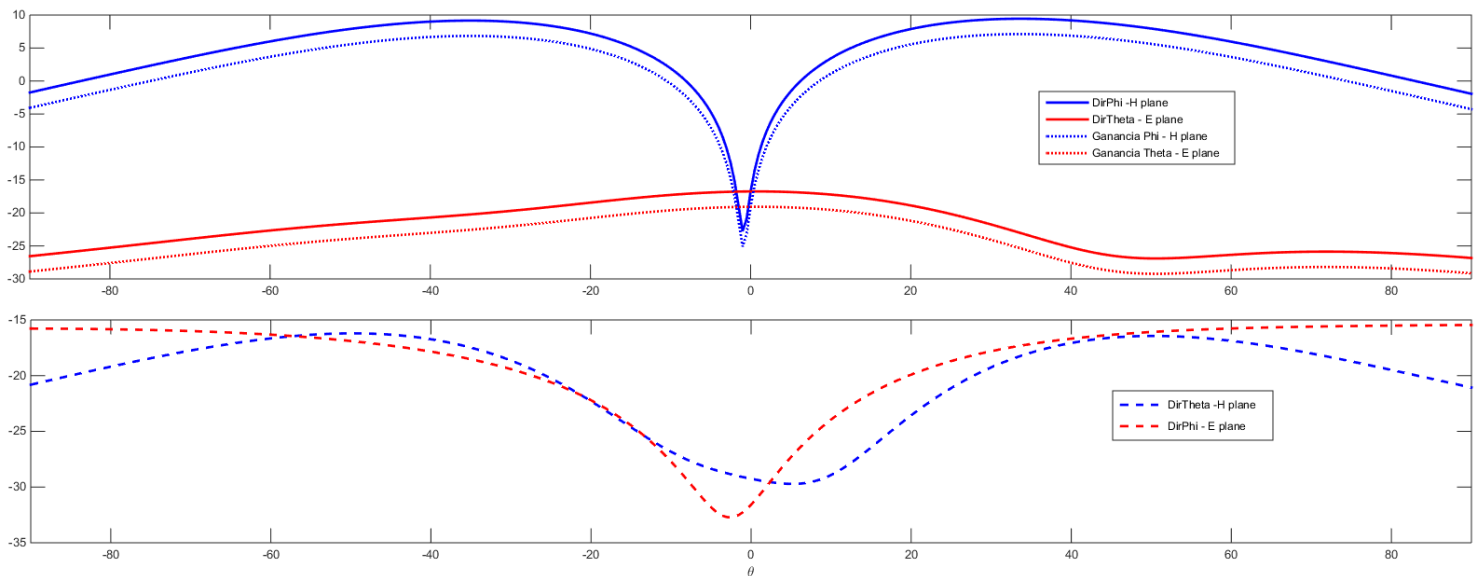
**Figura 4.20.1 Ganancia Total 3D de la Agrupación en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano H**

**Figura 4.20 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación de 4 Antenas en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano H**

Como vemos, en el caso en el que la interferencia destructiva hacemos que se produzca en el plano H se asemeja al caso en el que teníamos la agrupación de dos antenas en el plano H en el que, como vemos, aparecen dos lóbulos a los lados en la misma dirección que en el caso mencionado de la agrupación de dos antenas.

Este caso nos servirá para poder recibir señales en los laterales del eje X, ya que con la suma en fase de las 4 antenas no podemos recibir señales por esos laterales. Sin embargo, vemos como los puntos máximos no tienen tanta ganancia como en el caso de todas las antenas en fase.

Para entender mejor estas gráficas, vamos a mostrar ahora las gráficas en 2D de los diagramas de radiación:



**Figura 4.21 Diagramas de Radiación en 2D de la Agrupación de 4 Antenas en Contrafase. Interferencia Destructiva en el Plano H**

Como se puede observar, ahora más claramente, ocurre lo mismo que en el caso que teníamos la agrupación de 2 antenas en el plano H. El máximo tanto de directividad como de ganancia ocurre para  $\theta = 35^\circ$  aproximadamente, como ocurría antes también.

La diferencia con la agrupación de 2 antenas es que los niveles tanto de directividad como de ganancia son considerablemente mayores al tener 4 antenas que, a pesar de introducir más pérdidas, estas son menores que la ganancia que introducen.

- **TABLA RESUMEN**

CASO	Ángulo Máxima Radiación y nulos	Directividad máxima	Ganancia máxima	Eficiencia
<b>Una antena</b>	$\Theta_{\max} = 0^\circ;$	4.5638dB	3.2205dB	$\eta = 0.7057$
<b>Dos antenas Plano E en fase</b>	$\Theta_{\max} = 0^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 45^\circ \text{ y } -45^\circ$	7.9411dB	5.9629dB	$\eta = 0.7509$
<b>Dos antenas Plano E contrafase</b>	$\Theta_{\max} = \pm 35^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 0^\circ$	5.6114dB	4.2391dB	$\eta = 0.7554$
<b>Dos antenas Plano H en fase</b>	$\Theta_{\max} = 0^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 45^\circ \text{ y } -45^\circ$	8.2183dB	6.9106dB	$\eta = 0.8409$
<b>Dos antenas Plano H contrafase</b>	$\Theta_{\max} = \pm 35^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 0^\circ$	5.8595dB	4.1240dB	$\eta = 0.7554$
<b>Cuatro antenas en Fase</b>	$\Theta_{\max} = 0^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 45^\circ \text{ y } -45^\circ$	11.8240dB	9.7795dB	$\eta = 0.8271$
<b>Cuatro antenas en Contrafase: Interf. Destr. Plano E</b>	$\Theta_{\max} = \pm 35^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 0^\circ$	9.2741dB	8.3395dB	$\eta = 0.8992$
<b>Cuatro antenas en Contrafase: Interf. Destr. Plano H</b>	$\Theta_{\max} = \pm 35^\circ;$ $\Theta_{\text{nulos}} = 0^\circ$	9.4492dB	7.1229dB	$\eta = 0.7538$

Figura 4.22 Tabla Resumen Diagramas de Radiación

## 5. Red Comparadora Monopulso

Para realizar la red comparadora monopulso se utiliza un circuito híbrido de 4 puertos de 180° denominado “Rat-Race” como se muestra en la siguiente figura:

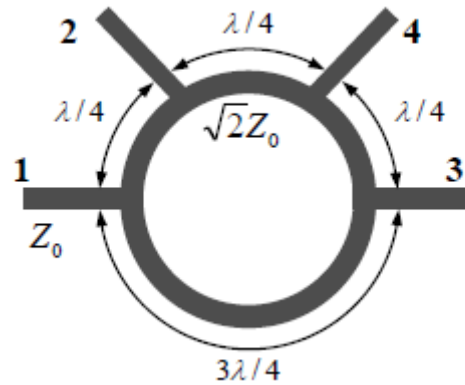


Figura 5.1. Circuito híbrido 180° o “Rat-Race”

Sin embargo, aunque este es el circuito habitual para realizar este tipo de redes comparadoras, nos hemos dado cuenta durante la realización del proyecto que el diseño de este circuito es muy complejo a la hora de realizarlo en HFSS o en AWR Microwave Office debido a cómo es la posición de los puertos sobre una forma de conectarlos que es circular.

Por consiguiente, hemos ideado una forma de realizar este circuito de una manera sencilla para poder implementarlo en los programas de los que disponemos. Lo que hemos hecho ha sido hacer una versión rectangular del híbrido de 180°.

El resultado final de esta simulación lo veremos en el siguiente punto.

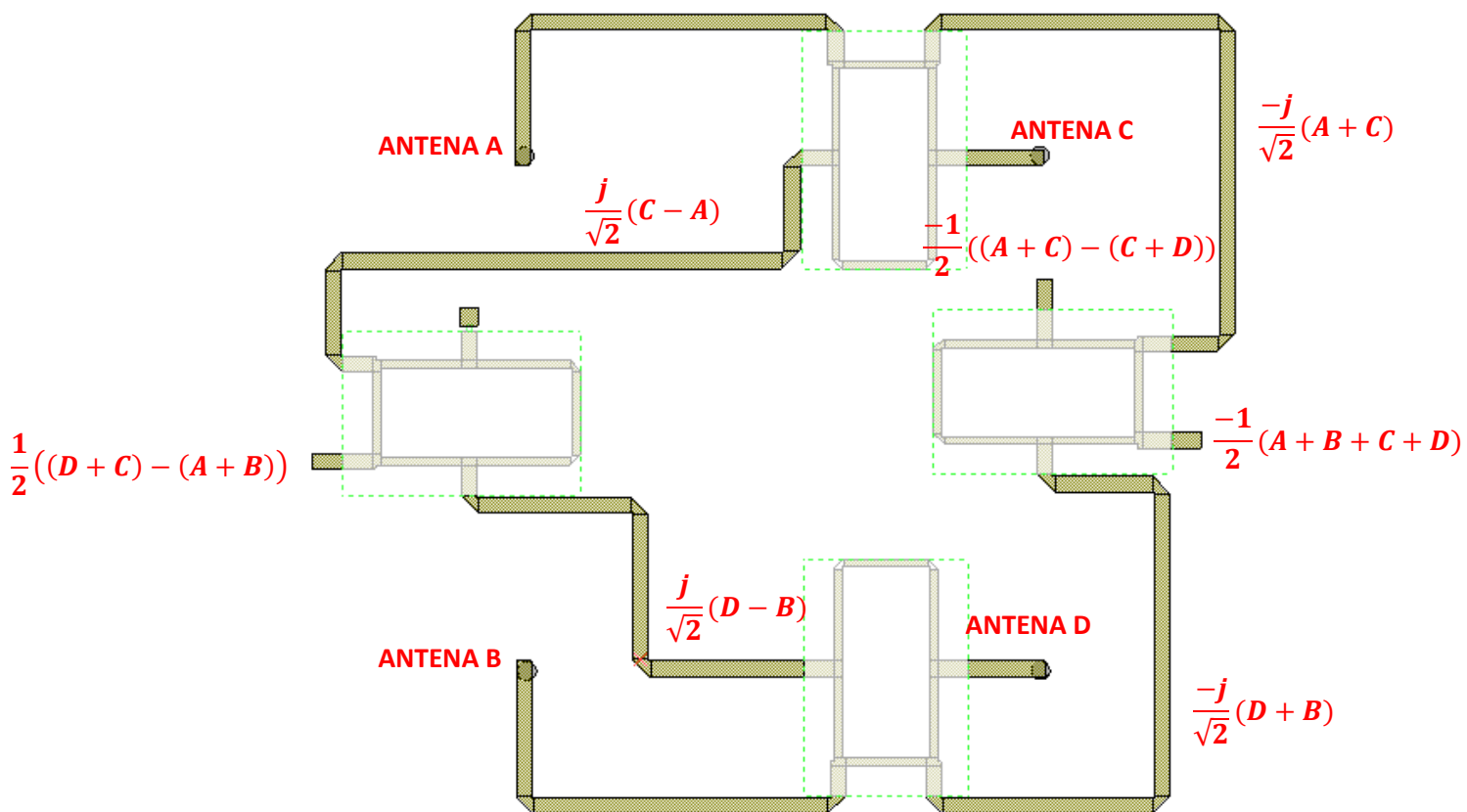
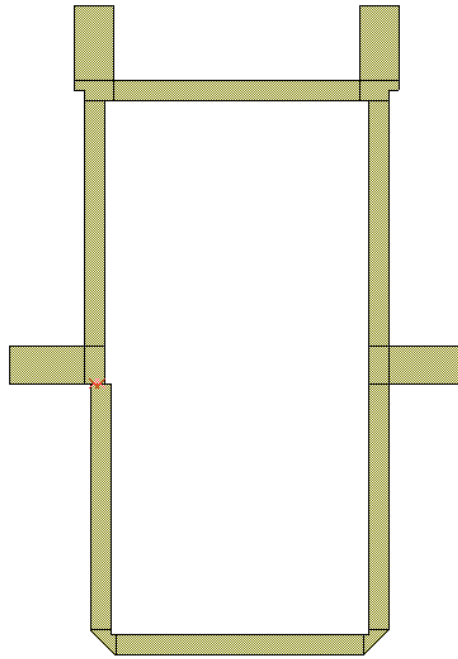


Figura 5.2 Esquema de la Red Comparadora Monopulso con Híbridos de 180°

### 5.1 Realización de un Híbrido “Rat-Race” Rectangular

Como hemos dicho en el punto anterior, vamos a realizar un híbrido de 180° de tipo “Rat-Race” pero rectangular. El resultado de esta adaptación es la siguiente:

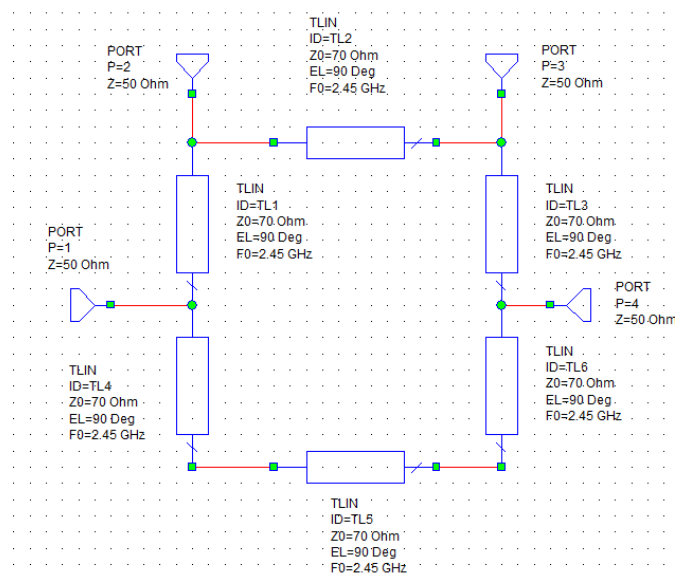


**Figura 5.3. Circuito híbrido 180° (Branch-Line Adaptado)**

Como vemos en la figura, el diseño del híbrido “Rat-Race” rectangular parece algo factible. Sin embargo, en esta representación, vemos como no se ajusta correctamente el circuito; esto lo corregiremos más adelante.

Lo siguiente que hemos realizado para observar si el circuito que hemos adaptado era factible de utilizarlo para nuestra red comparadora monopulso ha sido realizar una prueba con líneas de transmisión ideales para ver si sus parámetros S se correspondían con los de un circuito típico “Rat-Race”.

Para ello, hemos utilizado el programa AWR Microwave Office. El esquemático con las líneas ideales podemos verlo en la siguiente imagen:



**Figura 5.4. Esquemático del circuito “Branch-Line Adaptado”**



Para saber si nuestro circuito funciona bien para diseñar nuestra red comparadora tenemos que observar los parámetros S de este circuito tanto en módulo como en fase.

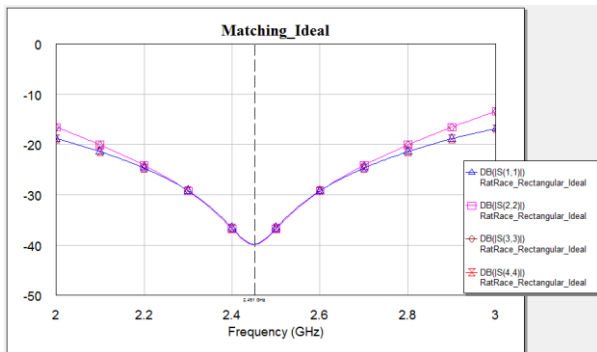


Figura 5.5.1 Parámetros S de Adaptación

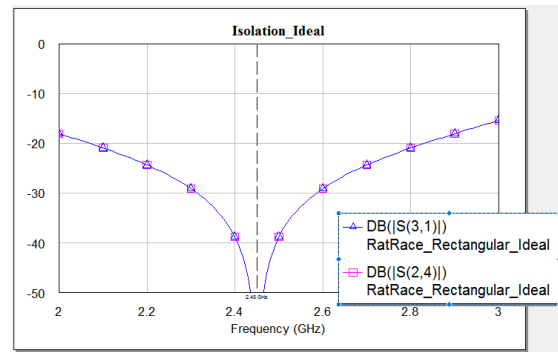


Figura 5.5.2 Parámetros S de Aislamiento

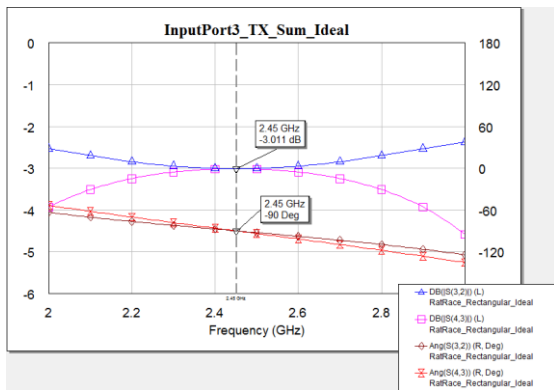


Figura 5.5.3 Parámetros S de la Suma Cuando la señal entra por el Puerto 3

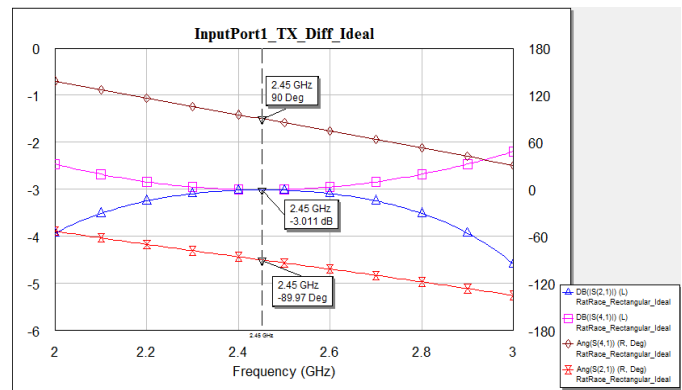


Figura 5.5.4 Parámetros S de la Resta Cuando la señal entra por el Puerto 1

Figura 5.5. Parámetros S de Comprobación del “Branch-Line Adaptado”

Como podemos ver, todos los parámetros de adaptación y de aislamiento salen muy bajos, tal y como cabía esperar ya que se trata de líneas ideales. Sin embargo, los parámetros importantes para saber si el circuito se puede utilizar para construir la red comparadora son los mostrados en las dos siguientes gráficas.

