

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Máster

**DISEÑO DE ANTENA DE PARCHE MONOPULSO A 2.45 GHZ**



AUTOR: José Antonio García Muñoz

DIRECTOR: José Luis Gómez Tornero

Abril / 2018

## Índice

<b>1. Introducción.....</b>	<b>- 2 -</b>
<b>1.1 Resumen.....</b>	<b>- 2 -</b>
<b>1.2 Objetivos.....</b>	<b>- 6 -</b>
<b>2. Herramientas Software.....</b>	<b>- 6 -</b>
<b>2.1 Ansys HFSS.....</b>	<b>- 6 -</b>
<b>2.2 AWR Microwave Office.....</b>	<b>- 7 -</b>
<b>2.3 MATLAB.....</b>	<b>- 7 -</b>
<b>3. Diseño de la Antena de Parche Cuadrada.....</b>	<b>- 7 -</b>
<b>3.1 Esquema de la antena.....</b>	<b>- 8 -</b>
<b>3.2 Parámetros S.....</b>	<b>- 11 -</b>
<b>4. Agrupación de Antenas.....</b>	<b>- 18 -</b>
<b>4.1 Agrupación sobre el Plano H.....</b>	<b>- 20 -</b>
<b>4.1.1 Parámetros S.....</b>	<b>- 21 -</b>
<b>4.1.2 Diagramas de Radiación.....</b>	<b>- 22 -</b>
<b>Tabla 4.1 Tabla Resumen Agrupación de Antenas sobre el Plano H.....</b>	<b>- 29 -</b>
<b>4.1.3 Relación entre la Suma y la Resta de la Agrupación de dos Antenas.....</b>	<b>- 29 -</b>
<b>4.2 Agrupación de dos Antenas con Tilt Mecánico.....</b>	<b>- 30 -</b>
<b>4.2.1 Parámetros S.....</b>	<b>- 31 -</b>
<b>4.2.2 Diagramas de Radiación de la Agrupación con Split.....</b>	<b>- 32 -</b>
<b>Tabla 4.3 Tabla Resumen Antenas con Tilt Mecánico.....</b>	<b>- 43 -</b>
<b>4.3 Agrupación de Dos Antenas con Red Comparadora Monopulso.....</b>	<b>- 45 -</b>
<b>4.3.1 Esquemático del Híbrido de 90°.....</b>	<b>- 46 -</b>
<b>4.3.2 Diseño Red Comparadora Monopulso (Sin Antenas).....</b>	<b>- 47 -</b>
<b>4.3.3 Red Comparadora Monopulso Completa con 2 Antenas de Parche.....</b>	<b>- 51 -</b>
<b>Tabla 4.7 Tabla Resumen Red Comparadora Monopulso con Antenas.....</b>	<b>- 58 -</b>
<b>5. Comparativa de las Funciones Monopulso Obtenidas con Anterioridad.....</b>	<b>- 59 -</b>
<b>6. Líneas Futuras.....</b>	<b>- 64 -</b>
<b>6.1 Fabricación y Medición en un Entorno Real.....</b>	<b>- 64 -</b>
<b>6.2 Aplicación para DoA en Interiores (Indoors).....</b>	<b>- 65 -</b>
<b>6.3 Aplicación para DoA en Exteriores (Outdoors).....</b>	<b>- 66 -</b>
<b>6.4 Caracterizar y Cuantificar el Efecto de Multipath en Indoor.....</b>	<b>- 66 -</b>
<b>6.5 Aplicación de la Antena en un Sistema de Localización en Tiempo Real de Dispositivos Wi-Fi 2.4GHz.....</b>	<b>- 67 -</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>- 69 -</b>

# 1. Introducción

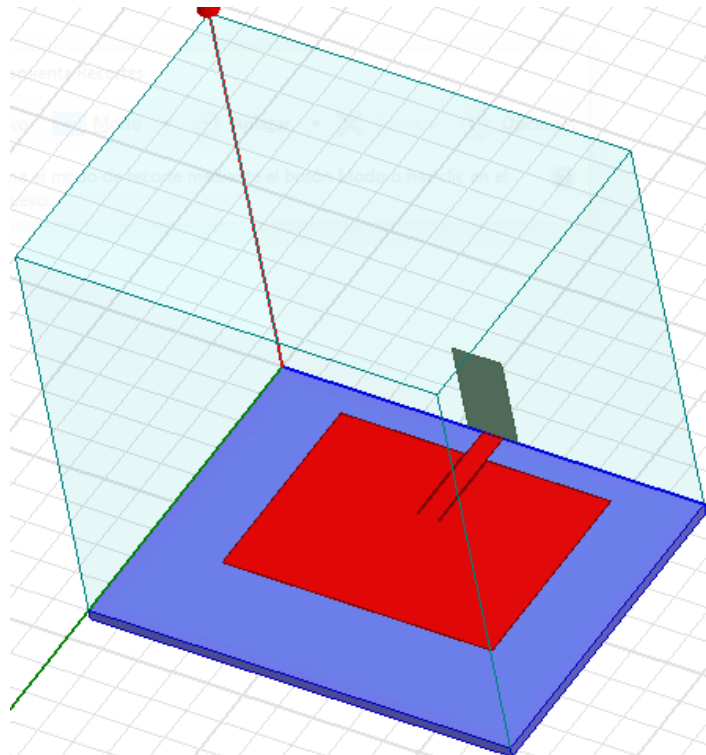
## 1.1 Resumen

Las comunicaciones inalámbricas se han vuelto muy populares hoy en día. Por tanto, los sistemas de comunicación inalámbricos se han convertido en un área importante de investigación tanto en institutos académicos e industriales. Las antenas de parche en tecnología microstrip tienen un peso bajo, son sencillas de fabricar y tienen un coste bajo. Las antenas de parche en tecnología microstrip se diseñan para las comunicaciones Wi-Fi, las cuales operan en la banda de 2.4GHz.

En este proyecto hemos realizado el diseño de una antena de parche para usarla en esta banda de frecuencias. Concretamente, la hemos preparado para que actúe en la mitad de esta banda (a unos 2.45GHz), ya que, de esta manera, puede operar prácticamente en todo el ancho de la banda de Wi-Fi.

Para ello, hemos utilizado un sustrato de un material conocido como FR4. Dicho material es barato y se adapta correctamente a las necesidades requeridas por el proyecto. Como desventaja, consta de grandes pérdidas, lo que se traducirá en que, en las simulaciones, no salgan los resultados ideales (ni tampoco se encuentren muy próximos).

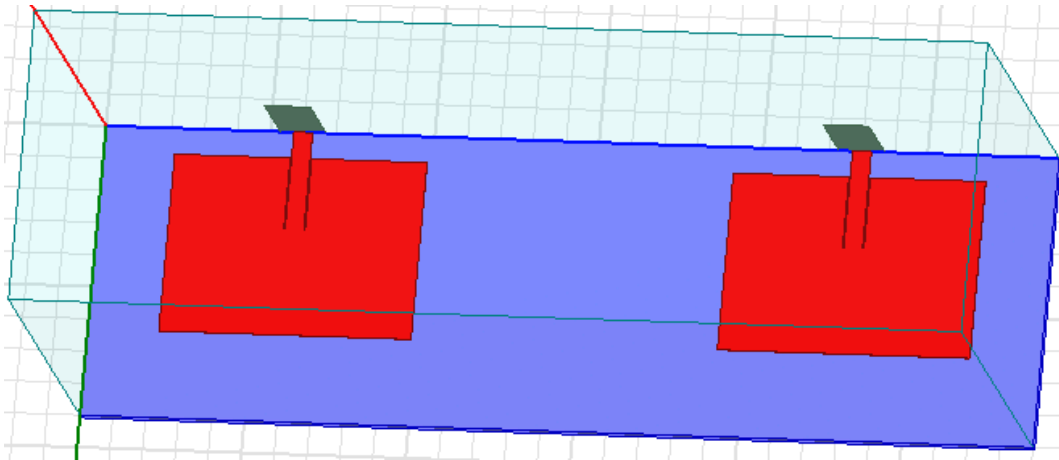
En la siguiente figura, podemos observar cómo van a ser nuestras antenas de parche. Estas antenas estarán adaptadas a la frecuencia de 2.45GHz para que no produzcan reflexiones a dicha frecuencia (en la medida de lo posible).



**Figura 1.1 Esquemático de la Antena de Parche**

Formaremos un array 2x1 utilizando las antenas anteriormente descritas para crear un array compacto de un solo nivel para la aplicación de un radar monopulso. La tecnología

microstrip nos permite que tanto el array de antenas como la red comparadora monopulso se encuentren en el mismo nivel, lo que resulta en una estructura muy compacta. También se encuentra en el mismo nivel la alimentación del conjunto.



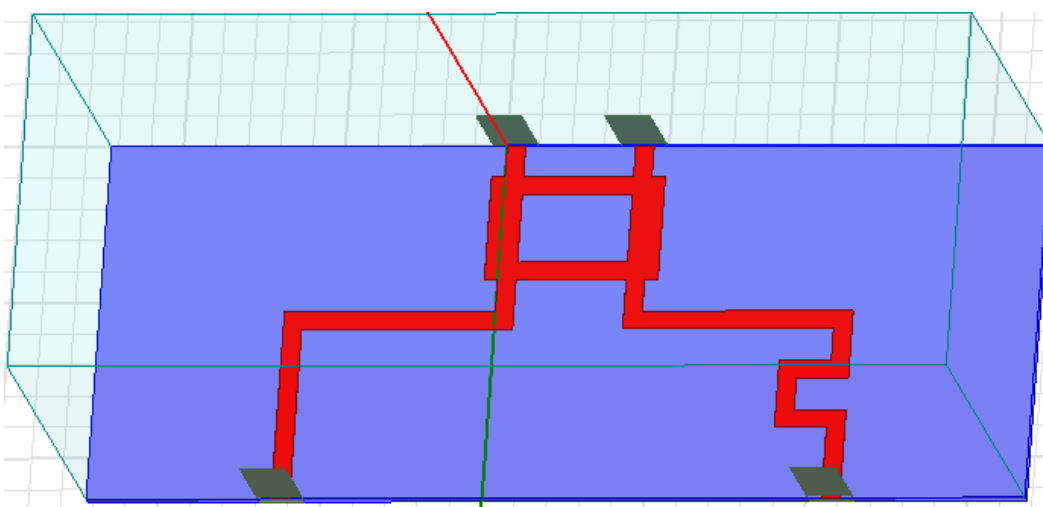
**Figura 1.2 Esquemático de Agrupación de Dos Antenas sobre Plano H**

Estas redes comparadoras monopulso se utilizan para estimar desde dónde estamos recibiendo señal. En nuestro caso, sólo vamos a poder distinguir si la señal nos viene desde dos direcciones (derecha e izquierda), pues únicamente vamos a utilizar un array que consta de dos antenas.

También utilizamos dicha red monopulso como red de alimentación de nuestras antenas. De esta manera, conseguimos que el conjunto nos dé información adicional, tal y como ya hemos mencionado anteriormente.

Como ya hemos comentado antes, el rango de funcionamiento que queremos para nuestras antenas se encuentra en la banda de frecuencias de Wi-Fi, por tanto, también hemos de adaptar esta red comparadora monopulso a dicha banda, para que tenga la menor cantidad de pérdidas y se encuentre lo suficientemente adaptada a la misma frecuencia de funcionamiento de las antenas.

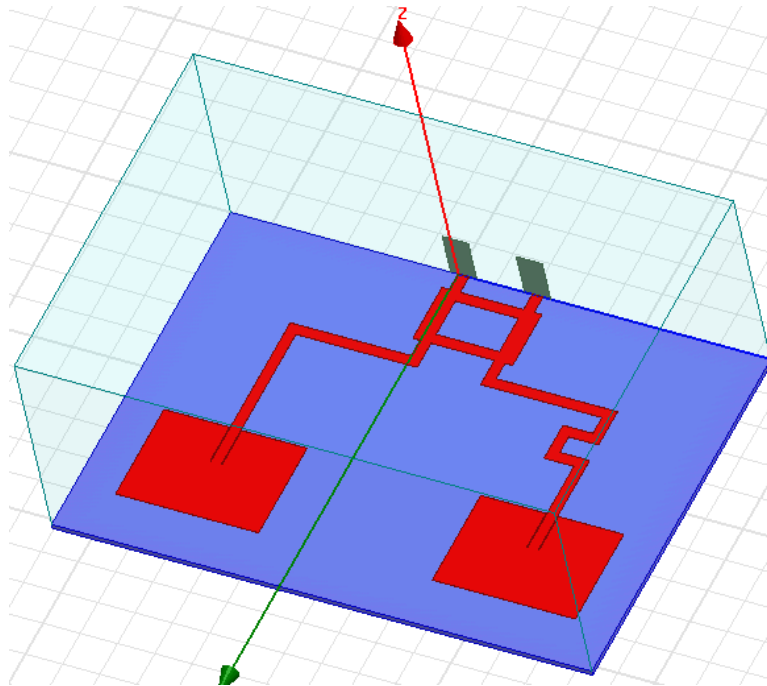
Esta será la red comparadora utilizada para el array mostrado anteriormente:



**Figura 1.3 Esquemático de la Red Comparadora Monopulso (Sin Antenas)**

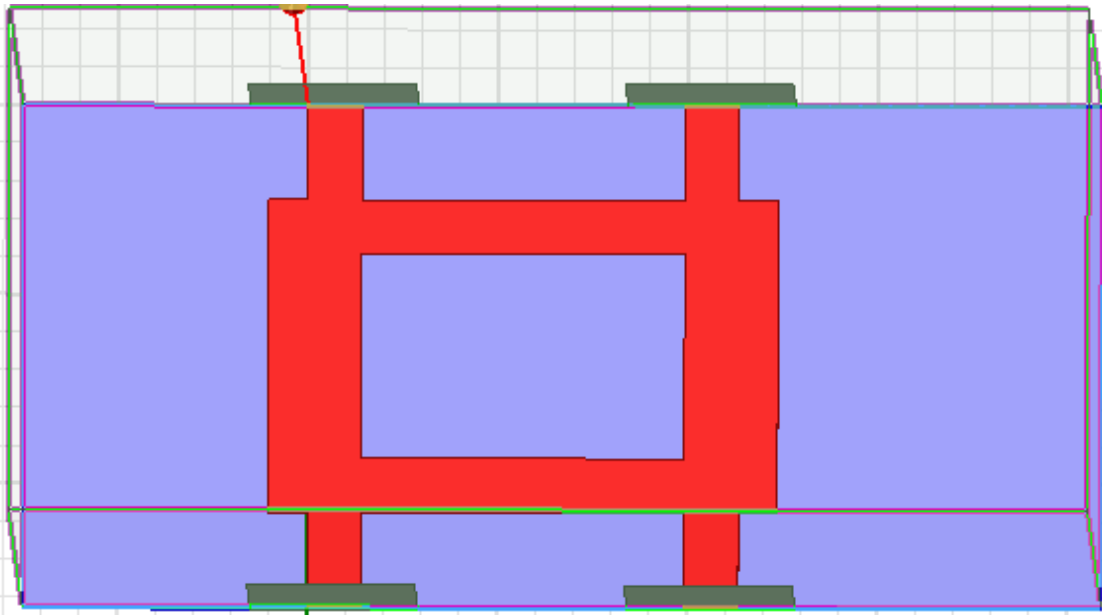
Con esta red comparadora monopulso obtendremos las señales suma y resta de nuestras antenas en las salidas del híbrido de 90°. Hallando la relación entre la resta y la suma de las señales de nuestras antenas obtendremos el campo de visión (Field of View [FoV]), que es el intervalo de ángulos en el cual podemos distinguir con seguridad desde qué ángulo estamos recibiendo señal.

Combinando esta red comparadora monopulso conjuntamente con el diseño de nuestras dos antenas, conseguimos la red comparadora monopulso que vamos a diseñar. Esta combinación resultante es la mostrada a continuación:



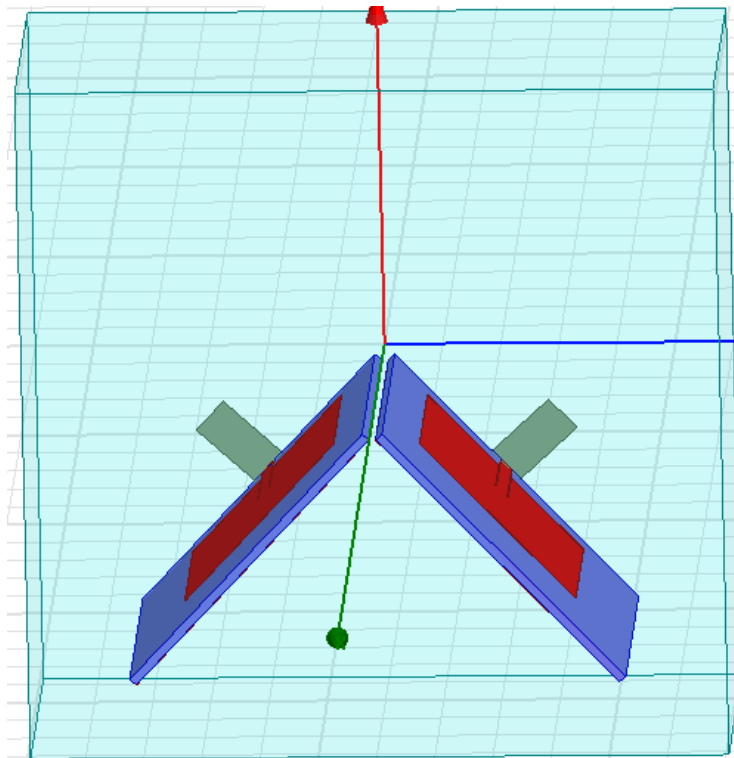
**Figura 1.4 Esquemático de la Red Comparadora Monopulso (Con Antenas)**

El corazón de la red comparadora monopulso, es decir, el sistema que hace que el conjunto funcione como debe, es el híbrido de 90° o Branch-Line. Este sistema es crucial para el funcionamiento de la red comparadora.



**Figura 1.5 Esquemático del Híbrido de 90° o "Branch-Line"**

Para conseguir hallar el campo de visión de manera práctica pero únicamente con dos antenas, vamos a realizar la siguiente configuración de nuestras antenas de parche:



**Figura 1.6 Esquemático de la Agrupación de Dos Antenas con "Tilt" Mecánico**

A esta configuración la denominamos "tilt mecánico", ya que conseguimos la diferencia de caminos entre las señales que llegan a las antenas inclinándolas manualmente, pero manteniendo la simetría entre ellas.

De esta manera, conseguimos que, mediante la suma y la resta de las señales de las antenas, nos proporcionen los mismos datos que conseguimos con la red comparadora monopulso completa con nuestras dos antenas colocadas en su sitio.

Necesitamos inclinar nuestras antenas debido a que no podemos lograr una diferencia de fases de  $180^\circ$  entre la señales de nuestras antenas si éstas se encuentran en el mismo plano. Por tanto, con esta inclinación, lo que conseguimos es que se produzca un nulo en el centro del conjunto cuando realizamos la resta de las señales que proporcionan ambas antenas.

## 1.2 Objetivos

Los objetivos de este proyecto son:

- Comparar la directividad en  $\phi$  de nuestras agrupaciones con las ganancias en  $\phi$  de las mismas. Estas medidas se realizan sobre el plano H de cada uno de los conjuntos a realizar.
- Comparar la directividad en  $\theta$  de nuestras agrupaciones con las ganancias en  $\theta$  de las mismas. Estas medidas se realizan sobre el plano E de cada uno de los conjuntos a realizar.
- Realizar el estudio del FoV (Field of View o Campo de Visión) para cada una de las agrupaciones de antenas (doble antena sobre un mismo plano, doble antena con red comparadora monopulso y doble antena sobre planos inclinados).

## 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, HFSS será utilizado para realizar el corazón del mismo, es decir, para simular todos y cada uno de los componentes del conjunto de nuestras antenas con la red comparadora monopulso (desde las antenas, pasando por el array de antenas, hasta llegar al conjunto de la red comparadora monopulso con el array de antenas).

## 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 este proyecto, se ha utilizado Microwave Office para realizar el diseño del híbrido de 90°, aunque, para más precisión, posteriormente se ha simulado también en HFSS.

## 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

Una antena de parche (también conocida como antena microstrip rectangular) es un tipo de radio antena que se puede montar sobre una superficie plana. Dicha antena consiste en una hoja rectangular o “parche” montada sobre una hoja de metal más grande llamada plano de tierra. En medio de las dos hojas de metal, nos encontramos con un material dieléctrico con una permitividad y un grosor concreto. A este material se le conoce como sustrato.

El funcionamiento de esta antena consiste en que se comporta como una pieza resonante de línea de transmisión microstrip con una longitud igual a la mitad de la longitud de onda de funcionamiento de nuestro sistema.

La radiación de la antena surge de las discontinuidades que tiene el parche en cada borde, truncando la línea de transmisión microstrip. Esta radiación hace que la antena se comporte como si sus dimensiones eléctricas fueran mayores que las físicas, por lo que, para hacer que la antena resuene, la longitud de dicha línea de transmisión debe ser ligeramente menor que la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de utilización.



Este tipo de antenas son principalmente utilizadas a frecuencias de microondas, donde las longitudes de onda son lo suficientemente cortas y, por tanto, también lo son los parches que conforman las antenas. Además, son ampliamente utilizadas en dispositivos portables debido a su facilidad de fabricación.

En el caso que nos ocupa, fijaremos la frecuencia de funcionamiento en el centro de la banda de WiFi, es decir, a 2.45GHz. Como ya comentamos anteriormente, el substrato que utilizaremos será un FR4 que, aunque tenga una tangente de pérdidas alta, se ajusta a nuestras necesidades y no tiene un precio excesivo. Este substrato tiene una permitividad de  $\epsilon_r = 4.5$  y un grosor de 1.5mm. Como es un substrato barato, tiene una tangente de pérdidas que se aleja considerablemente del óptimo. Esta tangente de pérdidas es de  $\tan \delta = 0.02$ .

Con la frecuencia de trabajo que hemos seleccionado, conseguimos una longitud de onda en el vacío, a la 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, cuando añadimos el substrato, el cual tiene una permitividad que es mayor que la del aire, este nos proporciona una longitud de onda de trabajo efectiva que es de  $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{12.25 \text{ cm}}{\sqrt{4.5}} = 5.77 \text{ cm}$ .

Para que la antena resuene a la frecuencia requerida, la longitud eléctrica de nuestra antena debe de ser igual a la mitad de la longitud de onda de trabajo efectiva, es decir, igual a  $\lambda/2$  que equivale a  $L_{ef} = 2.89 \text{ cm}$ . Sabemos que la longitud eléctrica (o efectiva) de nuestra antena es mayor que la longitud física, cumpliendo la siguiente relación:  $L_{ef} = L + 2\Delta L$ . Esto quiere decir, por tanto, que la longitud física de nuestra antena será, tal y como era de esperar, algo menor que la  $L_{ef}$  que hemos calculado un poco más arriba.

Nuestra antena se encuentra alimentada a través de una corta línea microstrip, la cual no se une al parche justo en el borde, ya que esto produciría que la línea de alimentación no se encontrara adaptada con la antena, ya que la resistencia de la antena es mayor en los bordes. Para que esto no pase y ambos elementos estén adaptados a una resistencia igual a  $R = 50 \Omega$ , se realiza una incursión de la línea de alimentación microstrip hacia el interior de la antena (también llamado “inset”) hasta donde la resistencia de la antena sea la misma que la de la línea que alimenta al parche. Esto provocaría que la antena de parche se encontrara “adaptada”, es decir, se reducirían las reflexiones provocadas por la desadaptación del conjunto.

### 3.1 Esquema de la antena

Este es el esquema de la antena que hemos utilizado en nuestras simulaciones.

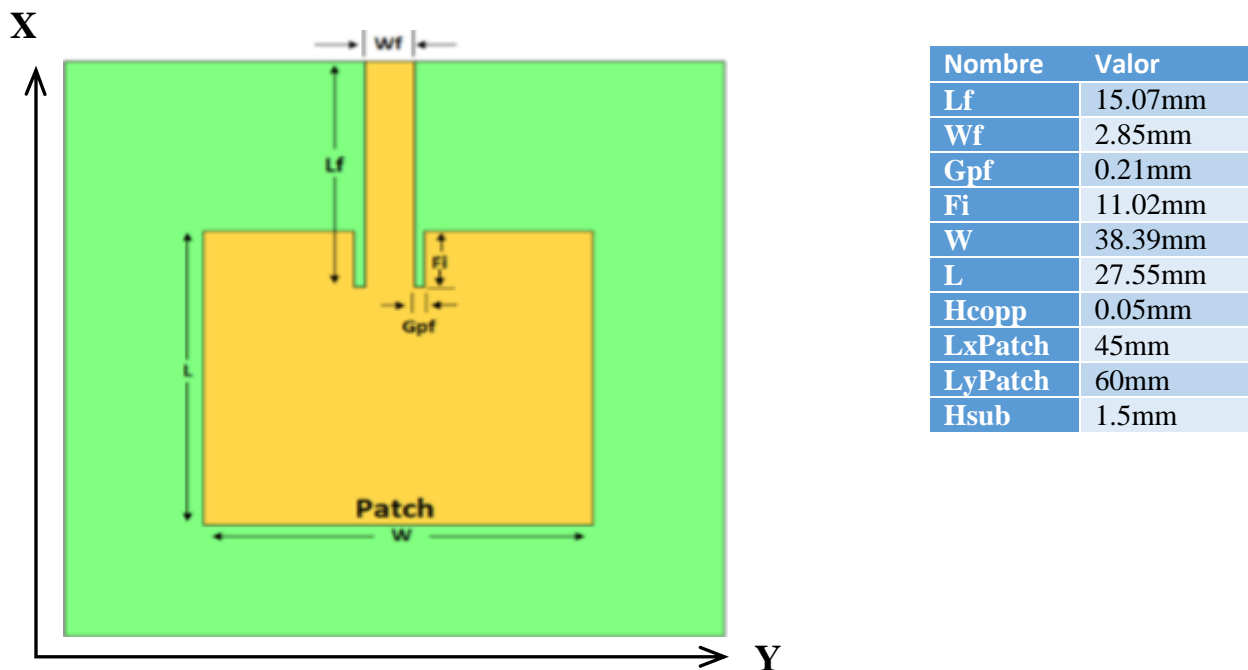


Figura 3.1 Esquemático de la Antena de Parche con Medidas

En la imagen de arriba tenemos el esquema con todas las variables que tenemos sobre nuestra antena. Unos parámetros dentro de los anteriores son lo que optimizan ciertos parámetros de nuestra antena y, además, seleccionan la frecuencia de funcionamiento del conjunto:

- **Wf:** Es la anchura de la línea que alimenta al parche. Esta medida es la que ajusta la resistencia de dicha línea a  $50 \Omega$ .
- **Lf:** Es la longitud de la línea de alimentación. Debe ser suficiente para introducirse en el parche, es decir, para realizar el “inset” y que este se encuentre adaptado.
- **Gpf:** Es la anchura del “gap” entre la línea de alimentación de la antena y el parche. Es necesaria para la realización del “inset”.
- **W:** Es la anchura del parche.
- **LxPatch:** Es la longitud del sustrato en la dirección del eje X, debe haber cierta separación entre el parche y el borde del sustrato.
- **LyPatch:** Es la longitud del sustrato en la dirección del eje Y. Ocurre igual que antes, es decir, debe hacer una cierta separación entre el parche y el borde del sustrato.
- **Hcopp:** Es el grosor de nuestra antena, que está hecha de cobre en nuestro caso de estudio.
- **Hsub:** Es el grosor del sustrato FR4.