La gráfica 5.5.3 nos muestra los parámetros S que se producen cuando introducimos una señal por el puerto 3 y observamos las señales que llegan a sus puertos adyacentes. Como observamos en la gráfica, ambas señales llegan con la misma fase y la misma amplitud, lo que se corresponde perfectamente con los parámetros que se recibirían en un “Rat-Race” clásico. En esta ocasión se correspondería con la suma en fase en el puerto 3 de las señales que se recibirían en nuestra red comparadora monopulso por los puertos 4 y 2 de nuestro híbrido.

La gráfica 5.5.4, por su parte, nos muestra los parámetros S que se producen cuando introducimos señal en el puerto 1 y observamos las señales que llegan a sus puertos adyacentes. Como en el caso anterior observamos las señales tanto en fase como en módulo y vemos que los módulos coinciden pero las señales ahora se encuentran desfasadas entre sí 180°, lo que equivaldría a que, cuando se reciban señales por los puertos 4 y 2 en nuestra red comparadora, éstas se resten en el puerto 1 ya que tienen signos contrarios.

Efectivamente, tal y como se esperaba, los parámetros S coinciden con los de un híbrido de 180° tipo “Rat-Race” y podremos utilizar este diseño de híbrido “Branch-Line Adaptado”.

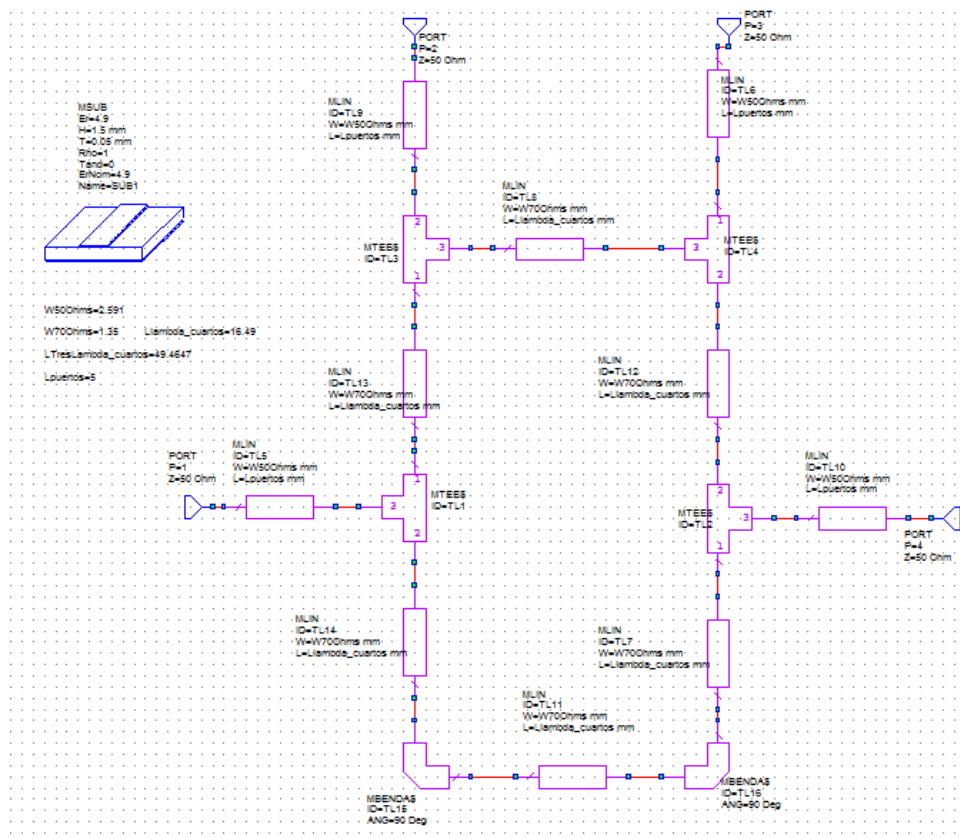
Sin embargo, no deja de ser un diseño hecho con líneas ideales sin pérdidas.

El siguiente paso para la realización de esta adaptación es el de hacer el diseño con líneas reales.

Para hacer el diseño con líneas reales hemos de añadir un sustrato que, en nuestro caso, será FR4 con una  $\epsilon_r = 4.9$  y una altura de 1.5mm. También hemos de añadirle la anchura del metal que va a tener encima.

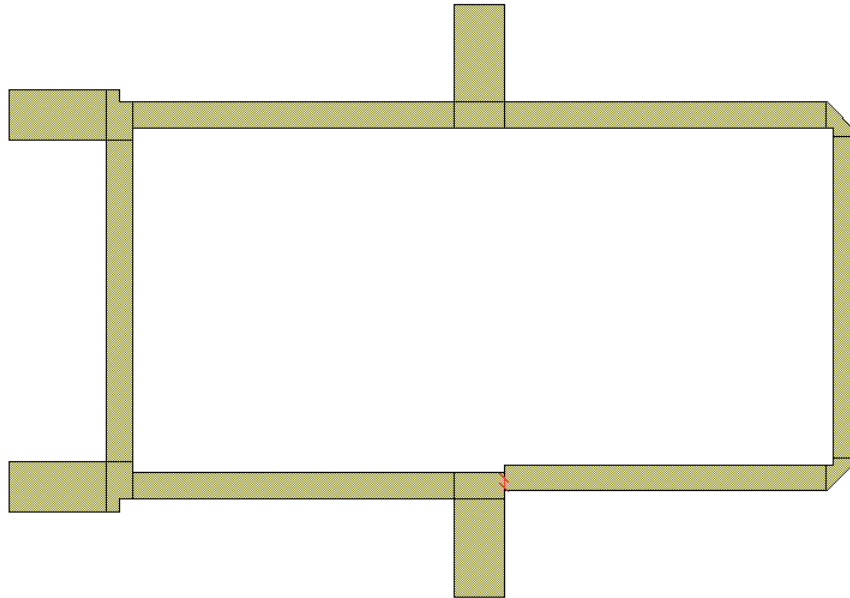
Hemos tenido que añadir, cada vez que se incluye un puerto en el circuito, una “T” para ser capaces de sacar el puerto y, simultáneamente, poder encajar las líneas para cerrar el circuito. A su vez, cada vez que hay una curva hemos de añadir un “BEND”. Todos estos elementos añaden una longitud indeseada a nuestro circuito que hemos de corregir posteriormente, más aún en nuestro caso que introducimos varios elementos que añaden distancia.

Para observar lo que ocurre al añadir estos elementos hemos introducido todos los elementos que se supone que tendría el circuito “Branch-Line Adaptado”. Este es el esquemático de dicho diseño:



**Figura 5.6. Esquemático “Branch-Line Adaptado” con líneas reales**

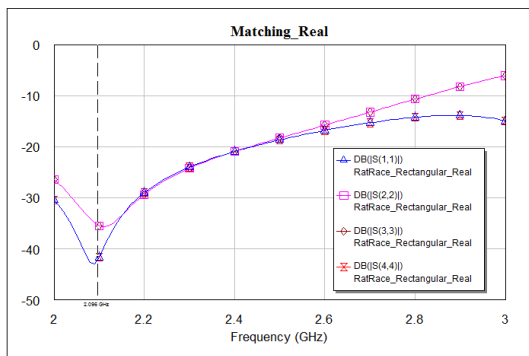
Sin embargo, en este esquemático, como bien hemos dicho, no hemos tenido en cuenta los nuevos desfases que introducen los elementos conectores como las “T” o los “BEND”. Debido a esto, y a que estos elementos no introducen el mismo desfase ni la misma longitud, nos da como resultado que las líneas sean más largas, por lo que la frecuencia a la que se ajustan los parámetros bajará, y, además, como bien veremos en la siguiente figura, el diseño no termina de estar completamente cerrado.



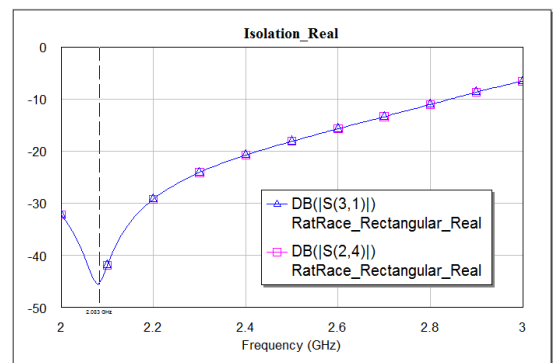
**Figura 5.7. Layout 2D del “Branch-Line Adaptado”**

Como observamos, no se ajusta correctamente la pista de la línea de  $3\lambda/4$  con uno de los puertos, porque las dos “T” que hay en el otro extremo del circuito tienen una mayor distancia que los “BEND”. Esta diferencia de caminos es exactamente de 0.44mm y hemos de ajustar la línea correspondiente posteriormente.

También hemos realizado las simulaciones de este circuito ya que AWR nos lo permite aunque no esté completamente cerrado.



**Figura 5.8.1 Parámetros S de Adaptación**



**Figura 5.8.2 Parámetros S de Aislamiento**

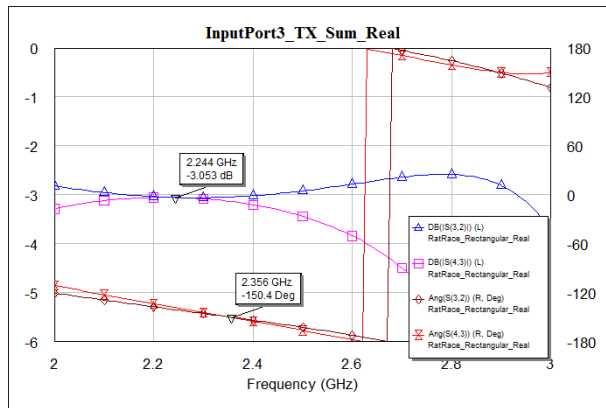


Figura 5.8.3 Parámetros S de la Suma Cuando la señal entra por el Puerto 3

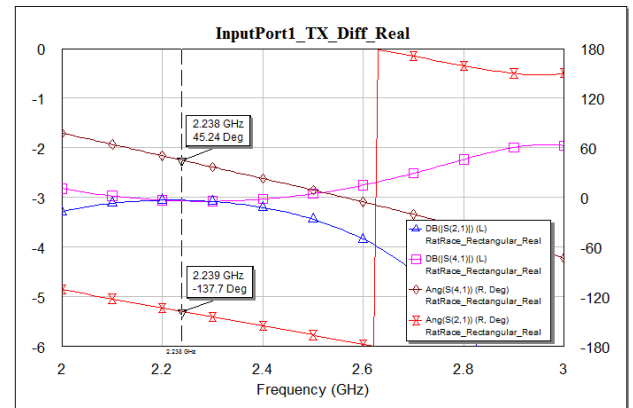


Figura 5.8.4 Parámetros S de la Resta Cuando la señal entra por el Puerto 1

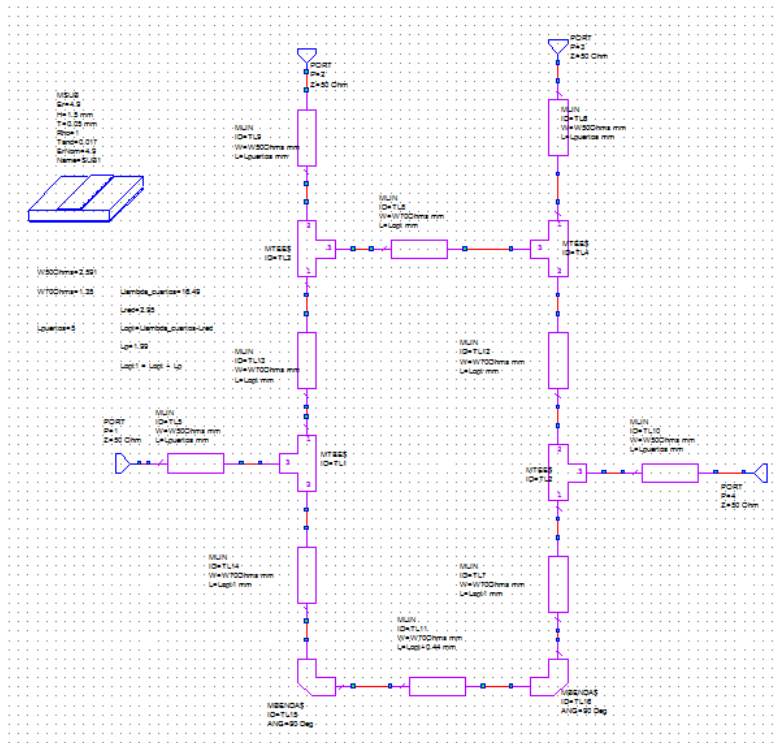
Figura 5.8 Parámetros S “Branch-Line Adaptado” con líneas reales

Como se puede ver perfectamente, la frecuencia a la que se hacen mínimos los parámetros tanto de adaptación como de aislamiento bajan. Ocurre lo mismo con las salidas de la suma cuando se introduce señal por el puerto 3. En este último caso, ni siquiera coincide el punto en el que las señales que llegan al puerto 2 y al 4 con un módulo de -3dB y el punto en el que ambas señales tienen la misma fase.

Como bien es sabido, los circuitos de mayor tamaño funcionan a menor frecuencia mientras que ocurre lo contrario a medida que la frecuencia aumenta.

Por tanto, para aumentar la frecuencia y colocarla de nuevo donde nos interesa hemos introducido unas variables de optimización que nos han permitido ajustar correctamente todos los parámetros S con unos valores que son bastante decentes.

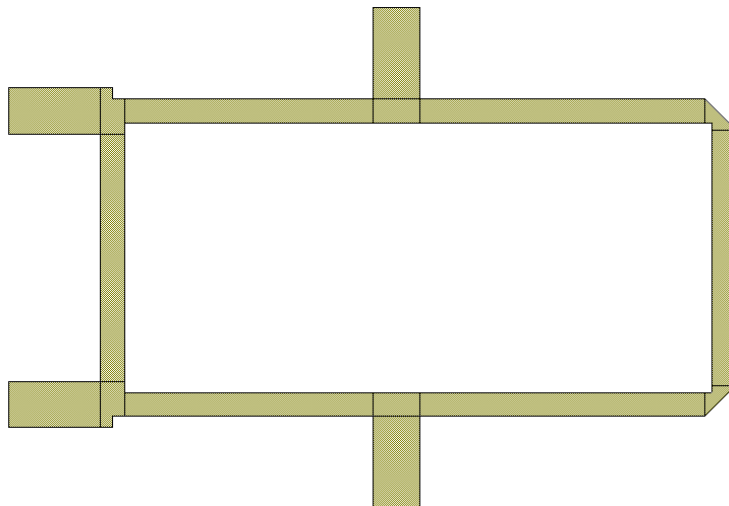
Para poder realizar la red comparadora monopolso y que su frecuencia de trabajo sea la que nosotros deseamos hemos realizado un nuevo esquemático que es igual que el anterior pero añadiendo esas variables de optimización a la ecuación de cada una de las líneas, para así compensar la distancia que añaden los elementos conectores. Este diseño de un híbrido de 180° especial, será el que usemos finalmente para formar nuestra red comparadora monopolso.



**Figura 5.9. Esquemático “Branch-Line Adaptado” con líneas reales y optimizado**

Como vemos, en el marco de las ecuaciones aparecen unas nuevas con los parámetros de optimización, además de que las ecuaciones cuentan ahora con sumas y restas para ajustar las líneas.

Sin embargo, en el esquemático no se observan correctamente los cambios que hemos efectuado, ya que los elementos que contiene son los mismos que en el caso anterior. Para ello, vamos a mostrar ahora el layout en 2D.

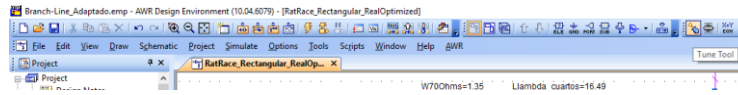


**Figura 5.10. Layout 2D “Branch-Line Adaptado” con líneas reales y optimizado**

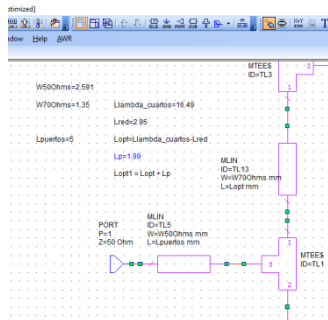
Como se puede llegar a ver, ahora ya el circuito se ha cerrado completamente y, como veremos posteriormente, también hemos ajustado las respuestas en frecuencia de los parámetros S.

Para hacer estos ajustes, hemos introducido exactamente dos variables de optimización. Sin embargo, para ajustar los parámetros hemos de realizar el mismo procedimiento que es el que explicaremos a continuación. Nuestras variables de optimización son: Lred y Lp.

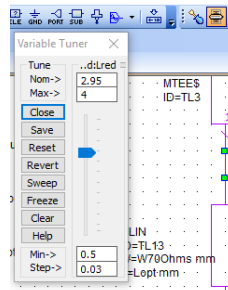
- Lo primero que hemos de hacer es seleccionar la herramienta Tune Tool tal y como vemos en la siguiente imagen.



- Después, con la herramienta seleccionada, hemos de seleccionar la variable que queremos modificar.



- Para terminar, utilizamos la herramienta que hay justo al lado de la que usamos anteriormente y nos sacará una barra que nos permite ajustar con precisión el parámetro que nosotros queremos optimizar.



Para finalizar el diseño de nuestro circuito “Branch-Line Adaptado”, vamos a mostrar que el comportamiento en frecuencia de los parámetros S del circuito.