Estos parámetros anteriores son los que se mantienen fijos en el diseño de nuestra antena, es decir, o bien están fijados por la empresa que fabricará nuestra antena o bien su variación prácticamente no afecta a los resultados de nuestras simulaciones.

Sin embargo, los dos parámetros restantes son los que más afectan a los resultados de las simulaciones. A estos valores se les denominan *variables de optimización*. Vamos a pasar a explicar lo que ocurre cuando estos valores son modificados:

- **L:** Es la longitud del parche. Es el parámetro que más afecta a la frecuencia de resonancia y, por tanto, de funcionamiento de nuestra antena. Cualquier pequeño cambio en este parámetro hace variar considerablemente la frecuencia de funcionamiento del conjunto. Si aumentamos el valor de este parámetro, la frecuencia de funcionamiento disminuye. Ocurre exactamente lo contrario si disminuimos el valor de la longitud.
- **F<sub>i</sub>:** Es la distancia que la línea de alimentación se introduce dentro del parche de la antena. Es el parámetro que optimiza la adaptación de la línea de alimentación con el parche. Por tanto, para reducir las reflexiones por desadaptaciones, este parámetro debe ajustarse correctamente.

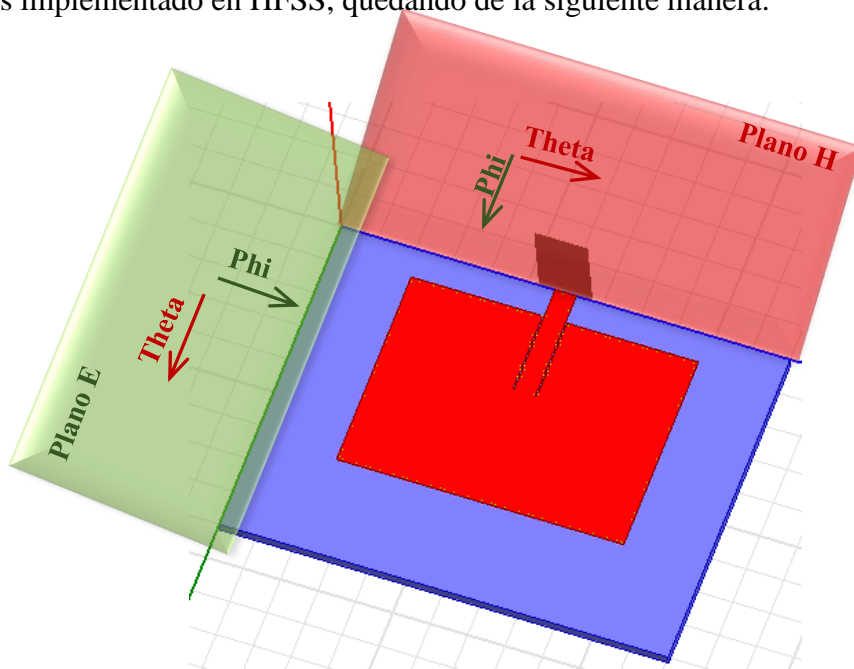
$$Z_{in}(F_i) = \cos^2\left(\frac{\pi F_i}{L}\right) Z_{in}(0) \quad (1)$$

Siendo:

- **Z<sub>in</sub>(F<sub>i</sub>)** la impedancia que veríamos para cada uno de los valores que le proporcionemos a la variable F<sub>i</sub>.
- **Z<sub>in</sub>(0)** la impedancia que veríamos si alimentáramos la antena justo por el borde.

Los valores que aparecen en la tabla 1 son los que hemos encontrado que nos proporcionan mejor adaptación y protección contra reflexiones, además de trabajar a la frecuencia de funcionamiento que habíamos seleccionado.

Una vez que hemos aclarado todos los parámetros que definen las dimensiones de nuestra antena de parche, vamos a pasar a definir los planos que nos han resultado una vez hemos implementado en HFSS, quedando de la siguiente manera:



**Figura 3.2 Definición de los Planos Sobre la Antena de Parche Cuadrada**

Una vez hemos definido correctamente los planos de nuestra antena y sus respectivas direcciones  $\theta$  y  $\varphi$  de cada uno de los planos, pasaremos a observar los parámetros S que caracterizan nuestra antena que, al ser únicamente un puerto, tendremos solamente un parámetro, el S<sub>11</sub>.

## 3.2 Parámetros S

Los parámetros S o parámetros de dispersión se usan para caracterizar un dispositivo lineal, de 1 o más puertos. Se realizan mediciones en diferentes condiciones y luego se calcula el conjunto de parámetros en relación con cada uno de los puertos involucrados. Estos parámetros se utilizan para describir completamente el comportamiento eléctrico del dispositivo o red (de cada uno de los puertos que tenga).

Los distintos parámetros de redes relacionan los voltajes y las corrientes en cada uno de los puertos y son las variables de la red de la cual estamos calculando dichos parámetros.

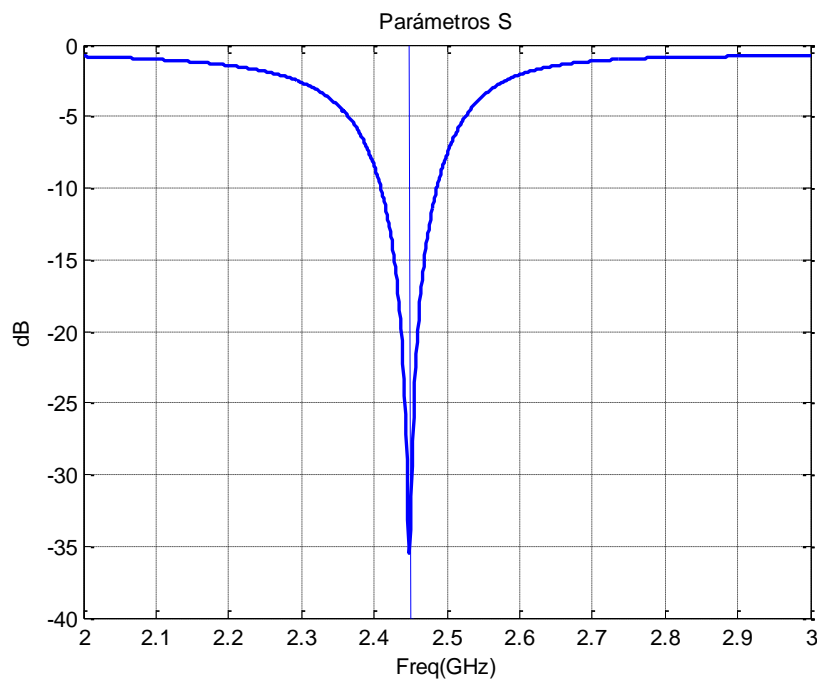
Además, los parámetros S o de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en un determinado rango de frecuencia. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibelios y fase.

Aunque se pueden aplicar a cualquier frecuencia, generalmente los parámetros S son usados para redes que funcionan en la banda de radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. Como norma general, en casos prácticos, los parámetros varían dependiendo de la frecuencia a la que se miden, por lo que debemos especificar tanto la frecuencia de medición de los parámetros como la impedancia característica del sistema.

En este contexto, dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

De ahora en adelante, en este proyecto, vamos a representar (para cada una de las simulaciones que veremos a continuación) los parámetros S correspondientes a cada una de las simulaciones.

Para empezar, vamos a ver el parámetro S que corresponde a una única antena de parche. Es solo un parámetro debido a que la antena solo tiene un puerto de entrada y ninguno de salida. Sin embargo, el “puerto de salida”, por así decirlo, de la antena es la radiación que se produce en los bordes del parche, transmitiendo la energía con la que se alimenta al entorno. Después de esto, vamos a analizar la gráfica:



**Figura 3.3 Parámetros S de la Antena de Parche**

Como se puede comprobar, donde se encuentra la línea vertical azul, que se corresponde con la frecuencia de funcionamiento a 2.45GHz, la adaptación es óptima y el valor de las reflexiones a esa frecuencia se puede considerar nulo, ya que se puede ver en la gráfica que dicho valor baja de los -30 dB. Este valor se correspondería con un coeficiente de reflexión cuyo valor es menor de  $\rho = 0,001$ .

Hay un cierto rango de frecuencias, desde 2.4GHz hasta 2.5GHz, donde las reflexiones son, aproximadamente menores a -10dB, es decir, a la décima parte de la potencia que se transmite a través de la línea de transmisión que alimenta la antena. Se podría decir que la antena es apta para transmitir en toda la banda de frecuencias de WiFi, que comprenden justo ese rango de frecuencias. Sin embargo, el parche está optimizado para la frecuencia intermedia de dicha banda.

Por otro lado, todas las frecuencias que no están comprendidas dentro de ese rango devuelven prácticamente la totalidad de la señal que recibe de la línea de transmisión que alimenta el conjunto. Esto se debe, precisamente, a que los parámetros S, en la práctica, dependen de la frecuencia.

Al tener un único puerto, y debido a la ley de la conservación de la energía, la cual dice que la cantidad total de energía de cualquier sistema físico aislado permanece invariable con el tiempo aunque puede transformarse en otra forma de energía, hemos de suponer que la energía que no se refleja a 2.45GHz debe haberse radiado al entorno, ya que no se devuelve a través de la línea de alimentación.

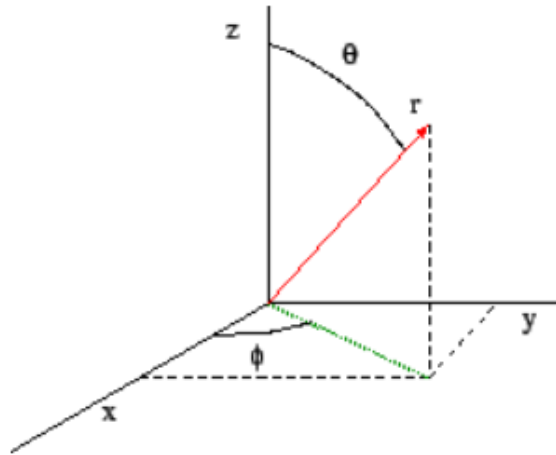
Por ese motivo, se confirma, con pruebas fehacientes, que la antena radia hacia el entorno la energía que recibe a la frecuencia de trabajo, tal y como habíamos supuesto, teóricamente, en el apartado 3.

Debido a este suceso, y para poder observar correctamente el comportamiento que tiene nuestra antena, vamos a observar los diagramas de radiación de la antena rectangular bajo estudio.

### 3.3 Diagramas de Radiación

El diagrama de radiación de una antena se define como la representación gráfica de las características de radiación en función de la dirección angular.