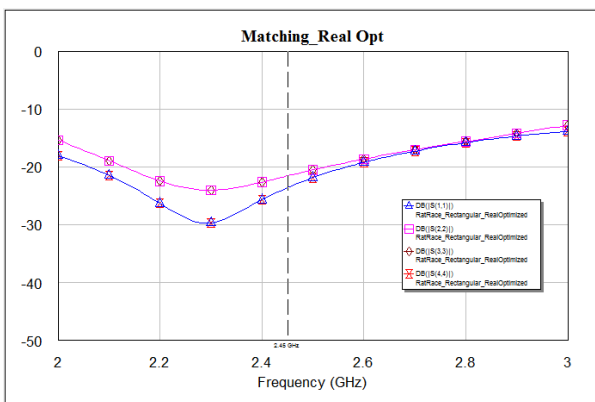


Figura 5.11.1 Parámetros S de Adaptación

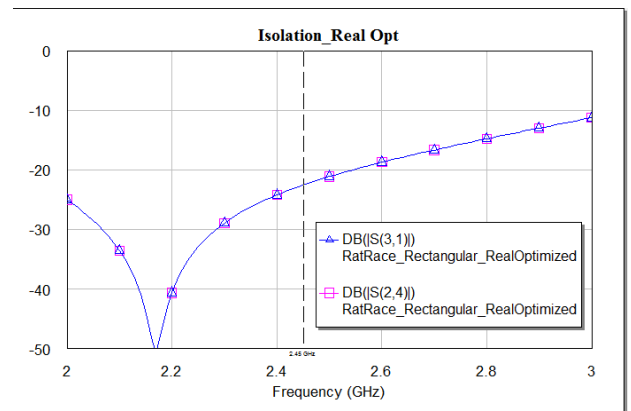


Figura 5. 11.2 Parámetros S de Aislamiento

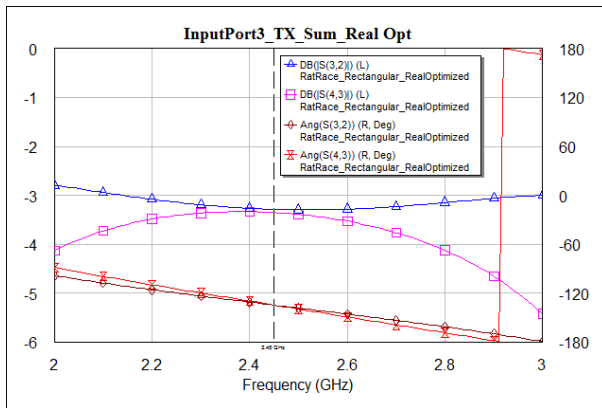


Figura 5. 11.3 Parámetros S de la Suma Cuando la señal entra por el Puerto 3

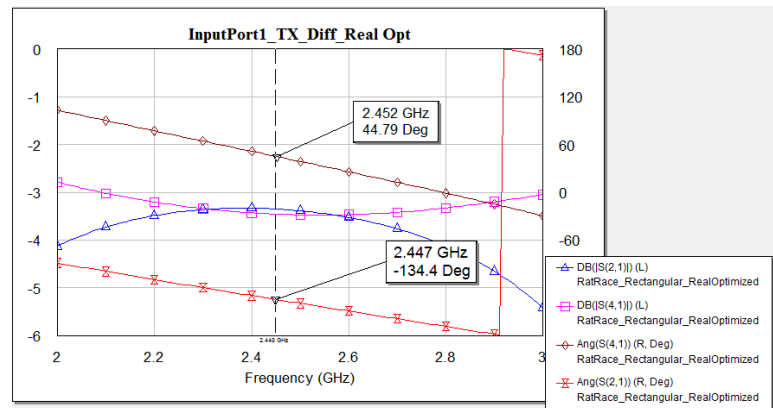


Figura 5. 11.4 Parámetros S de la Resta Cuando la señal entra por el Puerto 1

Figura 5. 11. Parámetros S del circuito “Branch-Line Adaptado” Final

Como vemos ahora, para los valores de aislamiento y de adaptación no son los valores mínimos de los mismos. Sin embargo, cuando introducimos señal por el puerto 3, la señal que llega a los puertos adyacentes tiene un módulo de  $-3\text{dB}$ , aproximadamente, ya que hay que contar con las pérdidas que tiene nuestro circuito. Además, justo en el punto en el que eso se produce, tenemos que las fases con las que llegan esas señales es exactamente la misma, que es justo lo que íbamos buscando.

Por otro lado, si observamos lo que ocurre cuando introducimos señal por el puerto 1, vemos que las señales que llegan a los puertos adyacentes es, más o menos, la misma que llegaba en la gráfica 5.11.3 de la que hemos hablado antes. También somos capaces de ver que las señales llegan con un desfase entre sí de  $180^\circ$ .

Ambos sucesos son justo lo que íbamos buscando, ya que, al introducir las señales por los puertos 4 y 2, estas se sumarán en el puerto 3 en fase y se restarán en el puerto 1 ya que llegan en contrafase.

Como hemos demostrado, podemos utilizar este circuito para hacer la función de un híbrido de  $180^\circ$  de tipo “Rat-Race” de 4 puertos y, por consiguiente, será el que utilizemos para diseñar más adelante nuestra red comparadora monopulso que nos permitirá detectar las señales.

## 5.2 Diseño de la Red Comparadora Monopulso

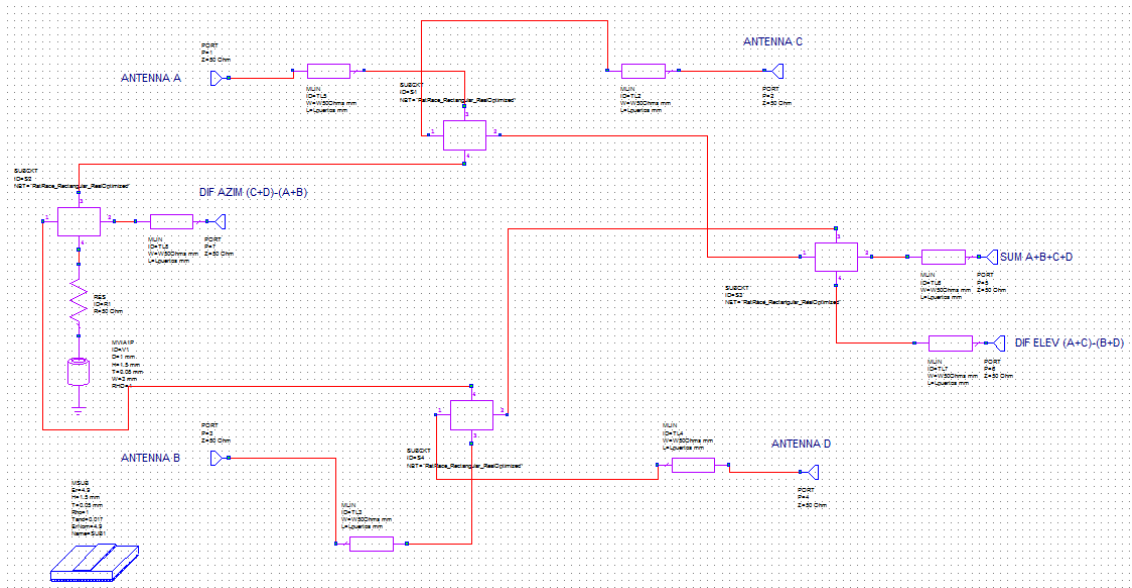
Vamos a diseñar la red comparadora monopulso para que los puntos donde se alimentan las antenas no se desplace ya que el diseño de la agrupación ya se realizó anteriormente.

Esto debe ser así, ya que vamos a colocar la red comparadora monopulso debajo de la masa de la agrupación de antenas. Así, conseguimos que ambos circuitos compartan la masa y, además, que las señales recibidas por las antenas puedan entrar a la red comparadora sin demasiadas pérdidas.

Para empezar con el diseño, hemos tomado las dimensiones de la agrupación de antenas anterior y hemos colocado un recuadro en AWR Microwave Office para poder introducir nuestros

circuitos dentro del recuadro. Así mismo, hemos colocado los puntos en los que se localizan los puntos de alimentación de las antenas.

Este es el esquemático por el que empezaremos:

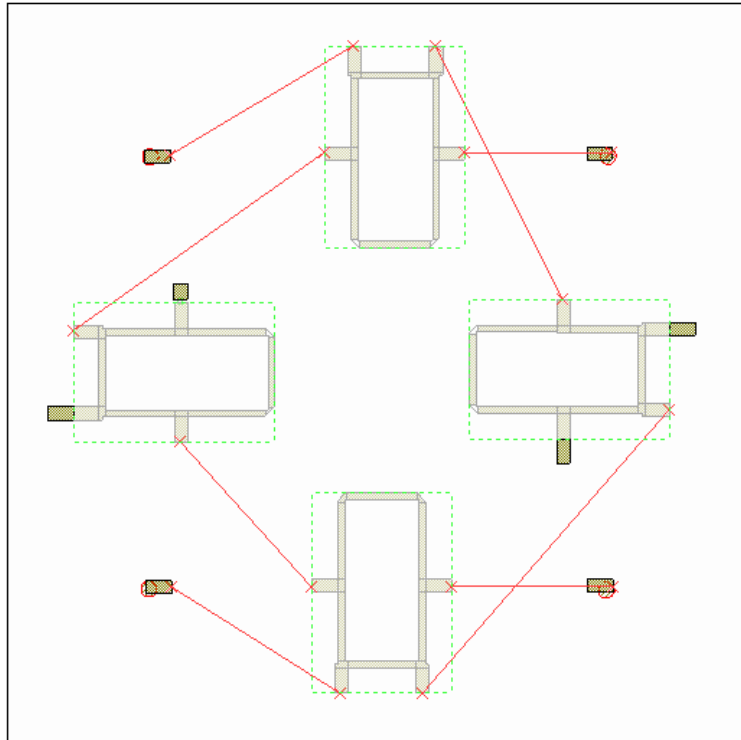


**Figura 5.12. Esquemático de la Red Comparadora Monopulso Sin Líneas**

Primero, hemos de comentar que los subcircuitos que se ven en el esquemático son los “Branch-Line Adaptados” que hemos diseñado anteriormente. Los hemos colocado así porque AWR Microwave Office nos lo permite, para no tener que copiar el circuito entero cada vez.

Al unir de esta manera en AWR, lo que realiza es una unión ideal sin desfases. Lo que conseguimos es comprobar si la red comparadora monopulso está diseñada correctamente para hacer todos los procedimientos que nosotros necesitamos, lo cual comprobaremos con los parámetros S posteriormente.





**Figura 5.13. Layout 2D de la Red Comparadora Monopulso Sin Líneas**

Hemos colocado tanto el cuadrado que se corresponde con las medidas del sustrato como los puntos en los que se encuentran los puntos de alimentación de las antenas en ese sustrato.

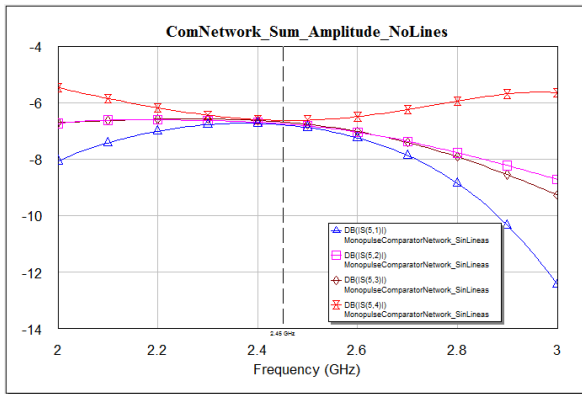
También hemos realizado las uniones que le corresponden a cada una de las antenas y hemos colocado unos puertos donde tenemos las salidas que tendrá nuestra red comparadora.

Esto nos permite ver que el espacio que tenemos con nuestras antenas es suficiente para poder colocar la red comparadora monopulso con los 4 circuitos “Branch-Line Adaptados”. Además, vemos que hay también espacio suficiente para las pistas de unión entre los distintos subcircuitos.

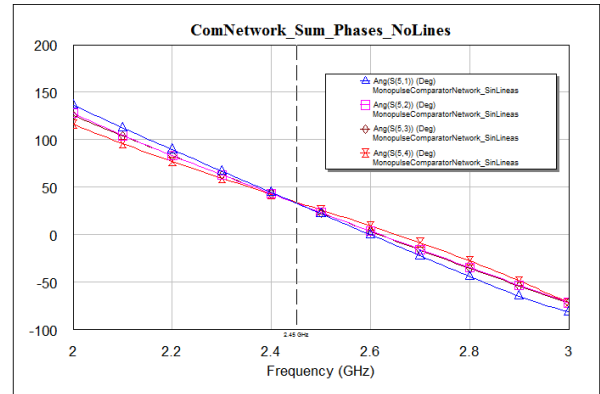
Como hemos mencionado antes, vamos a comprobar, con los parámetros  $S$ , que nuestra red comparadora monopulso se comporta tal y como nosotros esperamos.

Hemos de demostrar con estos parámetros, que nuestra red comparadora consigue la suma de todas las antenas, la diferencia de las antenas en elevación y la diferencia de las antenas en acimut.

Para hacer esta comprobación, hemos de observar los parámetros  $S$  tanto en módulo como en fase.



**Figura 5.14.1. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Módulo)**



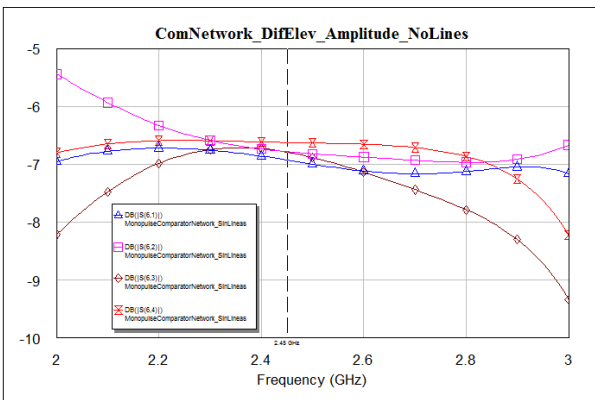
**Figura 5.14.2. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 5.14. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora Monopulso**

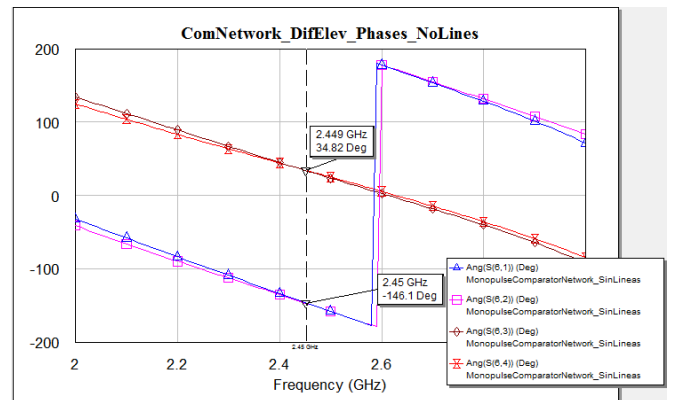
Como vemos, ahora el módulo que nos llega de la señal es menor que -6dB ya que tiene que atravesar dos circuitos “Branch-Line Adaptados” con sus respectivas pérdidas. Como ya sabemos, cada uno de los circuitos introduce -3dB en cada una de las salidas adyacentes y, además, hay que sumar las pérdidas del substrato.

Lo importante de las gráficas, más aún que el módulo, es la fase. Se puede ver que todas las señales llegan en fase por lo que se produce así la suma de todas las señales. Comprobamos que nuestra red comparadora realiza correctamente la suma de todas las señales que nos llegan a través de las antenas.

Los siguientes pasos son ver las gráficas de las antenas cuando tenemos una diferencia de fase en acimut y en elevación.



**Figura 5.15.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Módulo)**

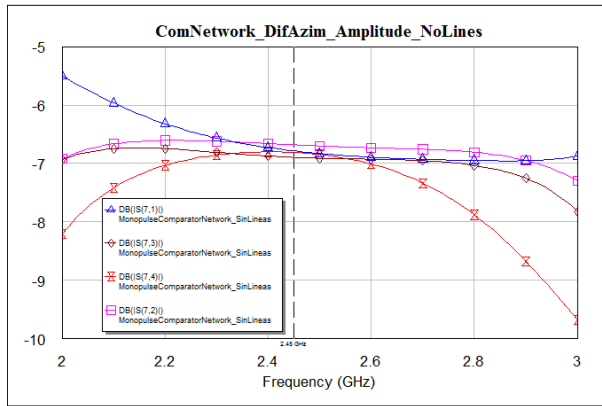


**Figura 5.15.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Fase)**

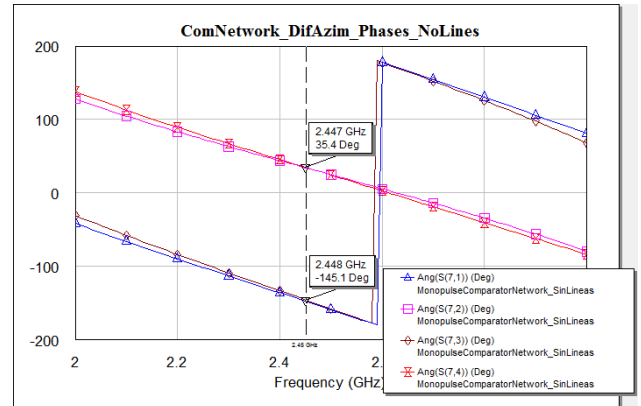
**Figura 5.15. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora Monopulso**

La amplitud de las señales tiene prácticamente la misma amplitud para todas, igual que en el caso anterior. Estas amplitudes se deben a que las señales tienen que atravesar nuevamente 2 circuitos de la red comparadora.

La diferencia con el caso anterior se encuentra en las fases. Como vemos la diferencia entre las fases observadas vuelve a ser de 180°, sin embargo, ahora esta diferencia es de dos a dos señales, es decir, la fase de las señales que nos llegan de las antenas A y C llegan en fase, al igual que las de las antenas B y D y, a su vez, en contrafase entre ellas.



**Figura 5.16.1. Parámetros S de la Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Módulo)**



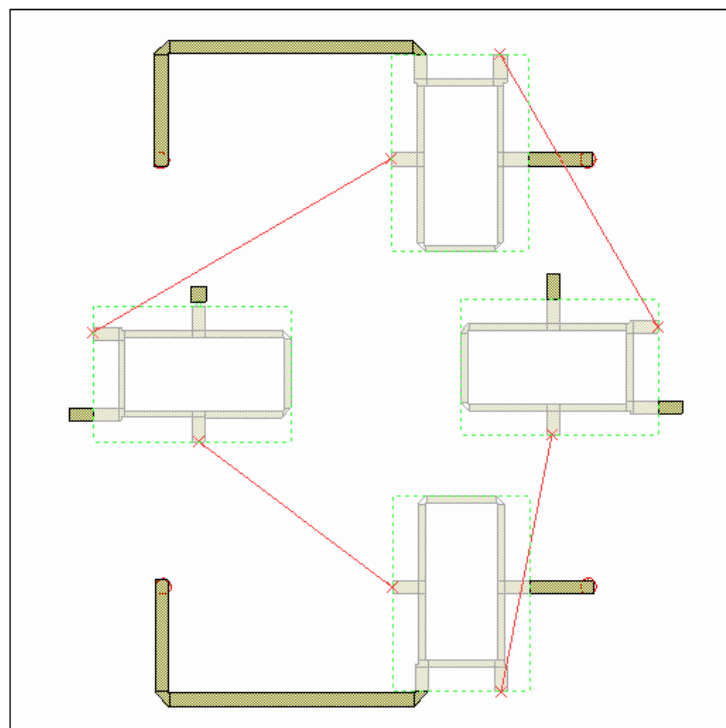
**Figura 5.16.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 5.16. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora Monopulso**

La amplitud no sufre cambios con respecto a las gráficas anteriores, ya que sigue atravesando dos circuitos de nuestra red comparadora.