Para estudiar estos diagramas, generalmente se utiliza un sistema de coordenadas esférico, que tiene las siguientes variables:

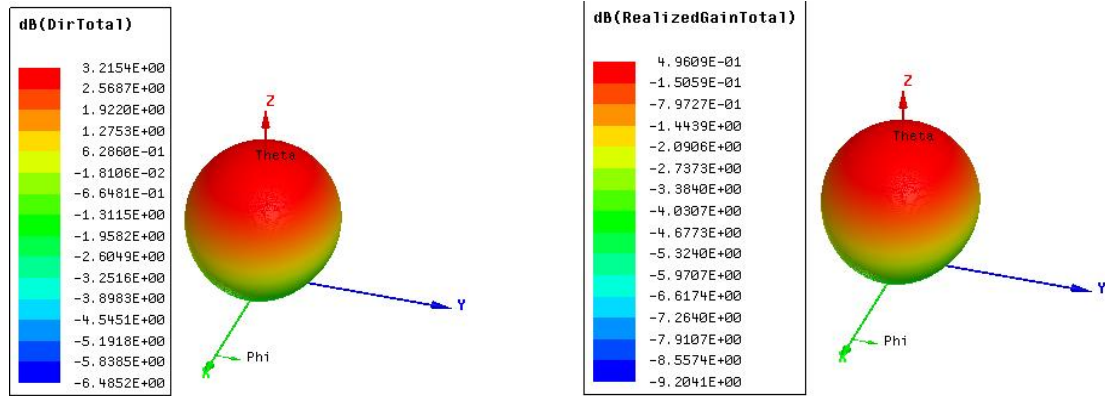


**Figura 3.4 Variables de la Esfera**

En el caso que nos ocupa, la variable  $\Phi$  varía entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$ , mientras que la variable  $\theta$  lo hace entre  $-180^\circ$  y  $180^\circ$ . Con esta combinación de valores y utilizando un paso de  $1^\circ$  entre datos somos capaces de observar todas las variaciones y todos los valores medibles a lo largo de toda la esfera.

De esta manera, somos capaces de obtener una representación tanto en 3D como en 2D de los diagramas de radiación de la antena y podemos hacernos a la idea de lo que la antena va a recibir (o transmitir, ya que es un camino bidireccional) y que ganancia tiene en cada dirección de recepción de señal.

Comenzaremos con la visualización de los diagramas de radiación en 3D, ya que permiten una visión completa desde todos los ángulos de la esfera infinita sobre la que hemos colocado nuestra antena.



**Figura 3.5 Diagramas en 3D de la Antena de Parche**

Como se puede observar, ni la directividad ni la ganancia emiten señal por el lado hacia el que no está apuntando el parche. Esto se debe a que en el lado contrario al de la antena hay un plano de masa que evite que parte de la energía se radie hacia una dirección no deseada.

Esto produce que la energía no se desperdicie transmitiéndose en una dirección que, para el caso que nos afecta, sería inútil. Además, provoca que la energía se redirija hacia la dirección deseada, por tanto, realiza una doble acción fundamental para el correcto funcionamiento del parche.

También se puede comprobar que la ganancia es considerablemente menor que la directividad, hecho que se observará mejor cuando comparemos gráficas en dos dimensiones. Este hecho es debido a que HFSS tiene en cuenta todas las pérdidas debidas al sustrato. Por tanto, tiene en cuenta la cantidad de señal que se pierde a lo largo del trayecto por la línea de transmisión que alimenta a la antena y el trayecto a través del parche, produciendo un bajón en la ganancia con respecto a la directividad.

Se puede apreciar, además, que únicamente se compone de un lóbulo, el cual tiene un gran ancho de haz; el ancho de haz se mide comprobando la diferencia a -3dB desde el máximo de directividad de la antena hasta el ángulo en el que esta baja a la mitad de potencia. Como consecuencia, a estas antenas se les considera que son poco directivas.

Otra manera de observar la directividad de las antenas es con los diagramas de radiación en dos dimensiones, de donde podremos extraer el valor máximo de cada uno de los diagramas, tanto los de directividad como los de ganancia y así podremos obtener la eficiencia de nuestra antena.

Podemos obtener la eficiencia de nuestras antenas a través de la siguiente fórmula:

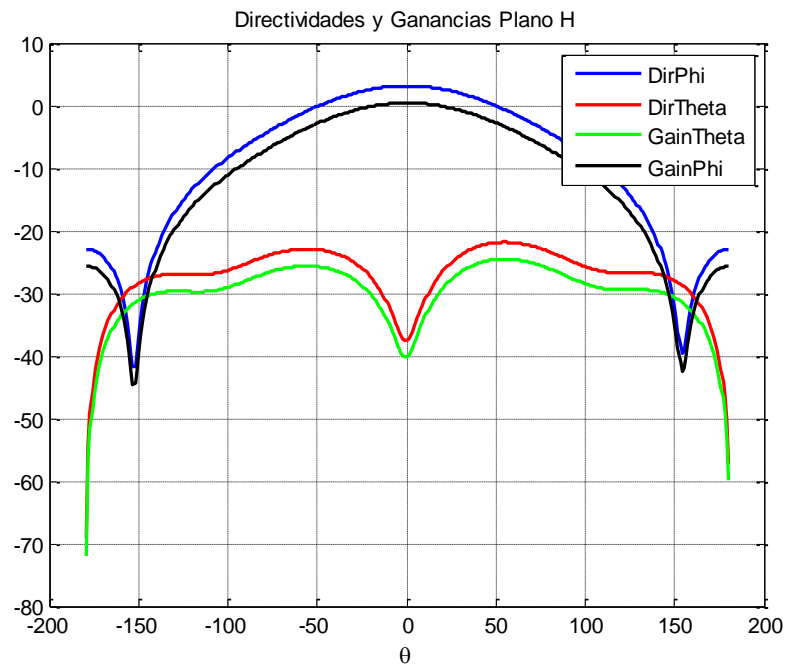
$$\eta = \frac{G_{max}}{D_{max}} \quad (2)$$

Donde  $G_{max}$  es la ganancia de nuestra antena y  $D_{max}$  es la directividad máxima de nuestra antena. Es muy importante que ambos valores se encuentren en escala lineal, ya que si hacemos el cálculo con los valores en decibelios, podría darnos un valor de eficiencia que no se correspondería con el valor real de eficiencia. Por tanto, hemos de pasar los valores logarítmicos a lineal para hacer los cálculos.

En el caso de una sola antena, tenemos los siguientes diagramas de radiación en dos dimensiones:

- **Plano H**

En este caso, con una única antena, no veremos cambios aparentes entre el plano E y el plano H, sin embargo, vamos a hacer esta distinción para ver cómo se comportan tanto la antena por separada como los conjuntos de antenas y redes monopulso que hemos seleccionado para este proyecto.



**Figura 3.6 Diagramas de Radiación de la Antena de Parche sobre el Plano H**

En este caso, vemos como la directividad y la ganancia no son valores altos, ya que nuestro sustrato elimina gran cantidad de la potencia que le entra a la antena, porque tiene una alta tangente de pérdidas. Sin embargo, seguimos teniendo valores positivos de ganancia y directividad.

Los valores máximos de directividad y ganancia, en dB, son de:

$$D_{\max} = 3.2149 \text{ dB}; \quad G_{\max} = 0.4962 \text{ dB};$$

Se puede observar también que, en este plano, el diagrama de radiación tiene un nulo en torno a  $\pm 150^\circ$ .

Claro está, todo esto desde el punto de vista de la polarización directa (co-polarization), donde la antena recibe la señal en plano sobre el que está polarizada. Generalmente, la antena se colocará sobre este plano, sin embargo, tenemos que ver también que sobre el plano de polarización cruzada (cross-polarization), la señal debería ser nula o lo más parecido a un valor nulo, ya que desde ese plano no debería llegarle señal a nuestra antena, porque no está polarizada en esa dirección.

Por lo tanto, podemos decir que la polarización de nuestra antena es lineal y sobre un solo plano que, en nuestro caso será el plano E.



Para calcular la eficiencia, tal y como hemos mencionado antes, hemos pasado los valores a escala lineal para poder realizar los cálculos correctamente:

$$D_{\max} = 2.0965; \quad G_{\max} = 1.1210;$$

Por tanto, y utilizando la fórmula mencionada anteriormente:

$$\eta = \frac{1.1210}{2.0965} = 0.5347$$

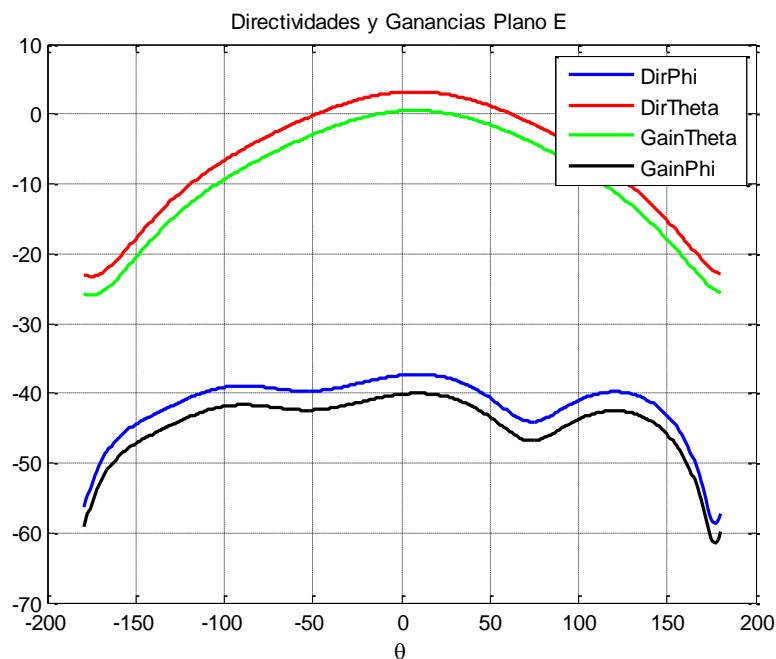
Esto quiere decir que algo menos del 50% de la potencia que recibe la antena se disipa en la misma debido a las pérdidas de los materiales que la componen; principalmente debido al substrato de elevada tangente de pérdidas.

La baja eficiencia es debido a que los materiales utilizados son baratos, sin embargo, esta antena es poco óptima a la hora de utilizar sistemas que requieran una potencia que está sujeta a límites, puesto que se radiaría apenas la mitad de la potencia que recibiera, limitando aún más la potencia máxima que podría emitirse.

### - Plano E

Como hemos mencionado antes, es el plano sobre el que está polarizado la antena de parche. Este plano representa el plano en el que el campo eléctrico vibra a lo largo del eje Z, por el que se transmite la onda.

Este es el diagrama de radiación en dos dimensiones de este plano:

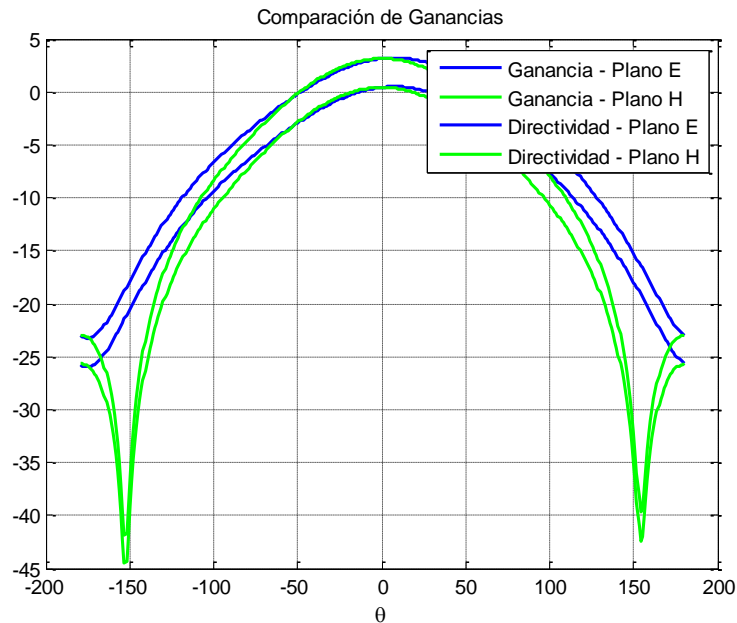


**Figura 3.7 Diagramas de Radiación de la Antena de Parche sobre el Plano E**

En esta vista, los valores máximos de ganancia y directividad son exactamente los mismos, por lo que la eficiencia de la antena la podemos considerar independiente del plano sobre el que nos encontremos, únicamente depende de los componentes a partir de los cuales se ha creado el parche.

En este caso, el nulo que encontrábamos en el plano anterior (plano H) ya no se puede observar. Esto se debe a que, en el plano H, los dipolos magnéticos de cada borde de la antena no radian en esa dirección. Sin embargo, este plano es más uniforme debido a que los dipolos magnéticos mencionados radian casi uniformemente alrededor de los 180° pero hay algunas interferencias entre ellos debido a la separación que hay entre ellos (igual a la longitud del parche), por lo que la directividad es menor que a los 0°, donde se produce el máximo.

Para observar mejor las diferencias entre los diagramas de radiación de cada una de los planos, vamos a representar conjuntamente las ganancias y directividades de los planos.



**Figura 3.8 Comparativa de las Ganancias de la Antena de Parche**

En este caso, podemos observar claramente las diferencias que hay entre el plano E y el H a la hora de medir las ganancias. Como vemos, el nulo ahora se aprecia en la ganancia del plano H con respecto a la del plano E, la cual no cuenta con dicho nulo. Sin embargo, el máximo de la radiación se produce en la dirección de 0° para ambos casos y con un valor de ganancia exactamente igual.

Las únicas directividades y ganancias que hemos dejado de lado a la hora de la representación son las de polarización cruzada, ya que, como hemos visto en los diagramas anteriores, estas son prácticamente nulas y no son de nuestro interés para el proyecto.