Nuevamente, las fases se encuentran desfasadas  $180^\circ$  de dos a dos. Sin embargo, en este caso, las antenas que se encuentran en fase en este caso son las antenas A y B y las antenas C y D y, a su vez, en contrafase entre sí.

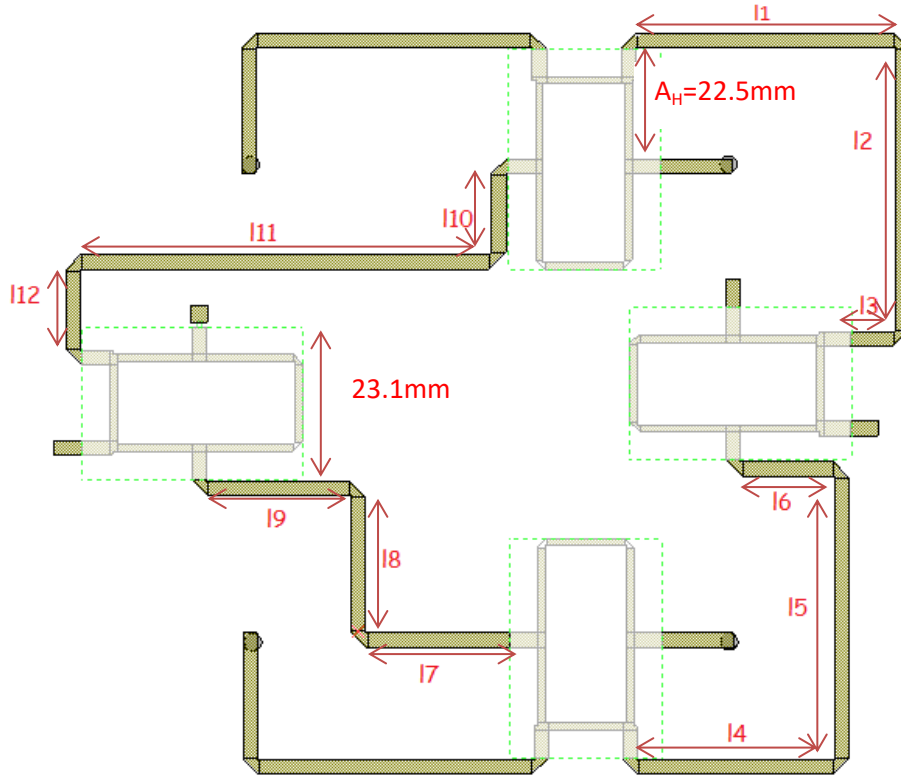
El siguiente paso es unir las entradas anteriores con líneas reales, para ello, primero unimos los circuitos de arriba y abajo a través de pistas reales que se ajusten a la separación entre nuestras antenas, de la siguiente manera:



**Figura 5.17 Layout 2D de la Red Comparadora Monopulso Con Puertos Conectados con Líneas**

Como se puede observar, aún quedan por unir los circuitos a los que se conectan las antenas con el resto de circuitos de la red comparadora.





**Figura 5.19. Diseño de la Red comparadora Monopulso para la Unión de Todos los Elementos**

A partir de aquí hemos sacado una serie de relaciones ya que todos los caminos han de ser de la misma distancia para no introducir desfases adicionales en el sistema. Sabiendo esto, entonces, suponiendo que esta distancia es  $K$ , tenemos que:

$$l_1 + l_2 + l_3 = K \quad (7)$$

$$l_4 + l_5 + l_6 = K \quad (8)$$

$$l_7 + l_8 + l_9 = K \quad (9)$$

$$l_{10} + l_{11} + l_{12} = K \quad (10)$$

Para que los dos subcircuitos que nos quedan queden aproximadamente centrados con respecto a los otros dos que se conectan con las antenas, hemos igualado  $l_2 = l_5$ . Una vez hecho esto, igualamos la ecuación (7) a la ecuación (8):

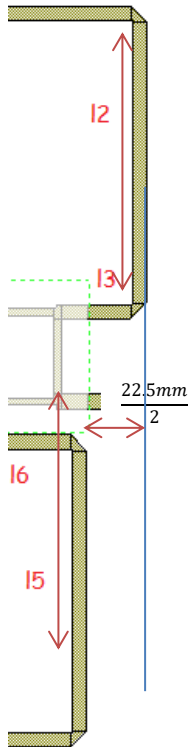
$$l_1 + l_3 = l_4 + l_6 \quad (11)$$

Por otra parte, como sabemos que  $A_H = 22.5\text{mm}$ , por lo que si  $l_1 = l_4$ , el camino de abajo a la derecha sería  $22.5\text{mm}$  más largo. Para corregir esto, lo que hemos hecho es acortar el camino de abajo a la derecha en función de las longitudes de las líneas  $l_1$  y  $l_3$  de la siguiente manera:

$$l_4 = l_1 - \frac{22.5\text{mm}}{2} \quad (12)$$

$$l_6 = l_3 + \frac{22.5mm}{2} \quad (13)$$

Que esto es lo que provoca que entre los caminos de arriba a la derecha y abajo a la derecha ocurra lo siguiente:



Como vemos, hay una diferencia como se indica en la figura de  $\frac{22.5mm}{2}$ , lo que supondría una reducción del camino de abajo a la derecha en 22.5mm.

Es más, si sustituimos los valores anteriores en la ecuación (11):

$$l_1 + l_3 = l_1 - \frac{22.5mm}{2} + l_3 + \frac{22.5mm}{2} \quad (14)$$

Como podemos ver, las dos fracciones se anulan y la ecuación se iguala, por tanto, podemos decir que  $l_4$  depende de  $l_1$  y que  $l_6$  depende de  $l_3$ . Para empezar, hemos dado valores iniciales a estas longitudes:

$$l_1 = 40mm$$

$$l_3 = 5mm$$

Finalmente, para que se quede centrado necesitamos un valor por el que comenzar con  $l_2$ . Para ello, habiendo igualado  $l_2 = l_5$  y sabiendo lo siguiente:

$$2 * l_2 + 23.1mm = 85mm + 2 * A_H \quad (15)$$

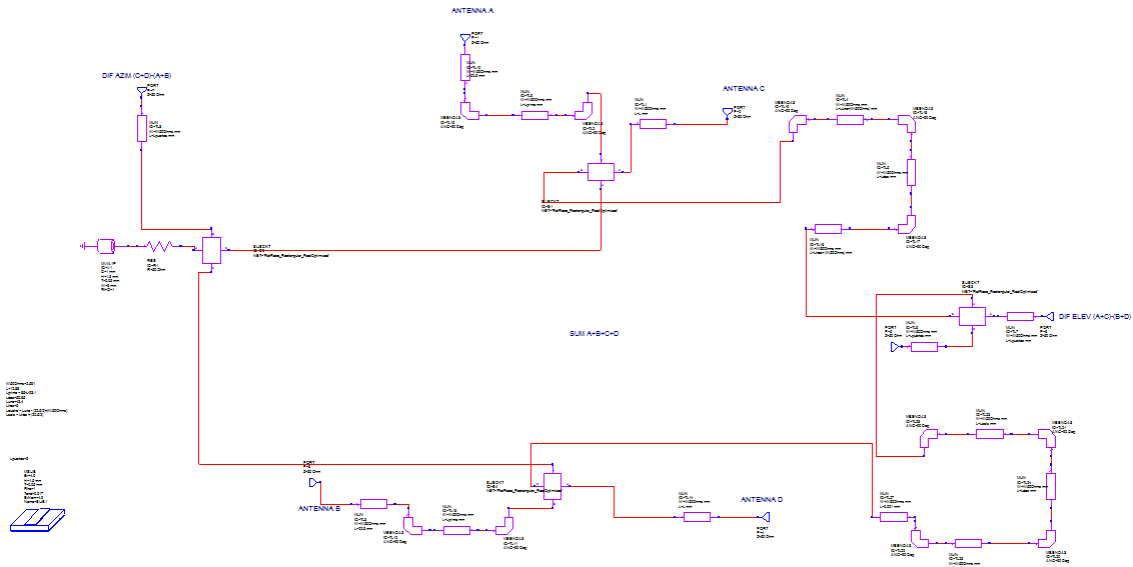
Siendo:

- 23.1mm la anchura del circuito.
- 85mm la distancia entre las antenas.
- $A_H = 22.5mm$  que es la distancia que se muestra en la figura 5.18.

Realizando todos los cálculos nos resulta un valor final de:

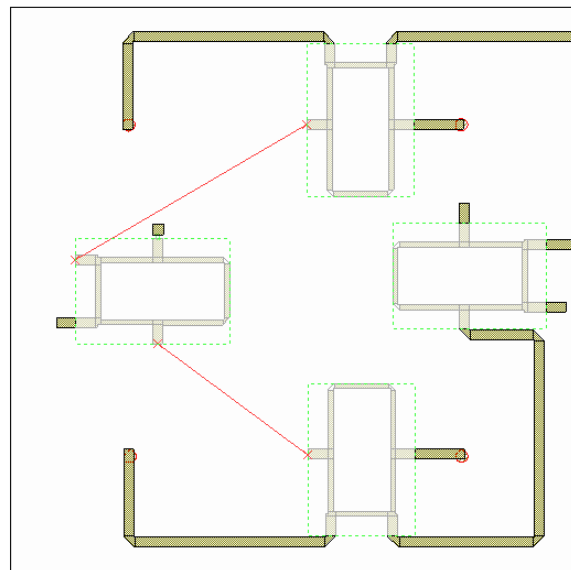
$$l_2 = 53.45mm$$

Por tanto, ya podemos hacer el esquemático de la parte derecha de la red comparadora monopulso, el cual quedaría de la siguiente manera:



**Figura 5.20. Esquemático de la Red Comparadora Monopulso Realizando la Unión de los Circuitos de la Derecha**

Para ver bien las uniones, vamos a observar el layout en 2D del esquemático:



**Figura 5.21. Layout 2D de la Red Comparadora Monopulso Realizando la Unión de los Circuitos de la Derecha**

Una vez realizada la simulación, los valores finales de las longitudes que hemos obtenido son:

$$l_1 = 43.4mm$$

$$l_2 = 50.65mm$$

$$l_3 = 7.59mm$$

La longitud de  $l_2$  es menor que el valor inicial ya que los codos introducen 2.59mm de longitud al conjunto. Por esta misma razón hemos tenido que aumentar la longitud inicial de  $l_1$  y de  $l_3$  para que se adaptase al conjunto.

Por otro lado, utilizando las ecuaciones que hemos obtenido antes para las otras longitudes del lado derecho son:

$$l_4 = 16.25mm$$

$$l_5 = 50.65mm$$

$$l_6 = 34.74mm$$

Como hemos mencionado a la hora de realizar las ecuaciones, para no introducir desfases adicionales en el conjunto la longitud de ambos caminos han de ser iguales. Sumando las longitudes obtenemos los siguientes valores:

$$l_1 + l_2 + l_3 = 104.23mm \quad (16)$$

$$l_4 + l_5 + l_6 = 101.64mm \quad (17)$$

Sabemos que para el camino de la ecuación (16) tenemos 3 codos, con lo que la longitud total que obtenemos por este camino es:

$$l_1 + l_2 + l_3 + 3 * 2.59mm = 112mm \quad (18)$$

Análogamente, para el camino de la ecuación (17) tenemos 4 codos, por tanto, la longitud total que obtenemos por este camino es:

$$l_4 + l_5 + l_6 + 4 * 2.59mm = 112.01mm \quad (19)$$

Por tanto, al ser ambos caminos iguales no se introducen retardos adicionales por ninguno de los dos caminos y, tal y como se ve en la figura 5.20 hemos conseguido conectar los subcircuitos correctamente y seguimos teniendo el conjunto ajustado a los lugares donde se encuentran las antenas.

Para comprobar correctamente que el ajuste es correcto hemos de observar los parámetros S del nuevo conjunto. Las dos conexiones que aún están sin unir a través de líneas AWR las toma como uniones ideales sin desfases.

Como en los casos anteriores, vamos a observar las gráficas en función de las salidas suma, diferencia en elevación y diferencia en acimut:



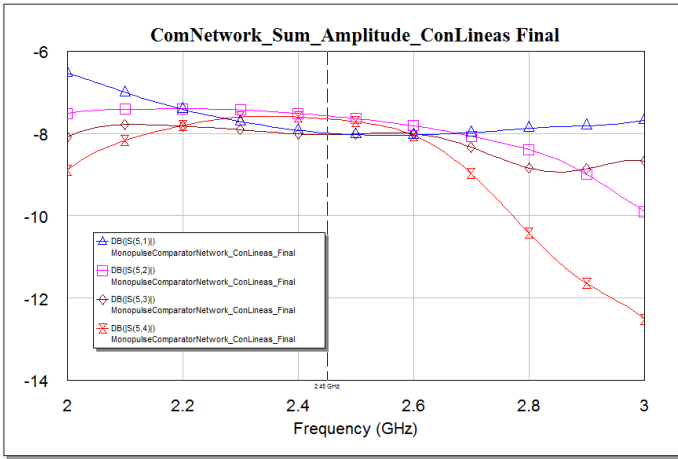


Figura 5.22.1. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Módulo)

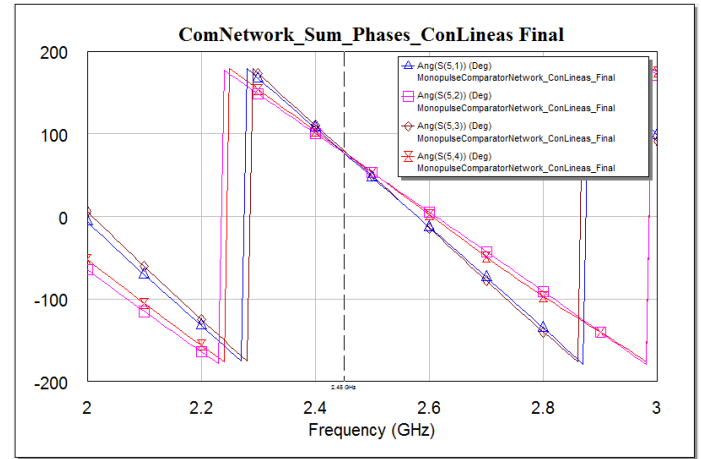


Figura 5.22.2. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Fase)

Figura 5.22 Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora Monopulso

Como vemos, en el módulo ahora se observan unas pequeñas diferencias debidas a las pérdidas que sufrimos por los caminos, cosa que antes no nos ocurría. Aun así, la diferencia de nivel de señal entre la señal que llega con mayor nivel y la que llega con menor nivel es menor de 1dB por lo que podemos despreocupar esta diferencia y, además, estos niveles son próximos a -6dB que es lo que se obtendría para esta clase de circuitos habiendo atravesado 2 circuitos “Rat-Race”.

Como en todos los casos, lo importante a la hora de realizar estos diseños es que la fase esté correctamente. En este caso, ya que se trata de la salida suma, todas las señales llegan en fase, tal y como se deseaba, por lo que podemos decir que el diseño para la salida suma es correcto, ya que, al llegar todas las señales con la misma fase, estas se sumarán.

Los siguientes parámetros a observar son los de la salida diferencia en elevación:

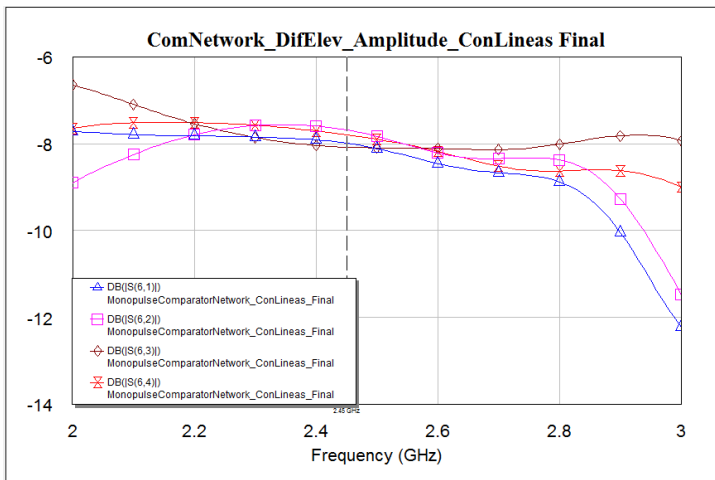


Figura 5.23.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Módulo)

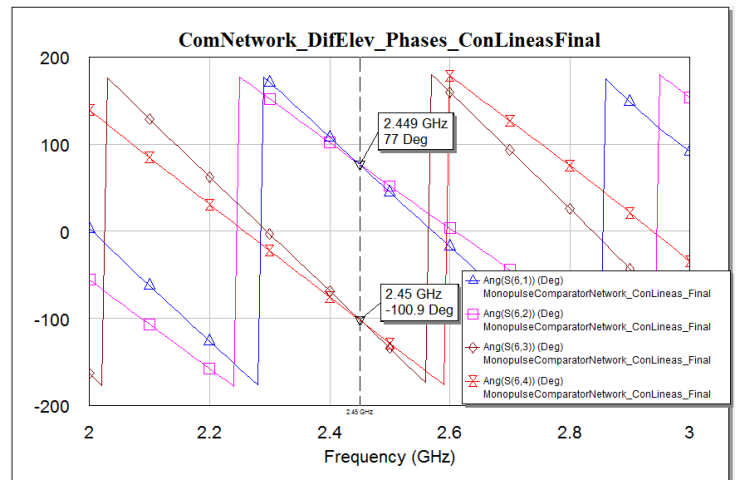


Figura 5.23.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Fase)

Figura 5.23 Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora

En cuanto al módulo de esta salida, vemos que, de nuevo, la diferencia entre la señal que tiene mayor nivel y la que tiene menor nivel es menor a 1dB y, además, estos niveles son próximos a -6dB que es lo que se obtendría para esta clase de circuitos habiendo atravesado 2 circuitos “Rat-Race”.

Vuelve a tener un papel relevante la fase, que sigue siendo lo que más nos interesa para estos casos. Como vemos, la diferencia de fase entre las antenas A y C, que se encuentran en fase, y las antenas B y D, que están también en fase, es de, aproximadamente, 180°. Esto quiere decir que las señales de las antenas se restarán en elevación ya que llegan en contrafase, tal y como deseábamos, por lo tanto, también funciona correctamente.

Por último, vamos a observar la salida diferencia en acimut:

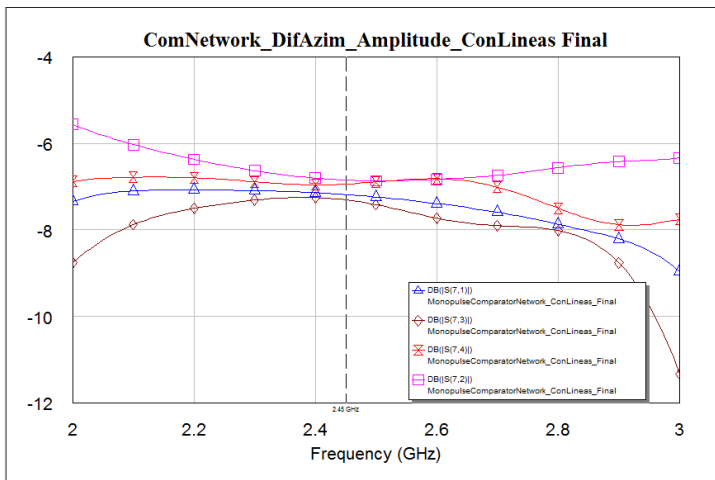


Figura 5.24.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Módulo)

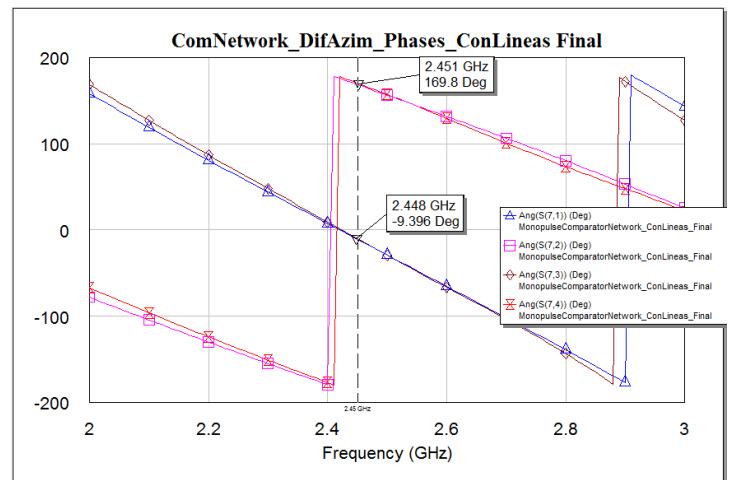


Figura 5.24.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Fase)

Figura 5.24 Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora

La salida de la diferencia en acimut se encuentra en el lado izquierdo que está unido idealmente, por lo que los niveles de señal son superiores a los de las gráficas anteriores. De nuevo, la diferencia entre la señal que tiene el nivel máximo y la que tiene el nivel mínimo es menor de 1dB, por lo que se considera despreciable. Como en los casos anteriores, también es un valor parecido a -6dB que se debe a atravesar dos circuitos de tipo “Rat-Race”.

Finalmente, vamos a observar la fase, que en este caso la diferencia de, aproximadamente 180° se da entre las antenas A y B, que se encuentran en fase entre sí, y las antenas C y D, que se encuentran en fase entre sí. Entre ellas, sin embargo, existe una diferencia de fase lo que hace que se encuentren en contrafase y que, en esta salida, las señales se resten en acimut. Esto es exactamente lo que debía ocurrir por lo que funciona correctamente.

Para acabar con el diseño de esta red comparadora monopulso vamos a ver la unión del otro lado de la red comparadora, tal y como habíamos colocado las líneas en la figura 5.18.

Para que el subcircuito que está sin conectar esté más o menos centrado con respecto al subcircuito que ya hemos conectado, tenemos que:

$$l_{10} + l_{12} = l_2 - 22.5mm \quad (20)$$

La solución más sencilla para esta ecuación es que:

$$l_{10} = l_{12}$$

Por tanto, introduciendo esto en la ecuación (20):

$$2 * l_{10} = l_2 - 22.5mm \rightarrow l_{10} = \frac{l_2 - 22.5mm}{2} = \frac{50.65mm - 22.5mm}{2} = 14.075mm \quad (21)$$

Por otro lado tenemos que, para que no introduzca desfases adicionales, la distancia que recorre la onda por este camino ha de ser igual a  $K$ , que ya hemos calculado en las conexiones anteriores y que es igual a 112mm. También hay que tener en cuenta que, por este camino, tenemos 4 codos. Por lo tanto, despejando de la ecuación (10):

$$l_{10} + l_{11} + l_{12} + 4 * 2.59mm = 112mm \quad (22)$$

Luego:

$$14.075mm + l_{11} + 14.075mm + 4 * 2.59mm = 112mm \rightarrow l_{11} = 73.49mm \quad (23)$$

Por tanto, la unión del subcircuito al que se conectan las antenas A y C con el subcircuito de la izquierda estaría diseñada con sus longitudes finales ya que hemos tenido en cuenta tanto los codos como las distancias finales obtenidas en el caso anterior.

Ahora sabemos que, para poder conectar la entrada que falta, tiene que pasar:

$$l_9 + l_7 = l_{11} - 22.5mm \quad (24)$$

Como en el caso anterior, la solución más fácil de este problema es que:

$$l_9 = l_7$$

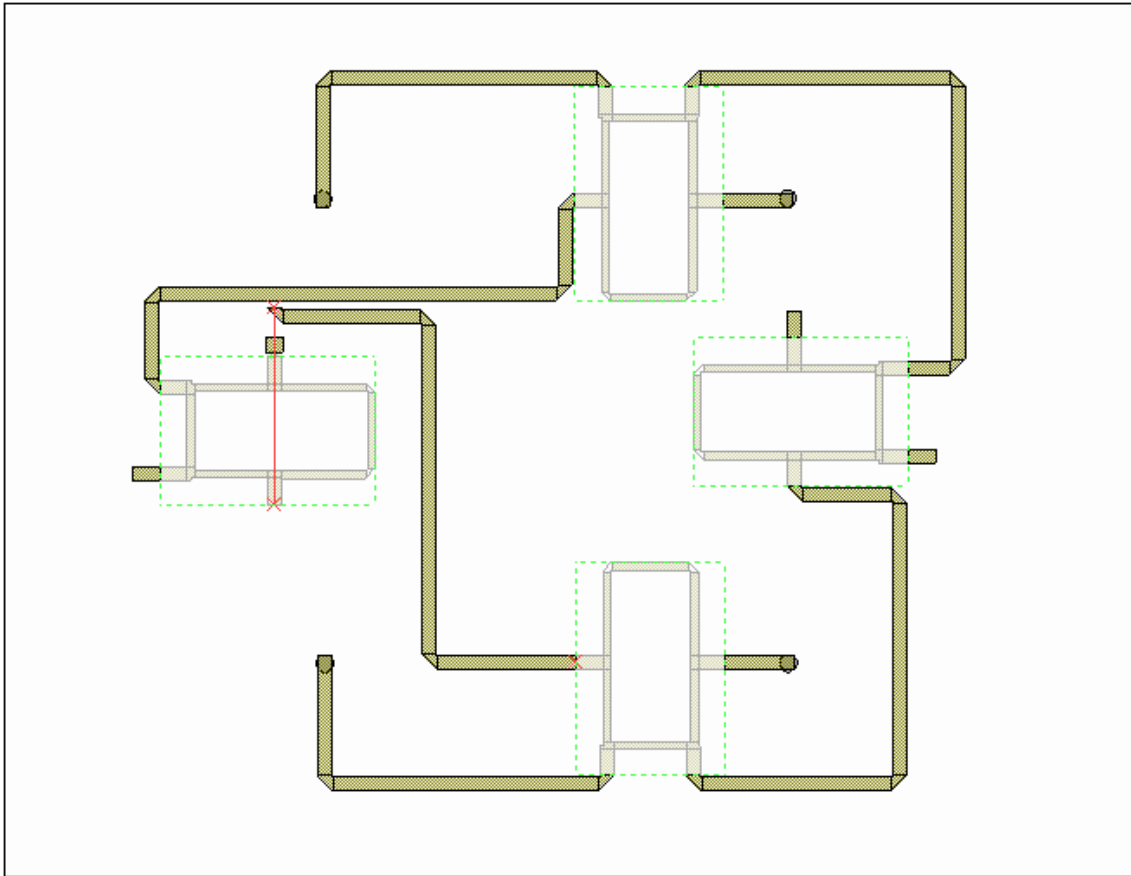
Por tanto:

$$l_7 = \frac{l_{11} - 22.5mm}{2} = \frac{73.49mm - 22.5mm}{2} = 25.495mm \quad (25)$$

Por tanto, en un principio, sustituyendo en la ecuación (9):

$$l_8 = 112mm - 2 * 25.495mm = 61.01mm \quad (26)$$

Vamos a diseñar la otra unión con estos datos:



**Figura 5.25 Diseño de la Red Comparadora Monopulso sin Corregir**

Como vemos, utilizando los datos anteriores, es imposible poder unir el subcircuito inferior con el de la izquierda, en este caso. Para unirlos no podemos variar los caminos  $l_7$  y  $l_9$ , ya que estos están diseñados para que coincida con el puerto correspondiente de ambos subcircuitos.

Por lo tanto, la longitud  $l_8$  es la que vamos a modificar introduciendo lo que se denomina meandro, que es una curva en el recorrido de esta línea para introducir la distancia que deseamos pero pudiendo hacer que coincidan las uniones con los puertos.

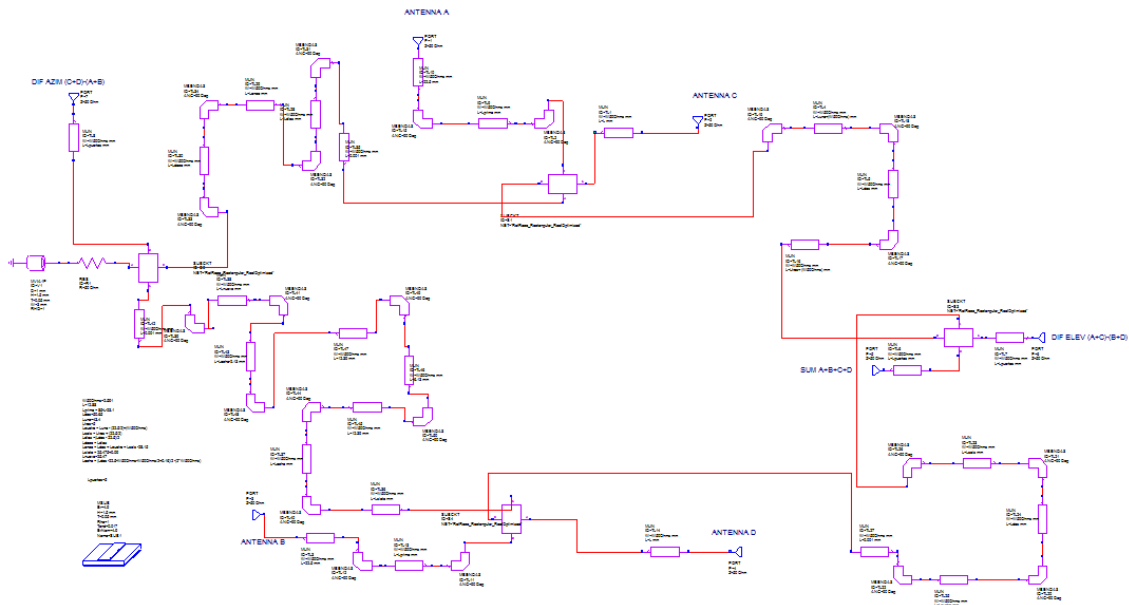
Por lo tanto, hemos de diseñar un meandro que tenga la misma distancia que  $l_8$ . Como tenemos la distancia que tenía antes, se puede calcular sabiendo que, para hacer el meandro, tenemos que introducir 4 codos adicionales al recorrido y 3 líneas extras. Además, para que no haya acoplo con otras líneas, por debajo del meandro hemos dejado 7.03mm y por encima de este 4.9mm, ya que por encima no hay líneas con las que se pueda acoplar.

Teniendo estos datos, vamos a darle la distancia necesaria a las líneas que compondrán el meandro.

$$l_{meandro} = \frac{l_8 - 7.03mm - 4.9mm - 4 * 2.59mm}{3} = 12.9mm \quad (27)$$

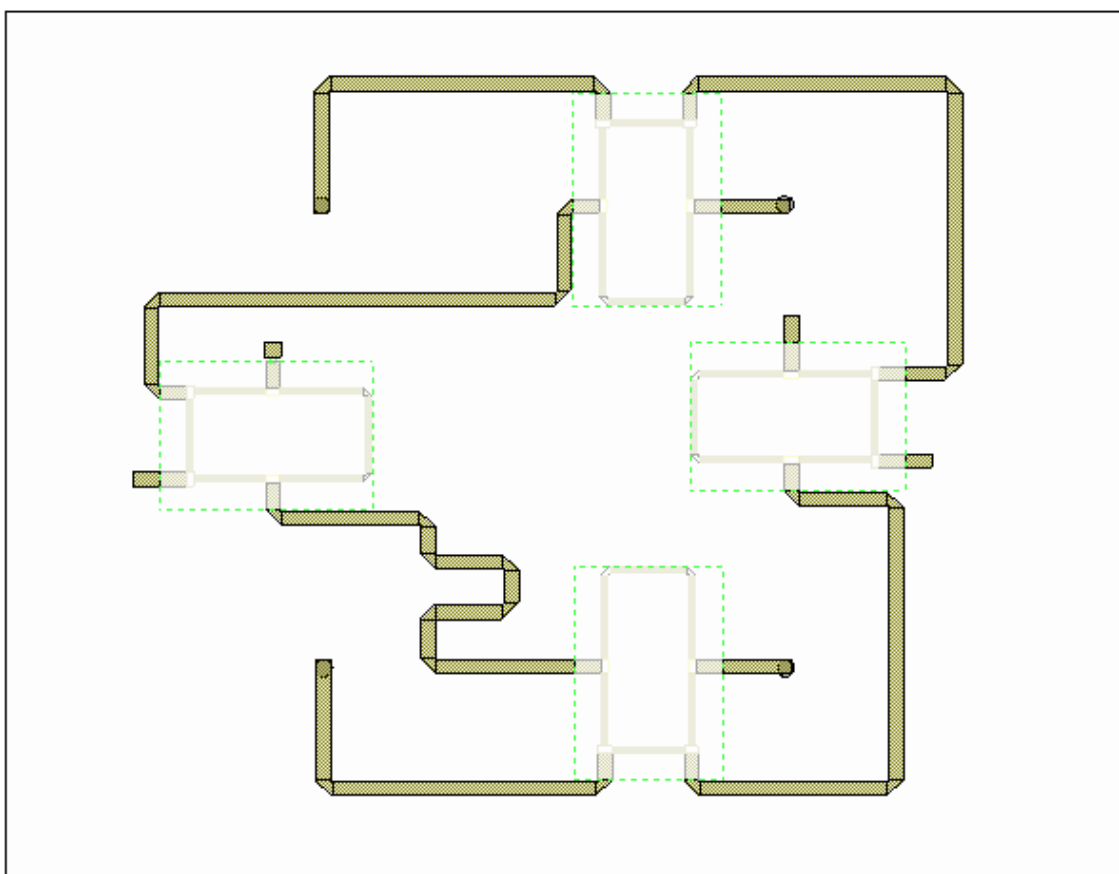
Este dato lo utilizaremos como valor inicial en nuestros cálculos.

Finalmente, vamos a ver tanto el esquemático como el layout en 2D final de la red comparadora monopulso utilizada.



**Figura 5.26 Esquemático Final de la Red Comparadora Monopulso**

Este esquemático nos proporciona el siguiente layout en 2D:



**Figura 5.27 Layout 2D Final de la Red Comparadora Monopulso**

Como vemos, una vez hemos terminado de diseñar la red comparadora, todas las distancias están correctamente ajustadas para que las antenas coincidan justo con los puntos que deben

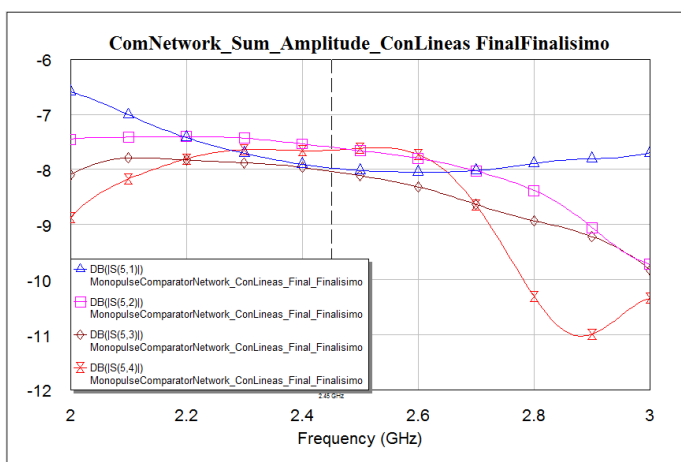
coincidir y, además, todas las líneas tienen la misma distancia recorrida, como veremos a continuación.