A continuación, vamos a resumir todos los parámetros en una única tabla, para así poder observarlos todos simultáneamente:

	Ganancia(dB)	Directividad(dB)	$\Delta\theta$	$\eta$
<b>Plano E</b>	0.4962	3.2149	106°	0.5347
<b>Plano H</b>	0.4962	3.2149	96°	0.5347

**Tabla 3.1 Tabla Resumen Antena de Parche**

Con esto ya quedaría completamente definida nuestra antena de parche. En esta primera parte hemos descrito en profundidad el comportamiento de la antena de parche por sí sola, sin ningún otro componente.

De ahora en adelante, este será el elemento principal para realizar nuestras simulaciones.

Por lo tanto, vamos a empezar a estudiar el comportamiento del conjunto cuando añadimos una segunda antena exactamente igual a la primera, pero separadas una distancia concreta la una de la otra.

## 4. Agrupación de Antenas

Para nuestro estudio, las agrupaciones de antenas que vamos a estudiar constan únicamente de dos antenas, tal y como hemos comentado en el punto 1.1.

La primera será una agrupación de dos antenas colocadas sobre el plano H a las que realizaremos una serie de medidas para caracterizar al conjunto. Este conjunto utilizará un desfase para hallar la suma y la resta de las señales de las antenas y así poder observar su comportamiento y su FoV.

La segunda serán también dos antenas, sin embargo, estas utilizarán un “tilt” mecánico en vez de un desfase para producir la interferencia entre las señales de las antenas.

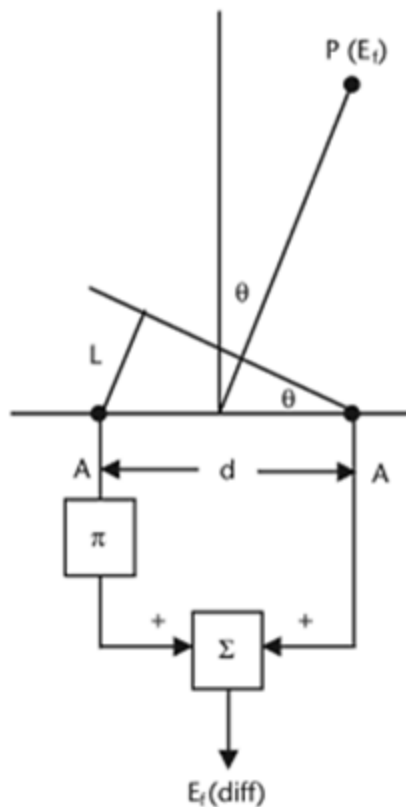
Pero, antes de pasar a la acción, lo primero que se ha de hacer es calcular la distancia de separación que van a tener nuestras antenas que se colocan sobre el mismo plano. Esta distancia debe de ser seleccionada minuciosamente ya que es la que se encarga de variar el máximo del diagrama resta de las señales de las antenas.

Dependiendo, pues, del valor que elijamos para esta distancia, el máximo del diagrama resta de las antenas se encontrará en un ángulo u otro con respecto del centro de las antenas, donde se encontrará el máximo de señal en el diagrama suma. El diagrama resta es, por lo tanto, un diagrama simétrico.

En las antenas realizadas sobre planos inclinados, el valor máximo de del diagrama resta de las antenas dependerá de la inclinación de los planos, que pueden variar desde  $\frac{\Delta\theta_{-3dB}}{3}$

hasta  $\frac{\Delta\theta_{-3dB}}{2}$ .

Para realizar el cálculo de la distancia de separación de las antenas, utilizaremos el siguiente procedimiento:



**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:

$$\varphi = k_0 * L = \frac{2\pi}{\lambda_0} * L \quad (3)$$

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:

$$L = d * \sin(\theta) \quad (4)$$

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:

$$\varphi = \pi(\text{radianes}) = 180^\circ(\text{grados}) \quad (5)$$

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

Introduciendo (5) y (4) en (3) se obtiene:

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

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:

$$d = \frac{\lambda_0}{2} * \frac{1}{\sin(\theta_{MAX_{diff}})} \quad (7)$$

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  $8.5\text{cm}$ , 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° deseados.

En este caso sería, teóricamente:

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

#### 4.1 Agrupación sobre el Plano H

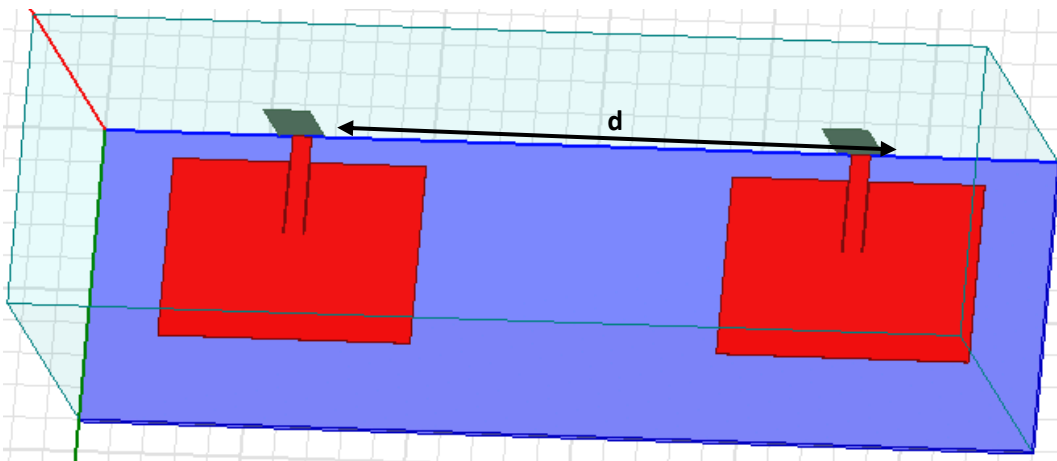
Para crear esta agrupación hemos añadido una segunda antena de parche y la hemos separado de la primera una distancia de 8.5cm, tal y como hemos calculado en el apartado anterior.

De esta manera, la cantidad de substrato necesario para colocar las dos antenas también aumenta en la misma medida, es decir, aumenta también en 8.5cm.

Teóricamente, al tener dos antenas completamente iguales sobre un substrato exactamente igual, las pérdidas producidas en cada una de las antenas individuales han de ser iguales y, por tanto, contribuyen por igual al diagrama de radiación del conjunto.

Así pues, los diagramas suma y resta de esta agrupación han de ser simétricos en el eje de  $\theta$ .

La figura que se corresponde con este conjunto es la [Figura 1.2](#) que se encuentra en la parte superior de este documento. Dicha figura es la siguiente:



**Figura 4.2 Esquemático de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

Hemos colocado las antenas en la dirección del plano H, para poder así colocar más fácilmente la red comparadora monopulso cuando la incorporemos al conjunto. De esta manera, se facilita la interconexión del híbrido de 90° con las antenas de parche.

Vamos a pasar a caracterizar la agrupación para ver si su comportamiento es todavía el correcto:

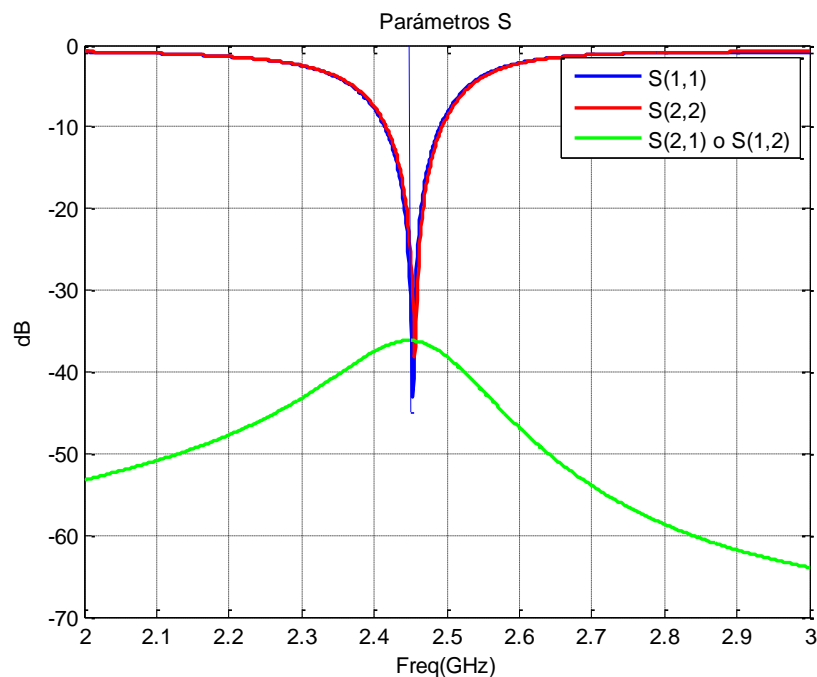
### 4.1.1 Parámetros S

En este caso, al añadir una segunda antena aparece un nuevo parámetro S correspondiente al acoplo de la señal de un parche al otro. Esto se debe a que la antena, como bien hemos dicho, es muy poco directiva y transmite en casi todas direcciones.

Este nuevo parámetro, denominado de acoplo, es nocivo para las comunicaciones en estas frecuencias y con la tecnología microstrip. Esto se debe a que, generalmente, la señal que se acopla viaja en dirección contraria a la señal que entra por los puertos, reduciendo la cantidad de señal final que se radia hacia el exterior de la antena y que, por tanto, llegaría al receptor final.

Por otro lado, la otra antena (y análoga a la primera), también puede recibir desde todas direcciones, por lo que el acoplo de señal de una antena sobre otra no es nada raro, ya que la distancia no es suficiente para que esto no se produzca.

La siguiente gráfica nos muestra ambos parámetros:



**Figura 4.3 Parámetros S de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

Se puede observar como la adaptación de ambas antenas son casi las mismas. Ambas se encuentran por debajo de -30dB de adaptación, un valor que podríamos considerar nulo perfectamente, porque está por debajo del valor de la milésima parte de la unidad.

El valor para el parámetro del acoplo se encuentra también muy por debajo de la unidad y es todavía un valor más bajo que los parámetros de adaptación. Esto es muy buena señal, ya que significa que no se producirán interferencias de la señal que se acopla de una antena sobre otra.

Sobre la gráfica únicamente hemos dibujado un parámetro de acoplo referida al acoplo de una antena sobre otra. Este valor es el mismo en el procedimiento inverso ya que ambas

antenas son iguales y el conjunto es completamente simétrico (ya que encontramos un plano de simetría entre ambas antenas y que afecta por igual tanto a una como a la otra) y recíproco, por lo que el valor de  $S_{12}$  es igual al de  $S_{21}$ .

En resumen, podemos tener certeza, por el momento, de que no se producirán reflexiones que puedan afectar notablemente al diagrama de radiación conjunto de las antenas, ni tampoco tendremos acoplos que necesitemos tener en cuenta a la hora de observar las interferencias que se produzcan.

Una vez analizados los parámetros de dispersión del conjunto, vamos a pasar a estudiar su comportamiento con los diagramas de radiación:

### 4.1.2 Diagramas de Radiación

En este caso, al tener dos antenas en vez de una, aparecen algunas diferencias en los diagramas de radiación.

Observaremos que hay dos diagramas distintos; uno de ellos se produce cuando ambas antenas transmiten en fase. Esto no quiere decir que ambas señales de las antenas tengan que llegar al punto de radiación con fase de  $0^\circ$ , sino que ambas señales lleguen con la misma fase o, al menos, unas fases que se encuentren muy cerca.

El otro diagrama se produce cuando las señales que llegan a las antenas, tienen un desfase entre sí de  $180^\circ$ . En este punto se produce un nulo justo a la mitad de la distancia de separación entre las antenas (ángulo  $0^\circ$ ).

Lo primero que observaremos serán los diagramas en 3D del conjunto para, posteriormente, ver los de 2D y poder comentar a fondo todo lo que pueda estar sucediendo:

- EN FASE

En el caso de los diagramas en fase, las señales de las antenas llegan al plano de simetría situado entre las antenas con la misma fase también, provocando que estas se sumen constructivamente y que el máximo se encuentre en  $\theta = 0^\circ$ .

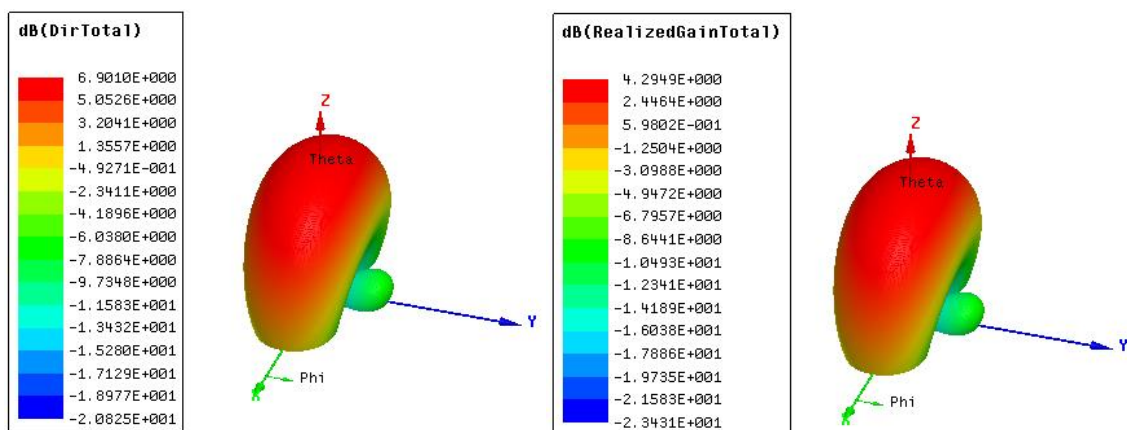


Figura 4.4 Diagramas en 3D de la Suma de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H

Ahora se puede observar que el diagrama de radiación no es circular, como ocurría en el caso de una sola antena, sino que aparece un lóbulo principal grande en el centro de las antenas (dirección de máxima radiación) y dos nuevos lóbulos secundarios más pequeños a los lados de este.