Como vemos, el meandro ahora tiene dos distancias diferentes, la distancia larga es de 12.39mm mientras que la corta es de 6.13mm. Haciendo el cálculo de la distancia final recorrida, una vez realizados todos los ajustes, teniendo en cuenta todos los codos, es de:

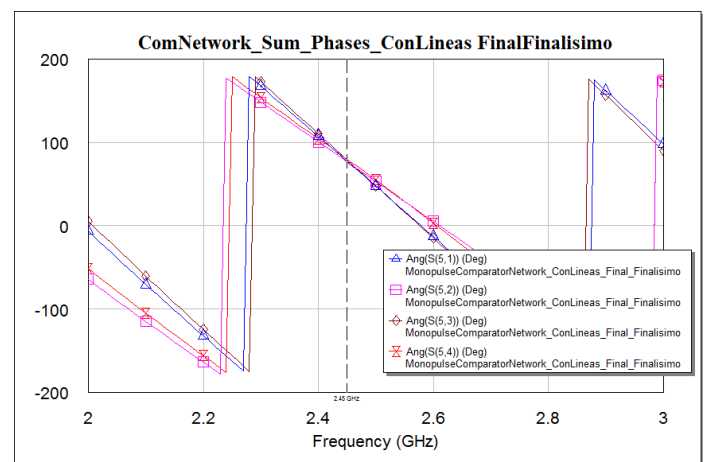
$$25.48mm * 4.9mm + 2 * 12.39mm + 6.13mm + 7.03mm + 25.56mm + 7 * 2.59mm = 112.01mm \text{ (28)}$$

Por tanto, vemos como todas las señales recorren las mismas distancias para cualquier recorrido.

Una vez terminado el diseño, vamos a comprobar que todo el conjunto funciona correctamente observando que las salidas de la red comparadora son las esperadas:



**Figura 5.28.1. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Módulo)**



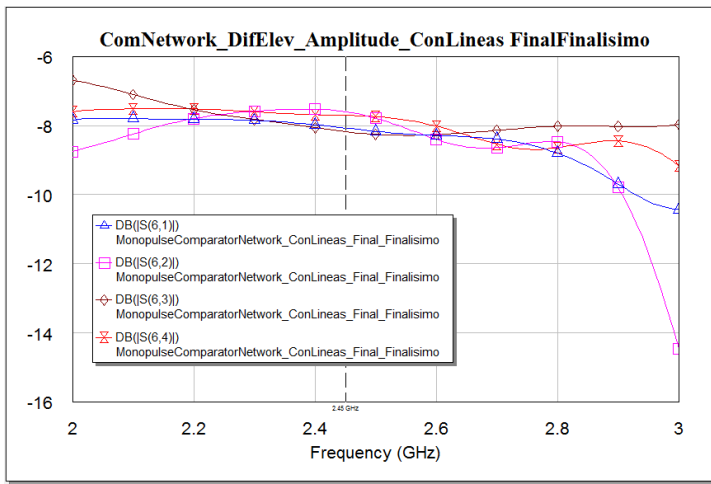
**Figura 5.28.2. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 5.28 Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora Monopulso**

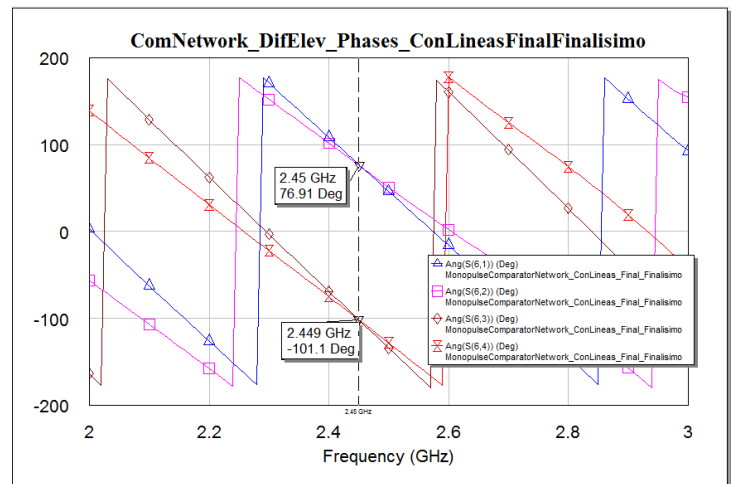
Vemos como ahora el módulo de las señales ha bajado un poco más pero sigue sin haber más de 1dB de diferencia entre todas las señales. Vuelven a estar por debajo de -6dB que es lo que se esperaría idealmente al atravesar dos circuitos “Rat-Race” sin pérdidas.

Por otro lado, aún más importante, es observar las fases, que como se puede apreciar, todas ellas se encuentran en fase entre sí, por lo tanto, en esta salida todas las señales se sumarán ya que ninguna llega desfasada con respecto a otra salida. El circuito realiza su función en esta salida suma.

Ahora vamos a ver qué ocurre con las salidas diferencia en elevación y diferencia en acimut:



**Figura 5.29.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Módulo)**



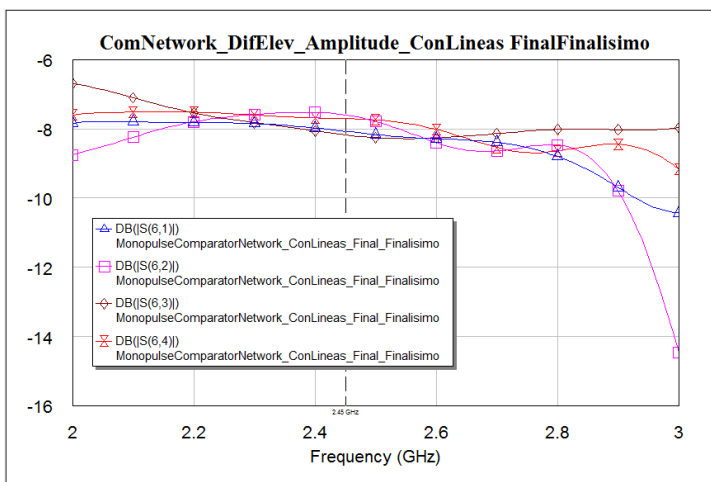
**Figura 5.29.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 5.29 Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora**

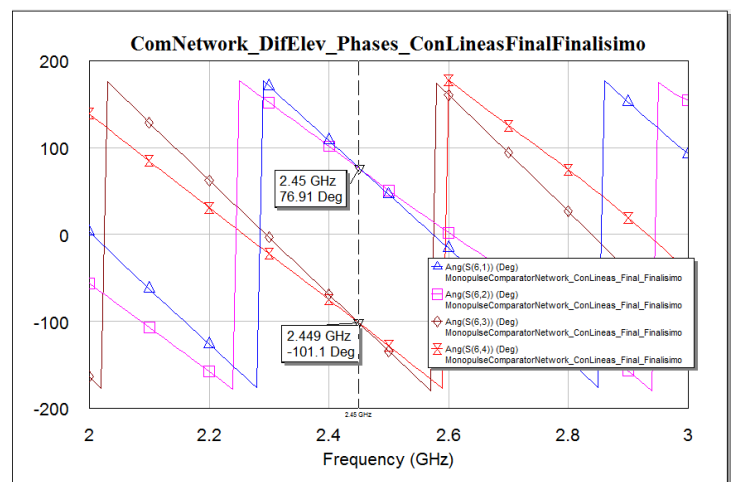
Se puede apreciar nuevamente cómo, en cuanto al módulo se trata, la diferencia vuelve a ser menor de 1dB y llega por debajo de -6dB.

Lo más importante es la fase que, como se ve en la imagen, las señales de las antenas A y C (que están en fase) con las de las antenas B y D (también en fase), se encuentran desfasadas entre sí 180°, es decir, en contrafase. Por lo tanto, cuando llegan a esta salida, las señales se restan en elevación, lo cual es el funcionamiento correcto esperado para esta salida.

Finalmente, vamos a ver los parámetros S de la salida diferencia en acimut:



**Figura 5.30.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Módulo)**



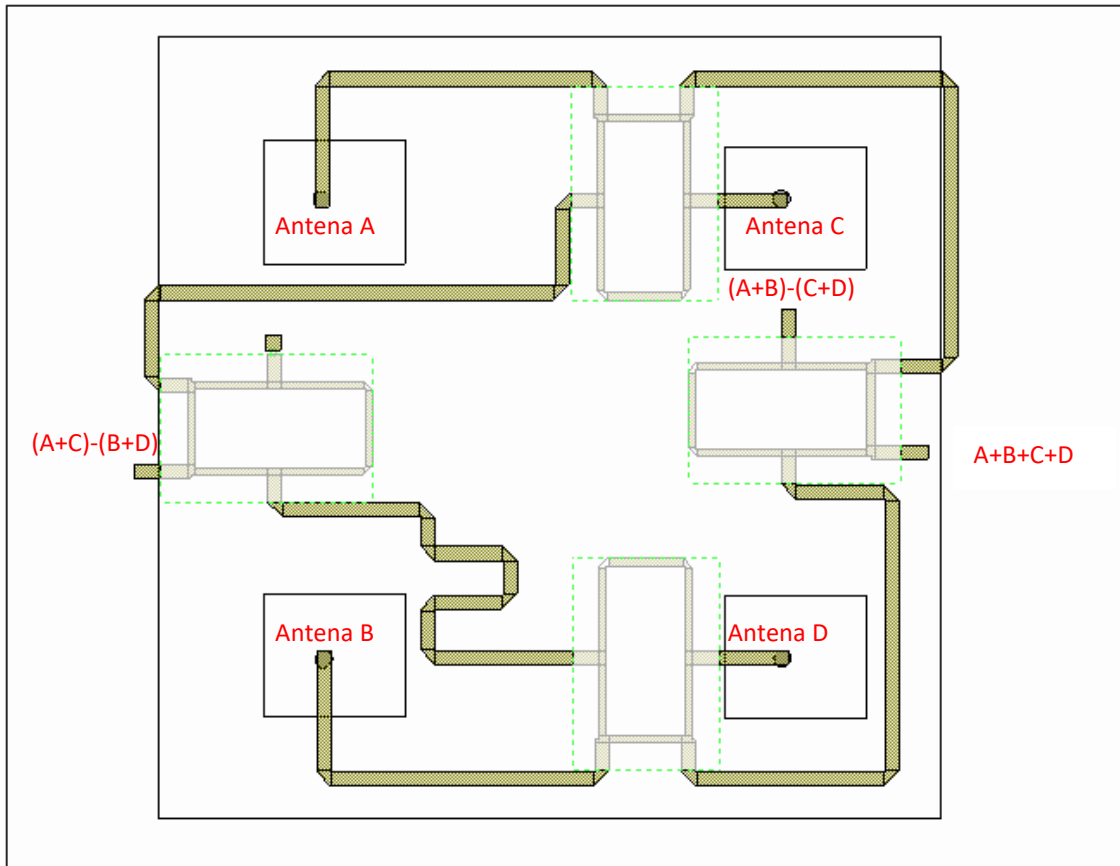
**Figura 5.30.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 5.30 Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora**

Se puede apreciar nuevamente cómo, en cuanto al módulo se trata, la diferencia vuelve a ser menor de 1dB y llega por debajo de -6dB.

Lo más importante vuelve a ser la fase que, como se ve en la imagen, las señales de las antenas A y B (que están en fase) con las de las antenas C y D (también en fase), se encuentran desfasadas entre sí 180°, es decir, en contrafase. Por lo tanto, cuando llegan a esta salida, las señales se restan en acimut, lo cual es el funcionamiento correcto esperado para esta salida.

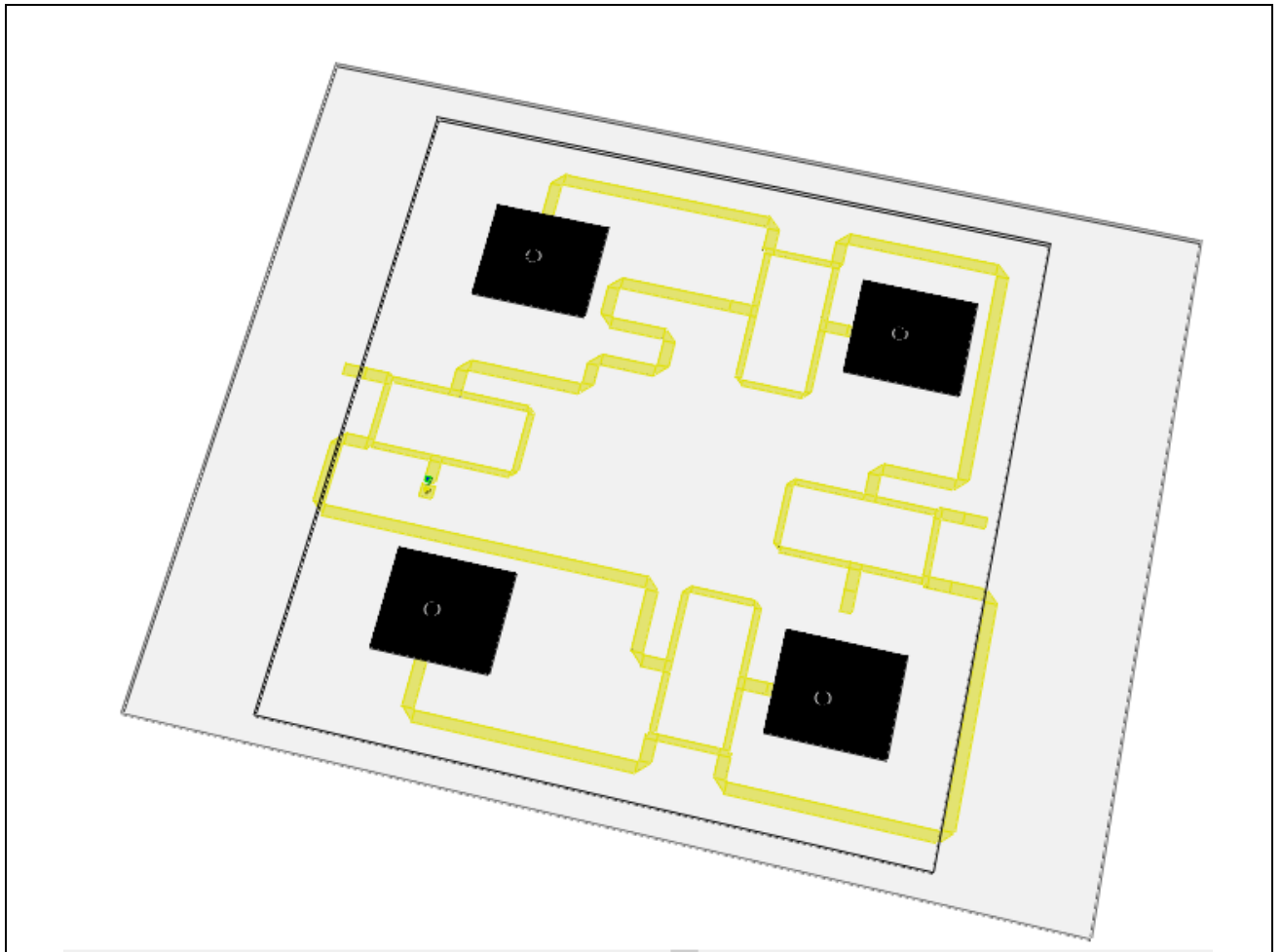
Lo último que vamos a observar es el conjunto de la red comparadora monopulso junto con las localizaciones y tamaños de las antenas que tenemos:



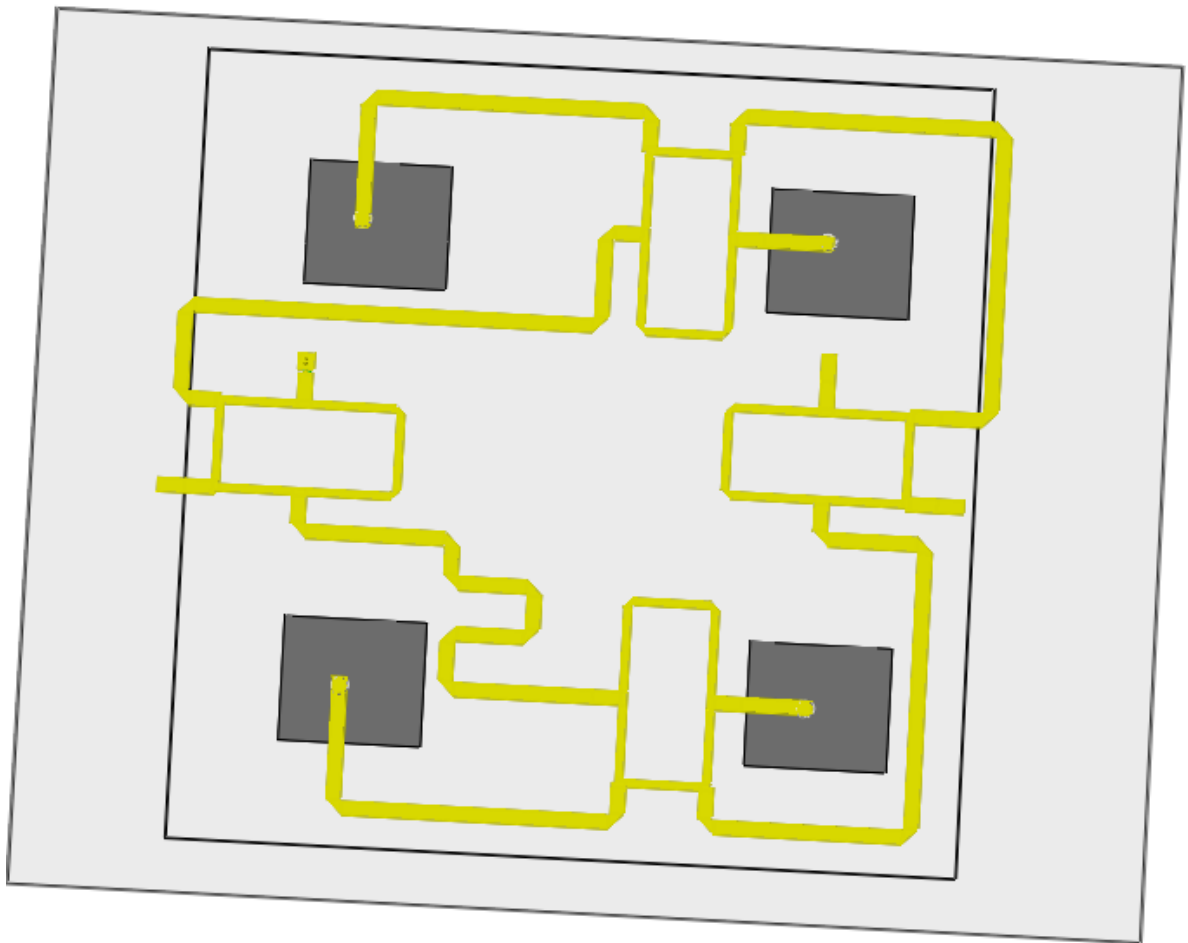
**Figura 5.31 Visualización en 2D de la Red Comparadora Monopulso junto con la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas**

Como vemos, durante la realización del diseño de la red comparadora monopulso, hemos tenido que aumentar el tamaño del substrato de la red comparadora monopulso, sin embargo, esto no afecta a los resultados obtenidos en la agrupación de antenas, ya que se encuentran a distintos niveles.





**Figura 5.32.1 Visualización 3D de la Red Comparadora Monopulso junto con la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas. Visualización de la Agrupación de Antenas en 3D.**



**Figura 5.32.2 Visualización 3D de la Red Comparadora Monopulso junto con la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas. Visualización de la Red Comparadora Monopulso en 3D.**

**Figura 5.32 Visualización 3D de la Red Comparadora Monopulso junto con la Agrupación de 4 Antenas de Parche Cuadradas**

Una vez finalizado el diseño de esta red comparadora monopulso, vamos a ver otras posibles redes comparadoras monopulso:

## **6. Otras Redes Comparadoras Monopulso**

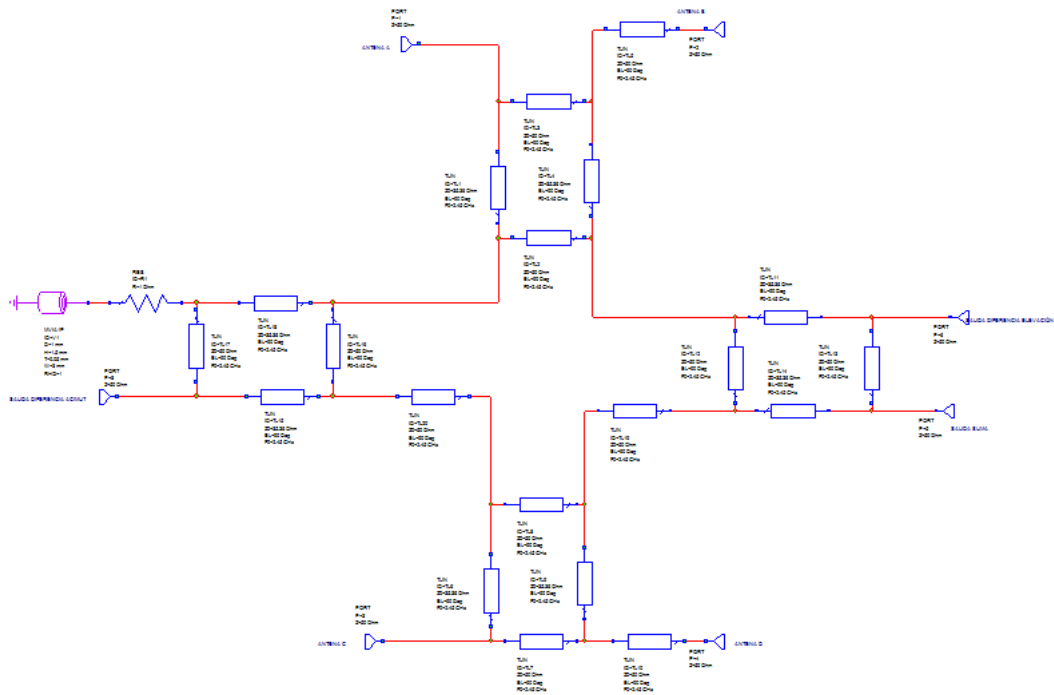
Como bien es sabido, hay muchos tipos de diseño de redes comparadoras monopulso, las cuales utilizan otros circuitos diferentes así como otras configuraciones diferentes y otras conexiones entre subcircuitos.

En este apartado vamos a estudiar y a plantear el diseño de otras 2 redes comparadoras monopulso alternativas que también pueden tener una respuesta igual que nuestro circuito tal y como lo hemos diseñado. Sin embargo, vamos a hacer el estudio ideal de los mismos en este proyecto.

## 6.1 Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso

Para nuestro caso hemos utilizado un híbrido de  $180^\circ$ , sin embargo, como vamos a ver en esta alternativa y en la siguiente, podemos utilizar híbridos de  $90^\circ$  para realizar la misma función que nosotros deseamos.

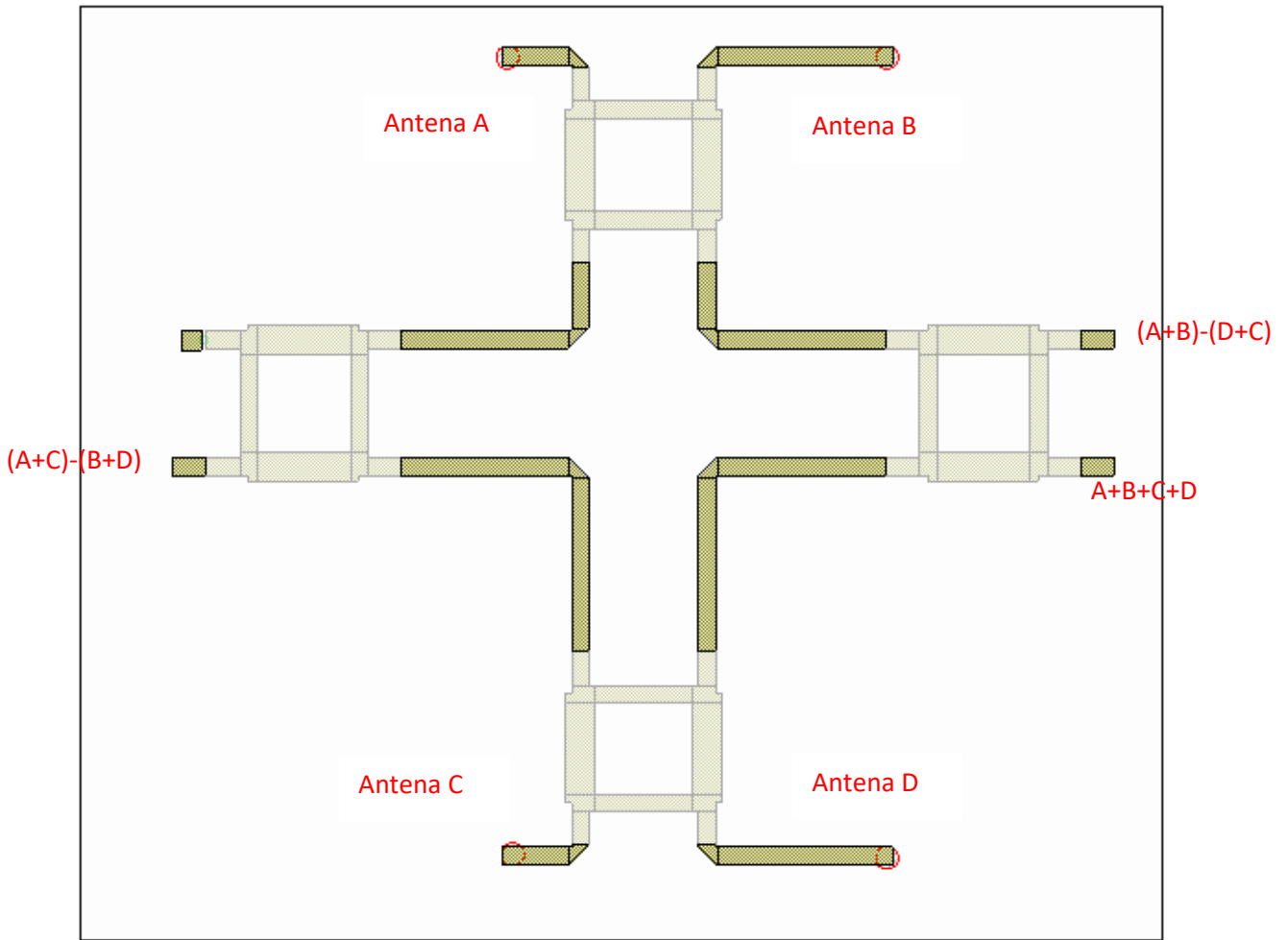
El esquemático ideal de la red comparadora monopulso es el siguiente:



**Figura 6.1 Esquemático de la Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de  $90^\circ$**

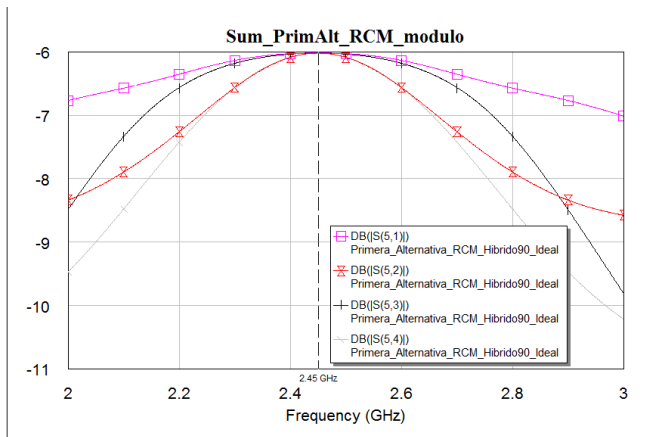
Como vemos, introducimos un desfase de  $90^\circ$  tanto en la conexión de B con su subcircuito como en la conexión de D con su subcircuito. También introducimos otros dos desfases de  $90^\circ$  entre las conexiones del subcircuito de abajo con los subcircuitos de los lados de la figura.

Vamos a observar cómo se verían las líneas microstrip si realizáramos este conjunto, pero solo observaremos los resultados ideales.

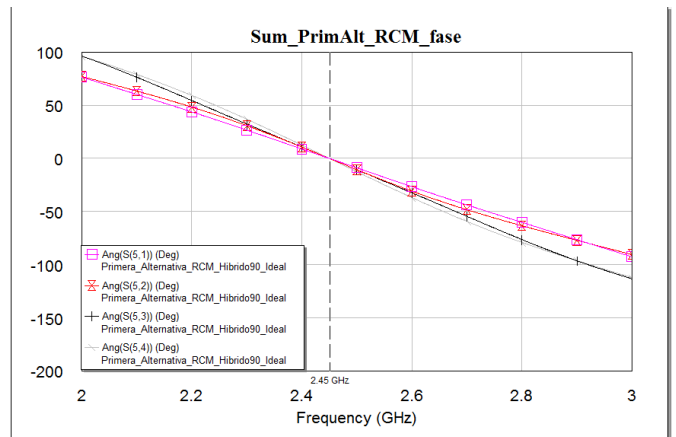


**Figura 6.2 Layout 2D de la Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

Para saber si esta primera alternativa puede funcionar correctamente, vamos a observar sus parámetros S como lo hemos hecho para nuestra red comparadora monopulso. Sin embargo, vamos a hacer solamente el estudio de los parámetros ideales.



**Figura 6.3.1. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Módulo)**



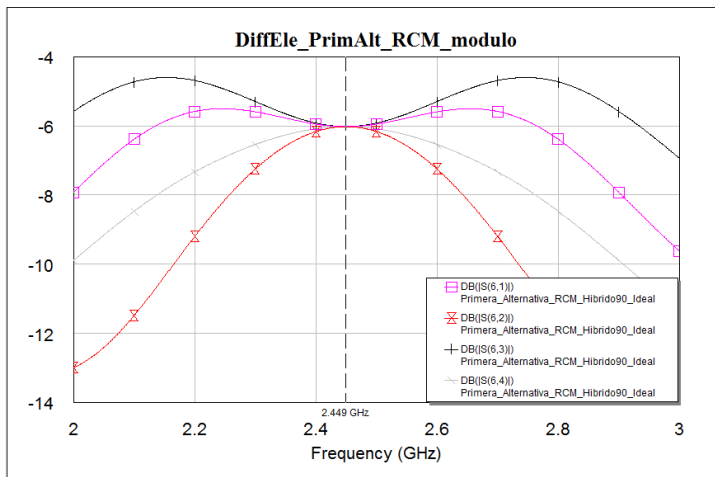
**Figura 6.3.2. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 6.3 Parámetros S de la Salida Suma de la Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

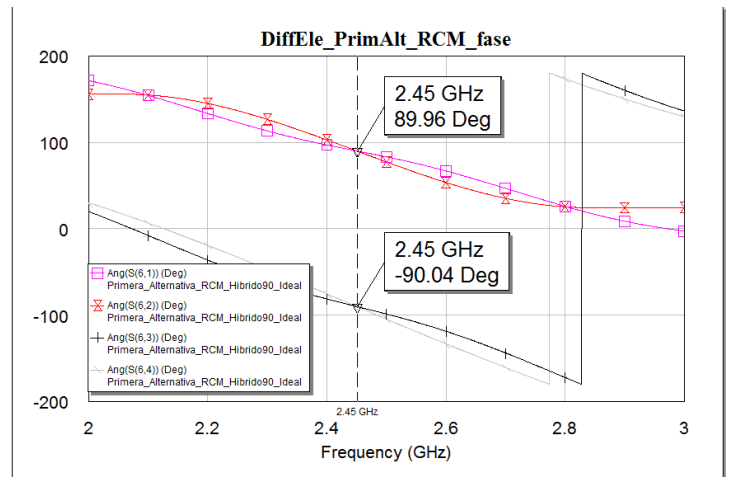
Como vemos, el nivel de señal que nos llega a la salida suma de nuestra red comparadora monopoluso, en este caso ideal, es de -6dB que es debido a haber atravesado dos circuitos híbridos de 90° tipo “Branch-Line”, por lo que este nivel es el esperado.

Por otro lado, tenemos la fase. Como se puede apreciar perfectamente, todas las señales que nos llegan a esta salida se encuentran con la misma fase, por lo que se sumarán correctamente.

Vamos a ver, como siempre, la diferencia en elevación y en acimut:



**Figura 6.4.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Módulo)**

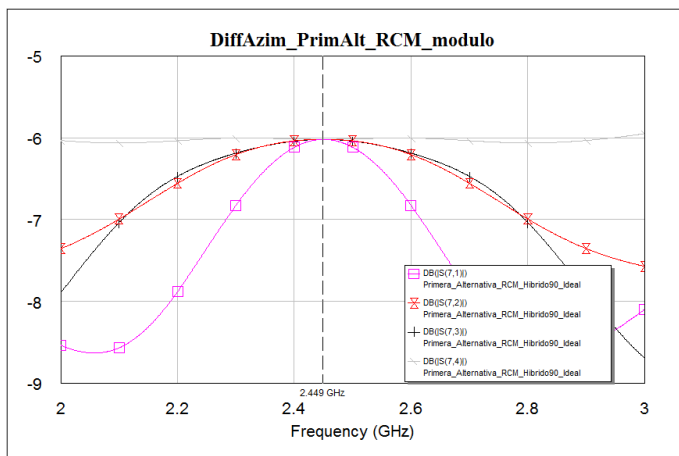


**Figura 6.4.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Fase)**

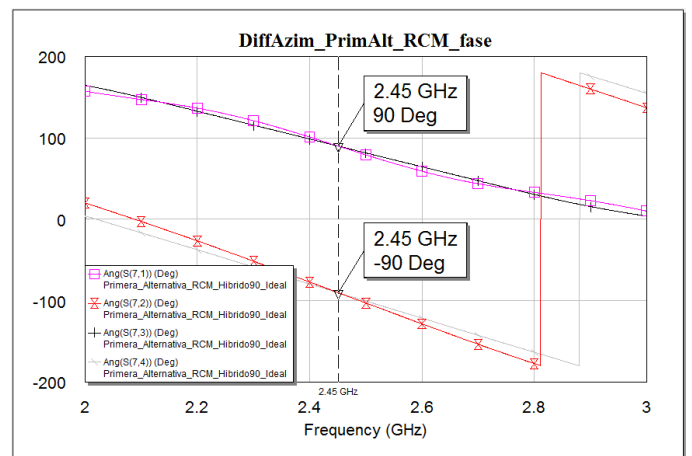
**Figura 6.4 Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

Como vemos, del módulo ocurre lo mismo que en el caso anterior, al ser un caso ideal y atravesar dos circuitos el nivel de señal que nos llega es de -6dB.

Sin embargo, la fase ahora nos llega desfasada de dos a dos antenas. Las señales de las antenas A y B, que se encuentran en fase, llegan desfasadas 180° con respecto a las señales de las antenas C y D, a su vez en fase. Esto es, las señales llegan en contrafase dos a dos y, por tanto, se realiza la diferencia en elevación correctamente.



**Figura 6.5.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Módulo)**



**Figura 6.5.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 6.5 Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Primera Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

Nuevamente el módulo de nuestras señales es de  $-6\text{dB}$  ya que atraviesan cada una dos circuitos híbridos de  $90^\circ$ .

Por otra parte, las fases ahora se encuentran de la siguiente manera: las fases de las antenas A y C en fase, al igual que las antenas B y D y, entre ellas, desfasadas en  $180^\circ$ , es decir, en contrafase, por lo que en esta salida se realizará la diferencia en acimut tal y como esperábamos.

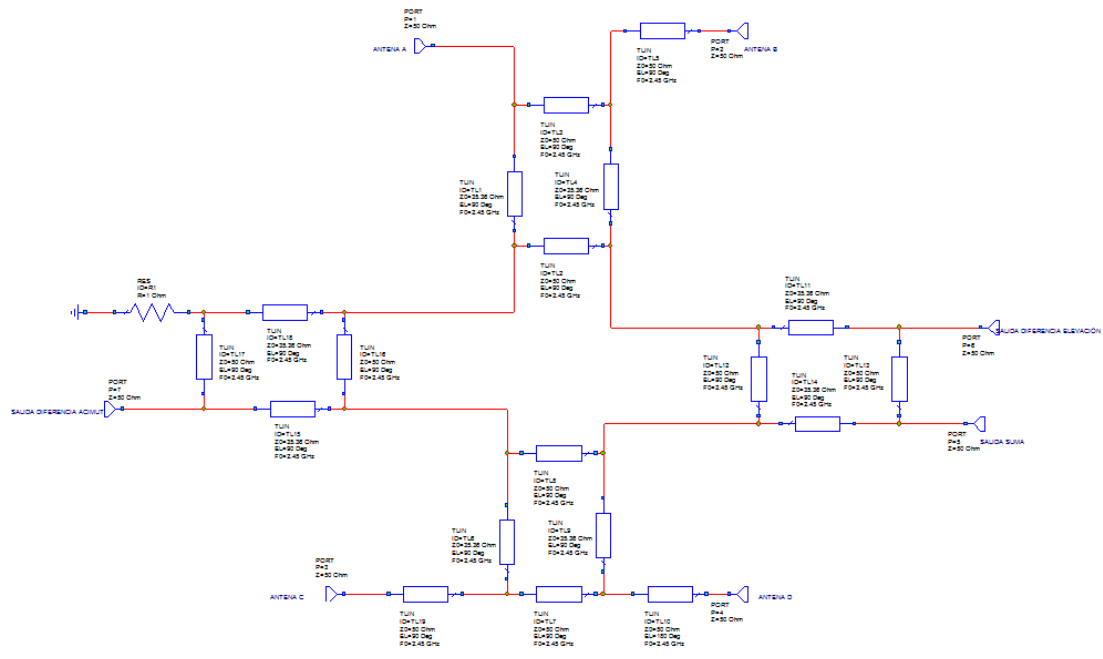
Por tanto, se puede ver cómo podríamos utilizar un diseño con este tipo de red comparadora monopulso que realice la misma función que la red comparadora que hemos diseñado nosotros.