Aunque no podamos observar el segundo lóbulo secundario, sabemos que el conjunto es simétrico y recíproco, por lo que sabemos que el diagrama es exactamente igual por el lado que no vemos que por el que sí vemos.

Este nuevo lóbulo secundario provoca que se pueda recibir señal desde esas direcciones también al igual que en el lóbulo principal. Aparece, además, un nuevo parámetro de caracterización propio de las antenas.

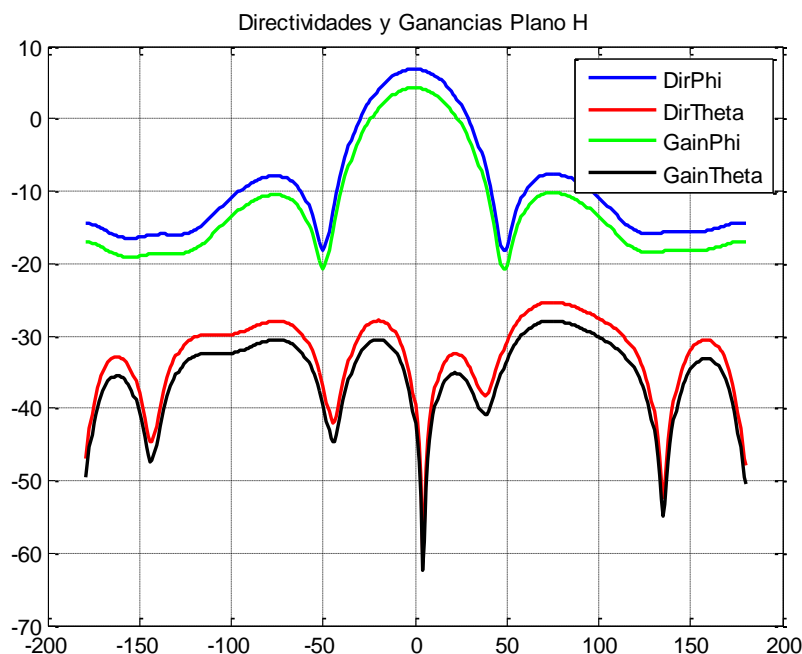
Este nuevo parámetro se denomina Nivel de Lóbulo Principal a Secundario (NLPS). Este nivel analiza la relación que hay entre los dos lóbulos (del principal al segundo lóbulo de mayor amplitud).

Cuanto mayor sea este NLPS, menores serán las interferencias de las señales que se reciban por el lóbulo secundario en vez del por el lóbulo principal, que es por el que queremos recibir la señal.

La aparición de este nuevo lóbulo se puede explicar más fácilmente observando los diagramas en 2D, además, podremos hallar el valor de este parámetro.

Como en el caso de una antena, tenemos que distinguir ambos planos de radiación (Plano H y Plano E):

#### PLANO H:



**Figura 4.5 Diagramas de Radiación de la Suma del Plano H de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**



Como vemos, es en el plano H donde se producen las interferencias que nos provocan que haya un lóbulo secundario también, a parte del principal.

Esto se debe a que las antenas se encuentran en este plano, aunque estén polarizadas en el plano E.

En este caso, los niveles máximos de directividad y ganancia aumentan, ya que se suman las señales en fase sobre el ángulo  $\theta=0^\circ$  y pasamos pues de los niveles anteriores de directividad y ganancia a:

Directividad = 6.8998dB;    Ganancia = 4.2937dB

Esto nos da los valores siguientes en escala lineal, a partir de los cuales también calcularemos la eficiencia como hicimos en el caso de una sola antena:

Directividad = 4.8976;    Ganancia = 2.6876

Con estos valores hallamos el valor de la eficiencia dividiendo el valor en lineal de la ganancia entre el valor en lineal de la directividad y el resultado es:

$$\eta = \frac{2.6876}{4.8976} = 0.5488$$

Como se puede observar, el valor de la eficiencia es más o menos el mismo que en el caso de una sola antena, porque ambas antenas son exactamente iguales y el material tiene las mismas pérdidas que antes, por tanto, añadir una antena no varía la eficiencia del conjunto.

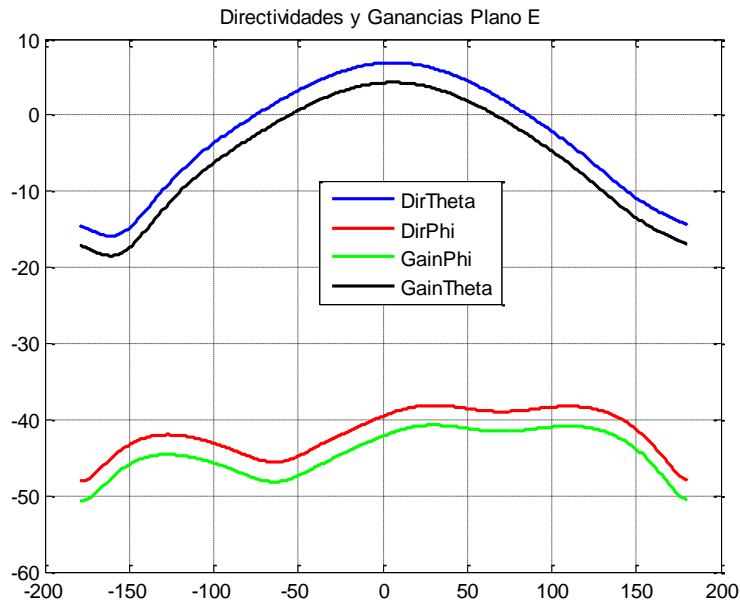
Por último, vamos a cuantificar el nuevo parámetro, es decir, la relación entre el lóbulo principal y el secundario:

$$NLPS = 14.458dB$$

Este nivel de lóbulo principal a secundario es suficiente para que no se produzcan interferencias respecto de la señal que nos llega por el lóbulo principal y por la que podría llegarnos por este lóbulo secundario que no nos interesa.

#### PLANO E:

Ahora pasamos al plano E para observar cómo se comporta el conjunto sobre este plano:



**Figura 4.6 Diagramas de Radiación de la Suma del Plano E de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

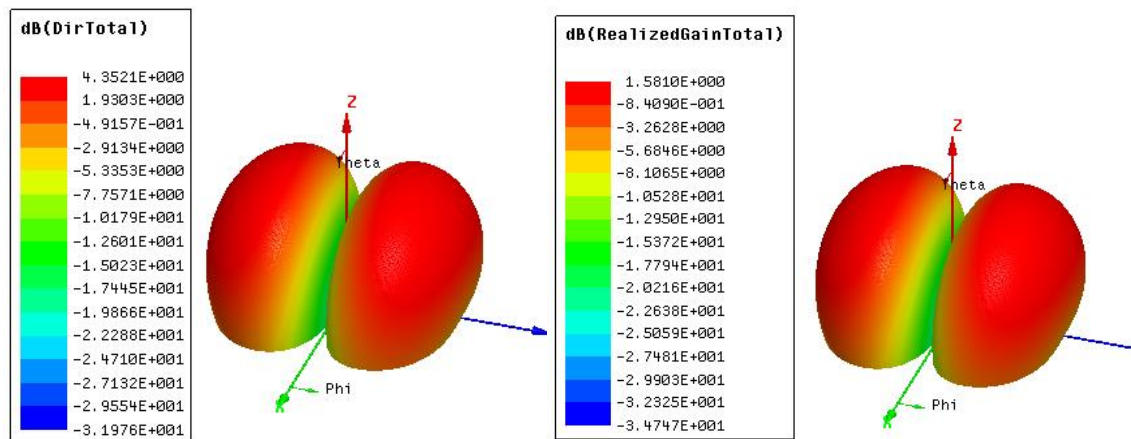
Este caso es distinto al del plano H. Como se puede ver, no hay ninguna interferencia en el diagrama y, por tanto, no hay ningún lóbulo secundario. Se debe a que en este plano no hay ninguna otra antena que pueda interferir con ninguna otra, por tanto, no se producen interferencias destructivas de señal y no presenta ningún nulo de directividad, que es lo que crea los lóbulos secundarios.

Los niveles máximos de ganancia y directividad son exactamente los mismos que en el caso del plano H, ya que en  $\theta=0^\circ$  estos planos coinciden. Por tanto, no es necesario volver a calcular la eficiencia.

Por otro lado, tenemos el caso en el que las antenas se encuentran en contrafase:

- **EN CONTRAFASE**

Ahora pasamos a estudiar el caso en que las señales que llegan a las antenas llegan con un desfase de  $180^\circ$ . En este caso, las señales llegan al plano de simetría situado entre las antenas con valores contrarios, produciendo una interferencia destructiva en la que aparece un valor nulo de directividad y ganancia:



**Figura 4.7 Diagramas en 3D de la Resta de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

Se puede apreciar, claramente, cómo la interferencia es tal que aparece un nulo entre los dos lóbulos laterales, los cuales son simétricos e iguales ya que el conjunto es simétrico y recíproco y las antenas son idénticas.

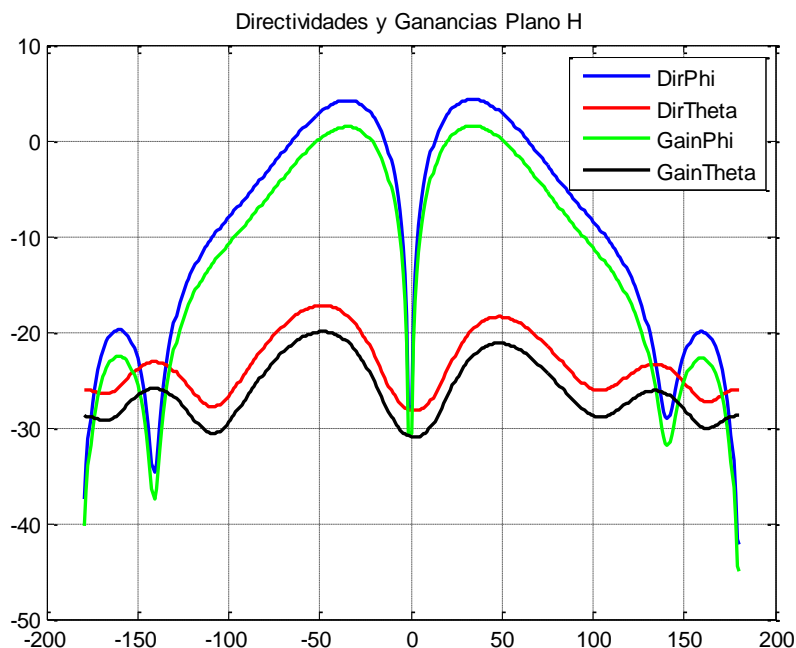
Así pues, ahora aparecen dos máximos prácticamente idénticos, pero con un valor menor que en el caso de la agrupación en fase y, teóricamente, ese máximo debería estar donde nosotros lo hemos calculado al principio de este [apartado](#).

Como veremos más adelante, esto no es del todo correcto en la práctica, sino que existe una pequeña variación con respecto al valor sobre el que hemos hecho los cálculos. Básicamente, se debe a que hemos cogido un valor exacto aproximado al valor de distancia que nos daba como resultado.

Obviamente, no vamos a volver a representar los parámetros de dispersión porque la agrupación es exactamente la misma y no varían.

Como no se puede comprobar correctamente con los diagramas en 3D, lo que vamos a hacer es estudiar los máximos con los diagramas en 2D, así como la realización del cálculo de la eficiencia para ambos planos (E y H).

PLANO H:



**Figura 4.8 Diagramas de Radiación de la Resta del Plano H de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

Nuevamente, aparecen los dos lóbulos principales que son debidos a que las antenas se encuentren en contrafase. Sin embargo, aparecen, en este plano, otros dos lóbulos más pequeños llamados lóbulos secundarios. Estos segundos lóbulos son debidos a que las antenas se encuentran sobre este plano y en ese punto se produce otra interferencia destructiva produciendo esos dos lóbulos más pequeños.

Como podemos darnos cuenta, la gráfica es completamente simétrica con simetría par. Tanto para los valores de polarización directa como los de polarización cruzada un valor de la gráfica en un grado positivo concreto tiene el mismo valor para el valor negativo de ese grado, es decir:  $f(x) = f(-x)$ .

Como hemos dicho antes, el valor máximo no se produce a  $45^\circ$ , como habíamos calculado teóricamente, sino que este valor máximo se puede encontrar para  $\theta=34^\circ$ , lo que se debe principalmente a esa aproximación tomada.

Como en el caso en fase, ahora pasaremos a estudiar la relación entre la directividad y la ganancia (también llamada eficiencia de una antena) y el nivel de lóbulo principal a secundario o NLPS.

Directividad: 4.2972dB;      Ganancia: 1.5260dB

Se puede apreciar que ahora estos valores máximos son menores. Esto se debe a que el punto donde se produce la interferencia constructiva de las señales se encuentra alejado del punto central entre las antenas, por lo que una de las señales que llega a la interferencia constructiva llega con un valor pequeño de señal, produciendo esta reducción del máximo de directividad y ganancia.

Como necesitamos los valores en lineal para calcular la eficiencia, también hemos hecho el cálculo de estos:

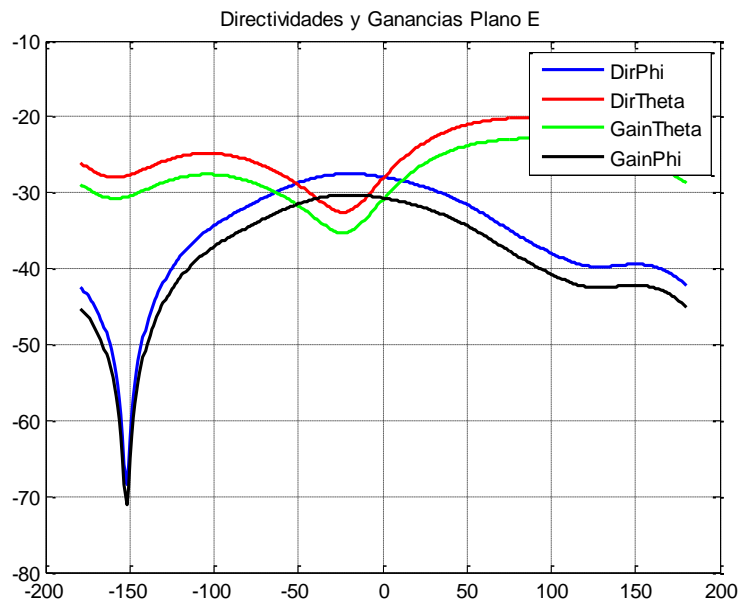
Directividad: 2.6898;      Ganancia: 1.4210

Con lo que el resultado de la eficiencia es el siguiente:

$$\eta = \frac{1.421}{2.6898} = 0.5283$$

Sigue siendo un valor similar al resto de los casos. A pesar de eso, no deja de ser un valor mediocre de eficiencia, puesto que prácticamente la mitad de señal se disipa en la agrupación de nuestras antenas una vez que tenemos en cuenta las pérdidas que tiene el conjunto.

#### PLANO E:



**Figura 4.9 Diagramas de Radiación de la Resta del Plano E de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

En este caso ocurre un problema, como el plano está sobre el eje X, este coincide con el nulo del diagrama en 3D, produciendo que la señal sea prácticamente nula para todos los valores de  $\theta$  en este diagrama de radiación.

Sí que es cierto que no aparecen fenómenos de interferencia que podamos tener en cuenta ya que no hay más antenas sobre este plano E, pero este plano no nos aporta información adicional para el estudio del conjunto ni para el estudio de este proyecto.

Lo que si nos aporta una información relevante, es la relación entre el diagrama suma de las antenas (cuando estas se encuentran en fase) con respecto al diagrama resta (cuando están en contrafase):

A continuación, realizamos una tabla resumen de todas las simulaciones realizadas con las dos antenas con interferometría ideal, para así poder comparar mejor los valores.

	Ganancia(dB)	Directividad(dB)	$\Delta\theta$	$\eta$	Adaptación	Aislamiento
<b>Suma Plano E</b>	4.2937	6.9	40°	0.5488	-25.22 dB	36 dB
<b>Suma Plano H</b>	4.2937	6.9	100°	0.5488	-25.22 dB	36 dB
<b>Resta Plano E</b>	1.5260	4.2972	40°	0.5283	-25.22 dB	36 dB
<b>Resta Plano H</b>	1.5260	4.2972	131°	0.5283	-25.22 dB	36 dB

Tabla 4.1 Tabla Resumen Agrupación de Antenas sobre el Plano H

### 4.1.3 Relación entre la Suma y la Resta de la Agrupación de dos Antenas

La relación entre la suma y la resta de los diagramas de radiación cuando la agrupación se encuentra en fase o en contrafase, respectivamente, nos da información acerca del rango de ángulos en los que podemos conocer con certeza la dirección desde la que nos llega la señal. Este rango de ángulos se denomina Campo de Visión o Field of View (FoV).

El rango de ángulos en los que podemos conocer con certeza la dirección desde la que nos llega la señal es:

$$FoV = \frac{Ganancia\_resta}{Ganancia\_suma} (8)$$

De esta manera, también estaremos teniendo en cuenta las pérdidas del conjunto de las antenas debido al material dieléctrico no ideal.

En el caso de la agrupación de dos antenas, la relación entre la suma y la resta es la siguiente:

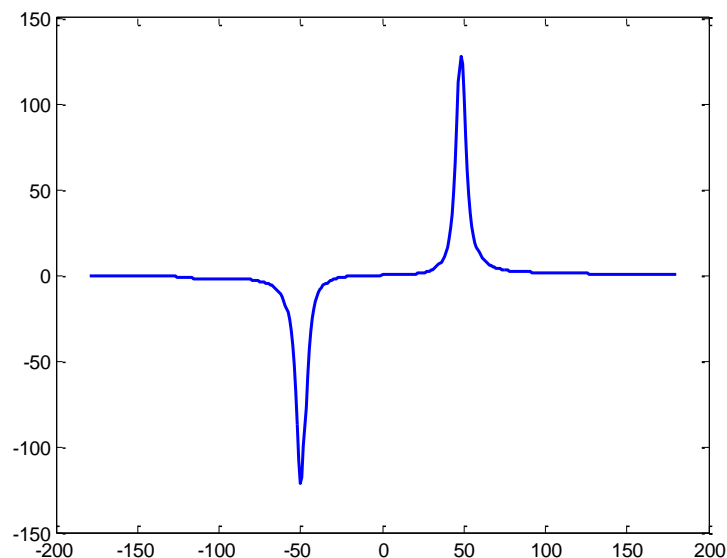
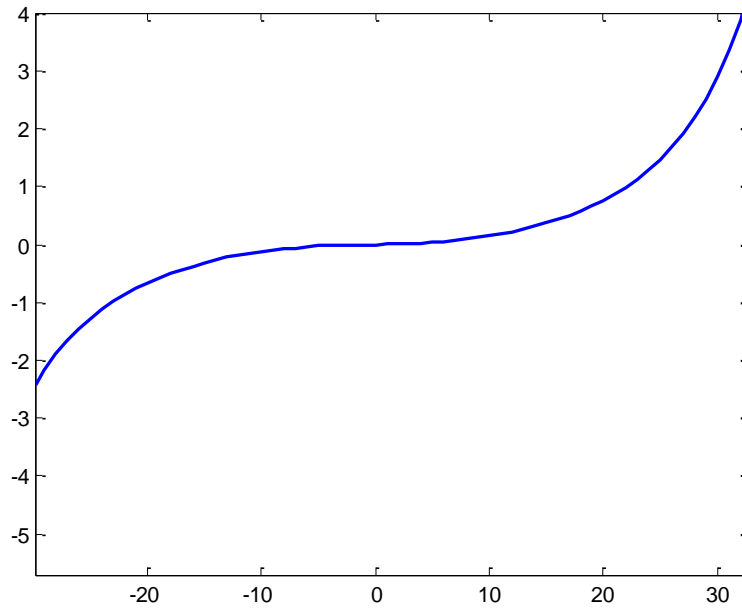


Figura 4.10 Field of View de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H

Sin embargo, aparecen dos picos muy elevados en cuanto a valor debidos a los nullos de la suma que, al encontrarse en el denominador, hace que los valores tiendan a infinito.

Estos picos provocan que la gráfica no se pueda observar correctamente, por lo que hemos decidido aumentar la zona central de la gráfica.



**Figura 4.11 Field of View de la Agrupación de Antenas sobre el Plano H (Ampliado)**

El rango observado en esta gráfica sería, por tanto, el rango de valores sobre el que podemos distinguir la dirección por la que recibimos una señal. Por tanto, podemos afirmar que el FoV se encuentra entre los valores de  $\theta = -30^\circ$  y  $\theta = 30^\circ$ .

En resumen, los datos del FoV se pueden reducir en lo siguiente:

	$\theta_{inferior}$	$\theta_{superior}$	Valor inferior	Valor superior
<b>FoV</b>	$-30^\circ$	$30^\circ$	-2.481	2.905

**Tabla 4.2 Tabla Resumen FoV Agrupación de Antenas sobre el Plano H**

Se puede decir, por tanto, que el valor del FoV depende del ángulo donde se encuentre el máximo del diagrama resta de las antenas que, como hemos dicho en el apartado anterior, era de  $\pm 34^\circ$ .

Una vez hemos completado el estudio de la agrupación de dos antenas sobre el plano H, vamos a pasar al estudio de las antenas con split mecánico:

## 4.2 Agrupación de dos Antenas con Tilt Mecánico

En este apartado, se va a realizar el mismo estudio que en el anterior pero en vez de hacer los cálculos con los desfases, vamos a realizar la diferencia de fases tumbando los planos sobre los que se encuentran las antenas.

Es decir, los planos sobre los que están las antenas ya no corresponden al conjunto de los planos cartesianos, sino que tienen una desviación de X grados sobre este, provocando que las antenas se encuentren inclinadas entre sí.

Por otro lado, y como vimos en la introducción de este proyecto, la agrupación de estas antenas también tiene las propiedades de simetría y reciprocidad, por lo que los diagramas de las antenas serán simétricos con simetría par.

Sin embargo, la inclinación que tienen las antenas respecto del sistema de coordenadas cartesiano varía dentro de un rango, el cual depende del ancho de haz que tenga nuestra antena de la siguiente manera:

$$\left[ \frac{\Delta\theta_{-3dB}}{3}, \frac{\Delta\theta_{-3dB}}{2} \right]$$

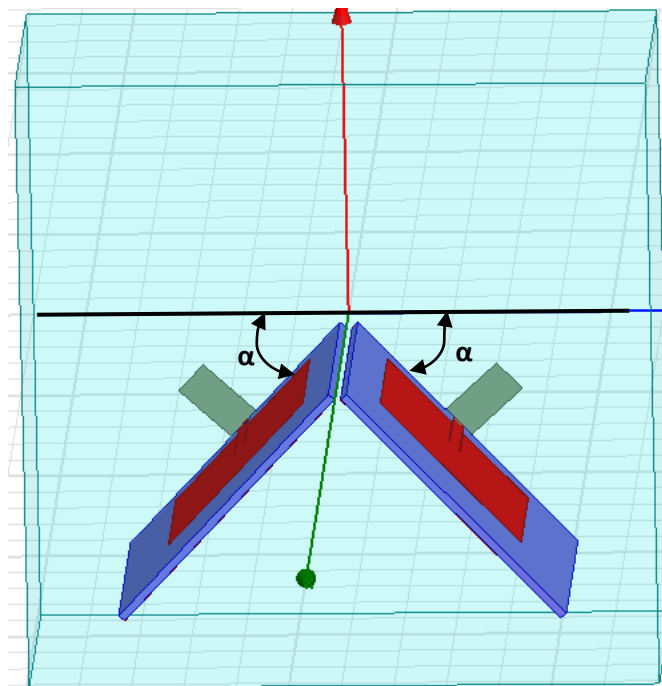
Como el ancho de haz a -3dB de nuestra antena es, relativamente, ancho, los valores del rango son valores elevados:

$$[36^\circ, 53^\circ]$$

Para el estudio del split mecánico, vamos a realizar los cálculos sobre 3 valores: el inicial (36°), el final (53°) y el óptimo (47°) que es aquel en el que los diagramas de radiación de las antenas individuales se cruzan en un punto en el cual los diagramas han caído a -3dB.

Como última parte de este estudio del split mecánico, realizaremos una comparativa de las gráficas de FoV para cada uno de los ángulos que vamos a estudiar y realizaremos un análisis de los cambios que se producen.