A continuación, vamos a ver una segunda alternativa de red comparadora monopulso:

## 6.2 Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso

Para esta segunda alternativa, también hemos usado un híbrido de tipo “Branch-Line” que es un híbrido de  $90^\circ$ , pero con una disposición distinta al caso anterior:

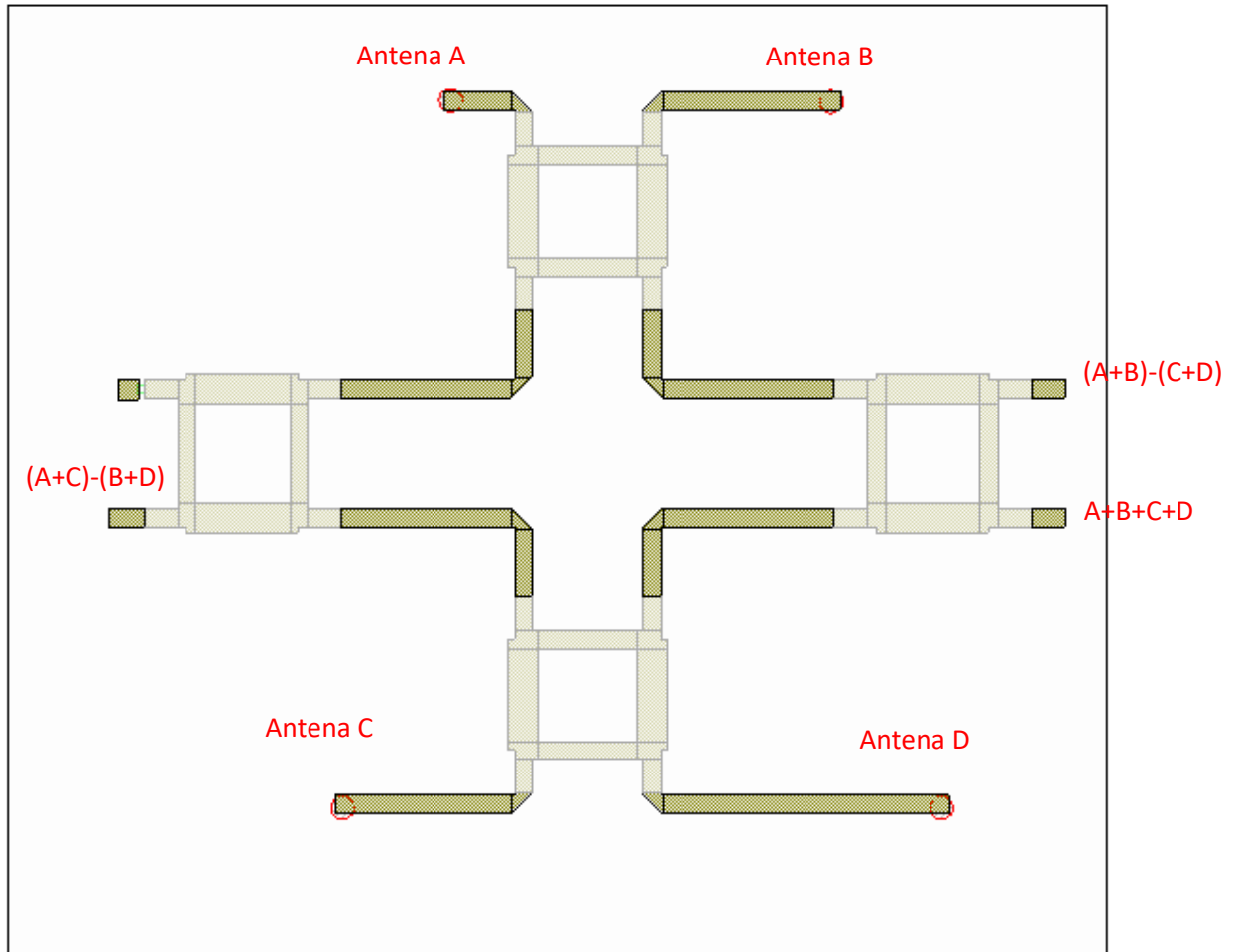
El esquemático ideal de esta segunda alternativa es:



**Figura 6.6 Esquemático de la Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de  $90^\circ$**

Como vemos, es un diseño parecido al caso anterior pero ahora no desfasamos entre las conexiones de los circuitos, sino que introducimos un desfase de  $90^\circ$  en la conexión de la antena C con su subcircuito “Branch-Line” y aumentamos el desfase que introducíamos con la antena D, que era de  $90^\circ$ , a  $180^\circ$ .

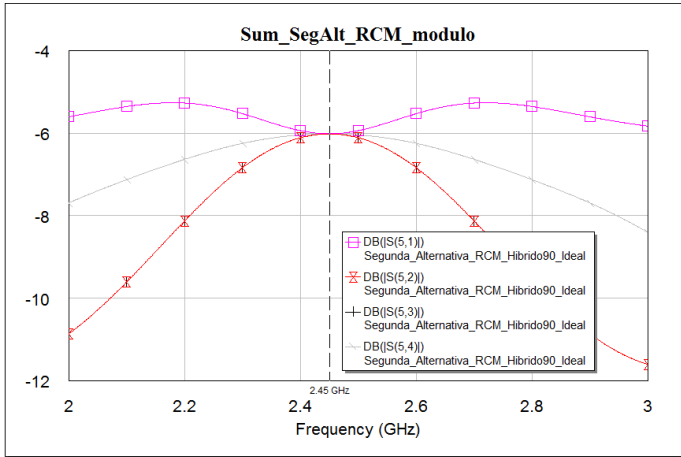
Vamos a ver el layout en 2D del esquemático anterior:



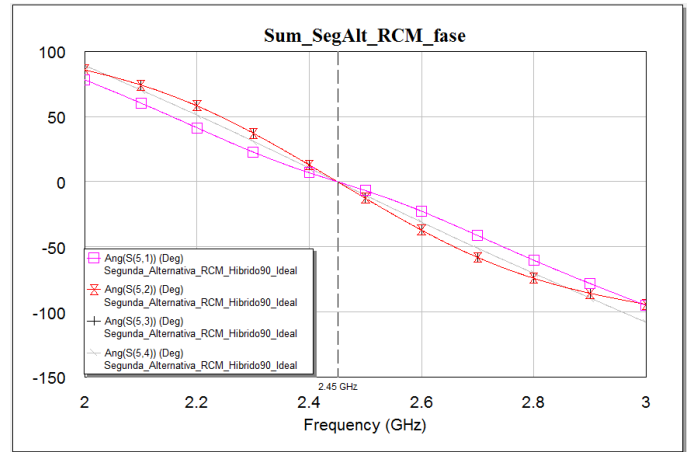
**Figura 6.7 Layout 2D de la Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

Se puede observar ahora que la unión entre subcircuitos es perfectamente simétrica ya que no introduce ningún desfase adicional, por lo que solucionaría bastante la dificultad que hemos tenido en nuestro diseño con el híbrido de 180° de que todas las líneas que conectan los subcircuitos tengan la misma distancia.

Para finalizar, vamos a realizar el estudio de los parámetros S ideales de esta configuración, para comprobar si realiza la misma función que nuestra red comparadora monopulso:



**Figura 6.8.1. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Módulo)**



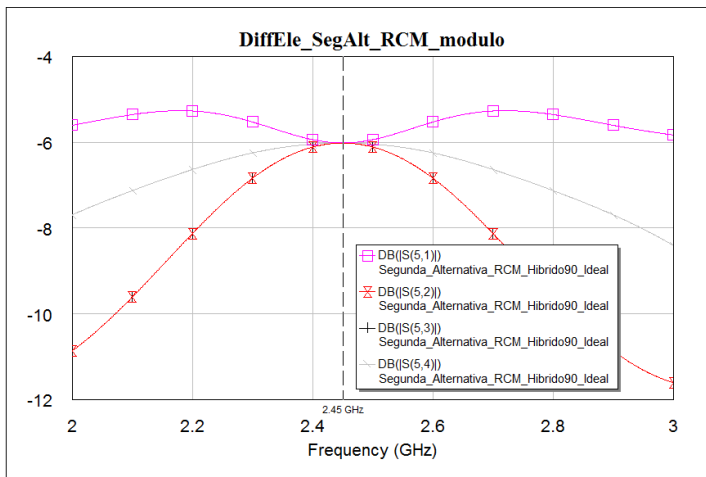
**Figura 6.8.2. Parámetros S de la Salida Suma de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 6.8 Parámetros S de la Salida Suma de la Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

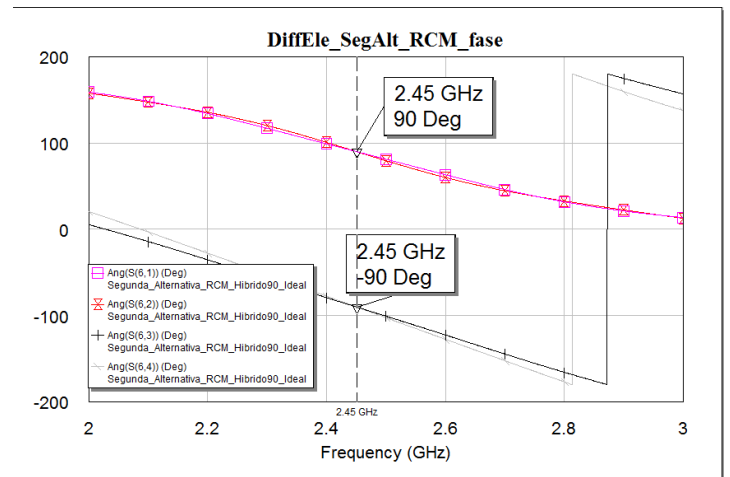
Nuevamente, el módulo de las señales que nos llegan a esta salida suma de todas las señales de la red comparadora monopulso es de -6dB, ya que atraviesan 2 circuitos híbridos “Branch-Line” con lo cual es el valor que esperábamos.

Con la fase vemos que llegan todas con la misma fase, por tanto, las señales que lleguen a esta salida se sumarán correctamente, tal y como se esperaba. Por tanto, esta salida es correcta.

Finalmente vamos a observar los parámetros de la diferencia en elevación y en acimut:



**Figura 6.9.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Módulo)**



**Figura 6.9.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Red Comparadora (Fase)**

**Figura 6.9 Parámetros S de la Salida Diferencia en Elevación de la Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°**

En cuanto al módulo ocurre lo mismo que en el caso anterior, es decir, como recorre dos subcircuitos el módulo de las señales que nos llegan es de -6dB, que es un valor esperado.

Por otro lado, vemos como la fase se encuentra nuevamente desfasada de dos a dos antenas. Las antenas A y B (en fase) se encuentran desfasadas 180° con las antenas C y D (en fase), es decir, se encuentran en contrafase. Por lo tanto, cuando lleguen las señales a esta salida se restarán en elevación unas con otras.



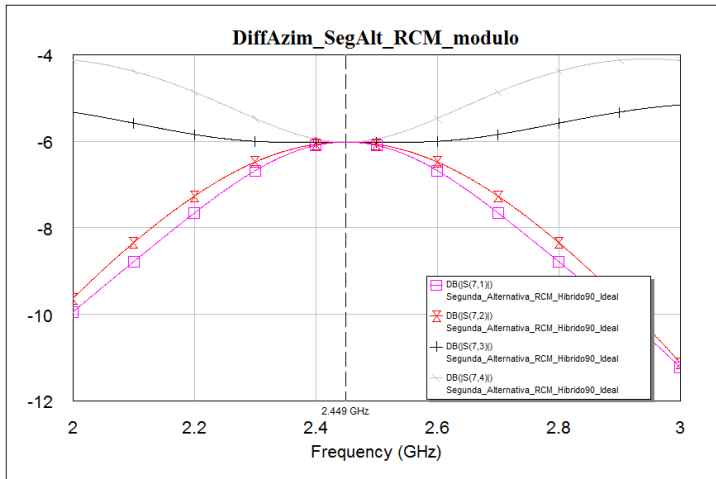


Figura 6.10.1. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Módulo)

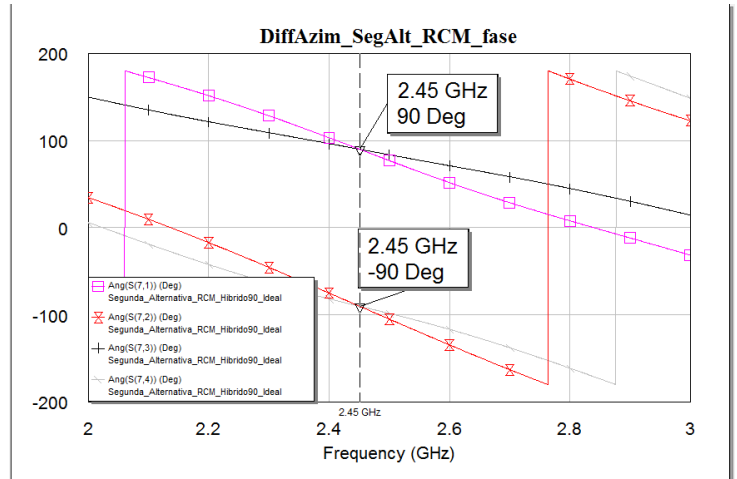


Figura 6.10.2. Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Red Comparadora (Fase)

Figura 6.10 Parámetros S de la Salida Diferencia en Acimut de la Segunda Alternativa de Red Comparadora Monopulso con Híbrido de 90°

En cuanto al módulo ocurre lo mismo que en el caso anterior, es decir, como recorre dos subcircuitos el módulo de las señales que nos llegan es de -6dB, que es un valor esperado.

Por otro lado, vemos como la fase se encuentra nuevamente desfasada de dos a dos antenas. Las antenas A y C (en fase) se encuentran desfasadas 180° con las antenas B y D (en fase), es decir, se encuentran en contrafase. Por lo tanto, cuando lleguen las señales a esta salida se restarán en acimut unas con otras.

Por tanto, vemos como esta segunda alternativa, también es viable a la hora de realizar la misma función que la red comparadora monopulso que nosotros hemos diseñado en este proyecto.

### 6.3 Conclusiones

Una vez hemos visto la red comparadora diseñada en este proyecto y sus dos alternativas, vamos a hacer una valoración de todas ellas.

Todas las redes comparadoras monopulso que se hallan en este proyecto realizan la misma función, al menos en principio. Sin embargo, la más sencilla de todas ellas parece la segunda alternativa a nuestra red comparadora monopulso, ya que esta no introduce desfases entre las conexiones de subcircuitos híbridos de 90°. Por tanto, no hemos de introducir meandros entre las conexiones de los circuitos que podrían llegar a producir acoplamientos de señales no deseados.

Estos desfases, por su parte, se introducen en las conexiones de las antenas con la red comparadora monopulso, donde se pueden realizar fácilmente los meandros sin temer a que se produzcan acoplamientos.

## 7. Líneas Futuras

Hay muchas líneas futuras para este proyecto. Una de las líneas futuras más próximas puede ser la fabricación física (en vez de una simulación) de la agrupación de antenas, así como su

posterior medida con un analizador de redes vectorial, el cual mediría los parámetros S relacionados con la antena, tal y como hemos hecho nosotros a lo largo de todo nuestro proyecto. A su vez, se realizaría también la fabricación y medida de la red comparadora monopulso diseñada en estos apartados anteriores y se comprobaría que su funcionamiento es correcto en conjunto con las antenas.

También mencionar que, de las otras dos redes comparadoras monopulso propuestas, también habría que realizar un diseño más profundo de las mismas, con sus medidas y mediciones de los parámetros en simulación. Como en el caso anterior, también se fabricarían físicamente para comprobar que funcionan correctamente.

Se podrá hacer también una comparación entre las distintas redes monopulso una vez se hayan diseñado por completo para comprobar cuál de las aquí vistas sería más adecuada a nuestro caso de estudio.

Otro tema importante es el ancho de banda de la agrupación de nuestra agrupación de antenas, ya que no se nos puede olvidar que trabajamos a frecuencias de WiFi y que estas varían en un rango de frecuencia. Por lo tanto, otra línea futura que aparece es la de diseñar la agrupación de antenas para que funcione bien en un determinado rango de frecuencias y no solamente en un punto.

Como línea futura lejana se podría colocar la agrupación de antenas en un foco de una antena parabólica para aumentar la directividad de la agrupación. Esto conlleva, a su vez, la optimización de la eficiencia de iluminación para evitar pérdidas adicionales.

## 8. Referencias

- [1] José Luis Gómez Tornero. “*Transparencias de Aplicaciones de las Microondas*”.
- [2] Massimo Del Prete, Diego Masotti, Nicola Arbizzani, and Alessandra Costanzo, 2013. “*Remotely Identify and Detect by a Compact Reader With Mono-Pulse Scanning Capabilities*”  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6384840&newsearch=true&queryText=remotely%20identify%20detect%20monopulse>
- [3] Pete Bevelacqua. “*Microstrip Antenna – Feeding Methods*” <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/patch3.php>
- [4] Hao Wang, Da-Gang Fang, Fellow, and X. G. Chen, 2006. “*A Compact Single Layer Monopulse Microstrip Antenna Array*”
- [5] H. Gharibi and F. H. Kashani, 2012. “*Design of a Wideband Monopulse Antenna using four conical helix antennas*”