A continuación, mostraremos el esquemático de esta agrupación:



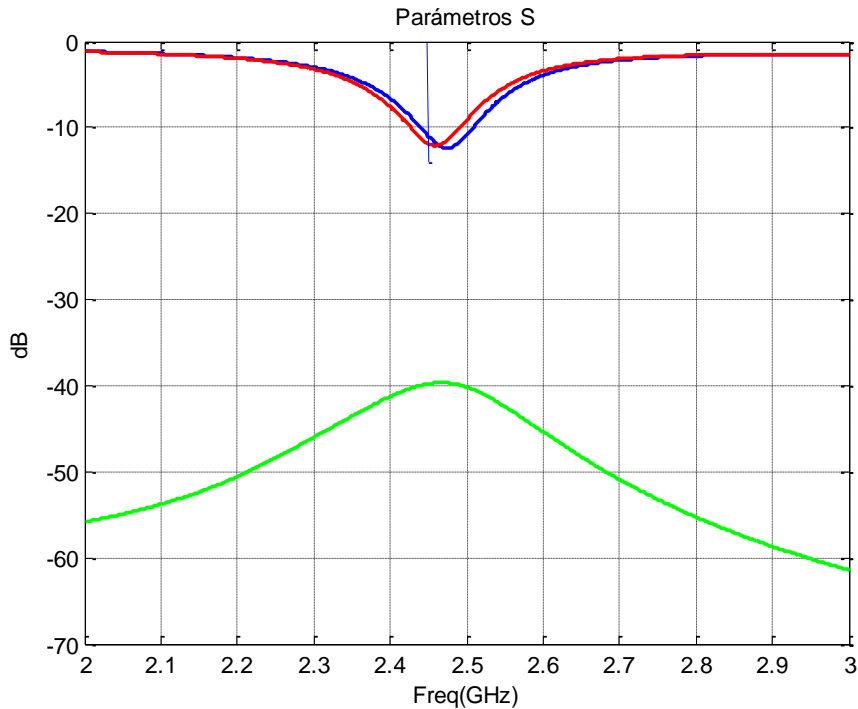
**Figura 4.12 Esquemático de la Agrupación de Antenas con Tilt Mecánico**

### 4.2.1 Parámetros S

La agrupación, en este caso, es la que se encuentra en la introducción, la [Figura 1.6](#).

Lo primero para estudiar el comportamiento de una antena es, como siempre, estudiar los parámetros S de la agrupación en su conjunto y por separado. Los parámetros S son los siguientes:





**Figura 4.13 Parámetros S de la Agrupación con Tilt Mecánico**

Al no colocarse sobre un mismo plano, los parámetros de acoplo de señal son prácticamente nulos y, por tanto, no se han dibujado (su nivel de intensidad en dB está por debajo de los -40dB, por lo que los hemos considerado nulos).

Por otra parte, los de adaptación siguen siendo bastante buenos para el cálculo, puesto que para estos diagramas únicamente vamos a estudiar las antenas individuales y luego vamos a juntar los diagramas de ambas; o bien haciendo la suma de las directividades y ganancias individuales o bien la resta, como veremos más adelante.

El que el nivel de adaptación no sea tan bueno como en el de la antena individual puede achacarse a que, al estar en planos tan inclinados, puedan interferir las señales a la entrada y producir reflexiones.

Como los parámetros S solo dependen del conjunto de las antenas y de cómo estén diseñadas, vamos a considerar que son independientes del ángulo del plano sobre el que se colocan, por tanto, serán igual tanto para 36° como para 47° o para 53°.

Por otra parte, los diagramas de radiación sí que vamos a calcularlos en función del ángulo de inclinación de los planos con respecto al sistema de coordenadas cartesiano, por tanto, tenemos que hacer tres estudios diferentes de los diagramas de radiación, uno por cada ángulo:

#### **4.2.2 Diagramas de Radiación de la Agrupación con Split**

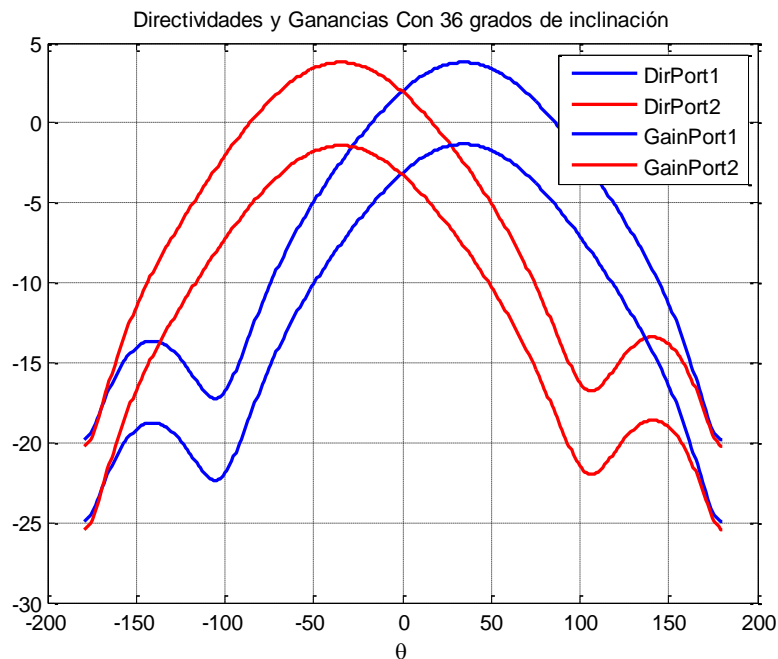
Vamos a estudiar los diferentes ángulos como casos aislados, es decir, cualquier cambio en el ángulo de inclinación del split, vamos a considerar que cambia notablemente los diagramas de radiación resultado, aunque esa variación no sea tan aparente en la práctica.

Dentro de nuestro rango de valores posibles, veremos el cambio progresivo de los diagramas con respecto al ángulo para luego hacer una conclusión global de los resultados obtenidos.

- **36 grados**

El primer caso que veremos será el límite inferior de nuestro rango, que es el primer valor que nos encontramos.

Este es el caso que tiene los planos con menor inclinación, por lo que los planos de las antenas se encuentran algo más separados que en el resto de casos.



**Figura 4.14 Diagramas de Radiación de la Agrupación con Tilt de 36 grados**

En este proyecto, hemos seleccionado como puerto 1 el de la antena que se tumba hacia la derecha en el esquema de la agrupación y como puerto 2 el de la otra antena.

Los diagramas de las antenas son simétricos entre sí, es decir, la directividad del puerto 1 es simétrica con respecto a la del puerto 2, o viceversa. Esto es porque las antenas están ambas colocadas una a cada lado del plano de simetría, que es el punto donde se tumban las antenas.

Estas se colocan a la misma distancia del plano de simetría y, además, las antenas son exactamente iguales. Ese es el motivo por el que ambos diagramas de radiación son iguales. Sin embargo, cada uno apunta hacia una dirección debido a la dirección hacia la que se tumban las antenas.

Cada una de ellas tiene un diagrama de radiación propio, pero a nosotros lo que nos interesa estudiar, encarecidamente, son los diagramas suma y resta de estos diagramas individuales.

En teoría, hacer esto equivale al funcionamiento de la red comparadora monopulso que realizaremos justo al final de nuestras simulaciones, ya que es el objetivo de este proyecto.

Tal y como hemos hecho en todos los casos anteriores, una vez hemos calculado la directividad y la ganancia, vamos a pasar a calcular la eficiencia de la agrupación utilizando los máximos de cada uno de los diagramas:

Directividad = 3.7883dB;                      Ganancia = -1.3290dB

Lo que se traduce a unos valores en lineal que son los siguientes:

Directividad = 2.3924;                      Ganancia = 0.7364

Con estos valores, calculamos la eficiencia del conjunto con la fórmula habitual:

$$\eta = \frac{\text{Ganancia}}{\text{Directividad}} = \frac{0.7364}{2.3924} = 0.3078$$

Este valor es aún más negativo que en el caso de las antenas en contrafase. Se puede deber a que al inclinar los planos, aparte de las pérdidas producidas por los componentes de la antena, también la señal recorre un camino mayor hasta llegar al punto donde la simulación toma las medidas. Por tanto, se puede suponer que se producen pérdidas adicionales que no estaban previstas para el conjunto, haciendo que la eficiencia baje en un 20% aproximadamente y, por consiguiente, que se pierda una cantidad de señal aún mayor que en los casos anteriores.

Por tanto, vamos a pasar a observar estos diagramas.

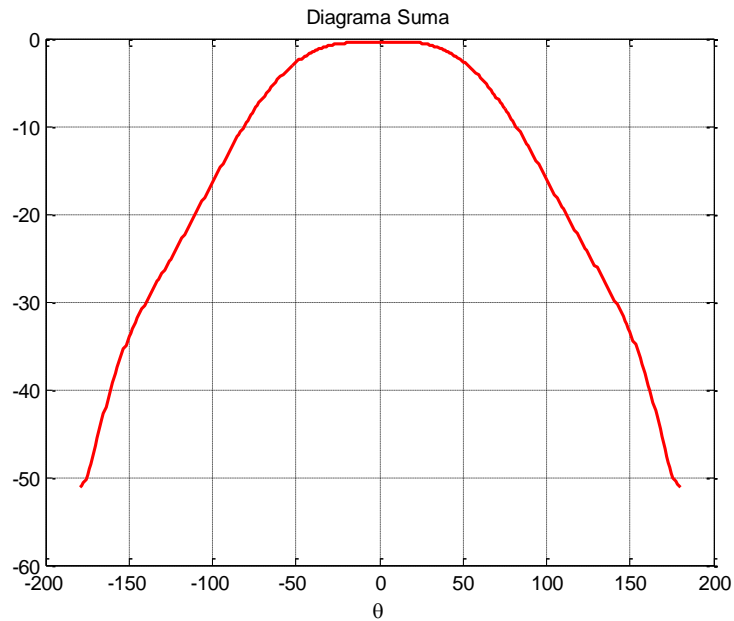
- **Diagrama Suma y Resta a 36 grados**

Las representaciones que vamos a realizar de estos diagramas son de las ganancias que nos proporcionan las antenas. De esta manera, vamos a conseguir extraer lo que realmente ganaría (o no) una señal que llegara por el centro de la suma o por el máximo del diagrama resta.

Se debe a que la ganancia tiene en cuenta las pérdidas que tiene el conjunto de las antenas y, por tanto, será más próximo a la realidad.

Sin embargo, estos valores solo son para hacer una comparativa de forma teórica.

Empezaremos por el diagrama de la suma:



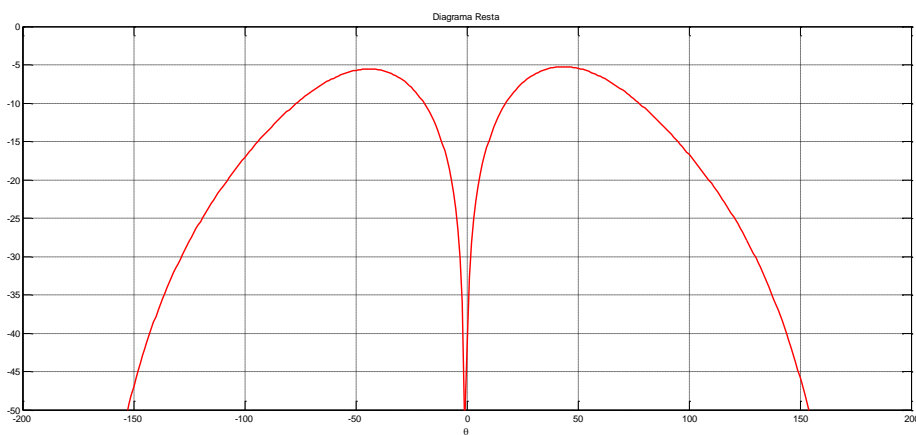
**Figura 4.15 Diagramas de Radiación de la Suma de la Agrupación con Tilt de 36 grados**

El diagrama, tal y como se puede observar, es bastante similar al que teníamos cuando las antenas funcionaban en fase. Sin embargo, aparece una zona más o menos “plana” en el centro del diagrama.

Esta zona es debida a que ahí, las antenas van perdiendo ganancia y, cuando se suman, el nivel de ganancia se equipara a los máximos de los diagramas individuales de las antenas, produciendo esa zona “llana” en el centro del diagrama.

Esta zona tiene un valor más pequeño que el que tenían las antenas en contrafase debido al hecho que acabamos de explicar. Por tanto, el máximo de este diagrama no es un punto, sino toda la zona y, por eso, la ganancia se reparte a lo largo de toda esta zona.

Para completar el estudio de este  $\alpha = 36^\circ$ , vamos a pasar a observar lo que ocurre con la resta de las señales:



**Figura 4.16 Diagramas de Radiación de la Resta de la Agrupación con Tilt de 36 grados**

Ahora vemos como, efectivamente, aparecen dos lóbulos simétricos e iguales con los máximos a  $\pm 44^\circ$  y con un nulo prácticamente completo en  $\theta = 0^\circ$ . Este nulo se debe a que, en ese punto, los diagramas de las antenas individuales son exactamente iguales debido a su simetría, por tanto, el nulo es total, aunque es en un punto y es inapreciable para el simulador, aunque si se observa una caída muy abrupta.

Este caso es análogo a cuando se producía un desfase de  $180^\circ$  (antenas en contrafase) en la agrupación de dos antenas sobre el plano H.

La gráfica está acotada para no mostrar ganancias por debajo de  $-50\text{dB}$ , puesto que ya los valores son ínfimos y no se pueden tomar en consideración.

Por otro lado, vamos a utilizar esta resta para calcular la relación entre la suma y la resta y realizar una comparativa de todos los ángulos de los planos, es decir, para cada uno de los ángulos utilizados en los “split”. Veremos, pues, cómo afecta el ángulo a esta relación.

Estos son los diagramas en 3D de este ángulo de inclinación:

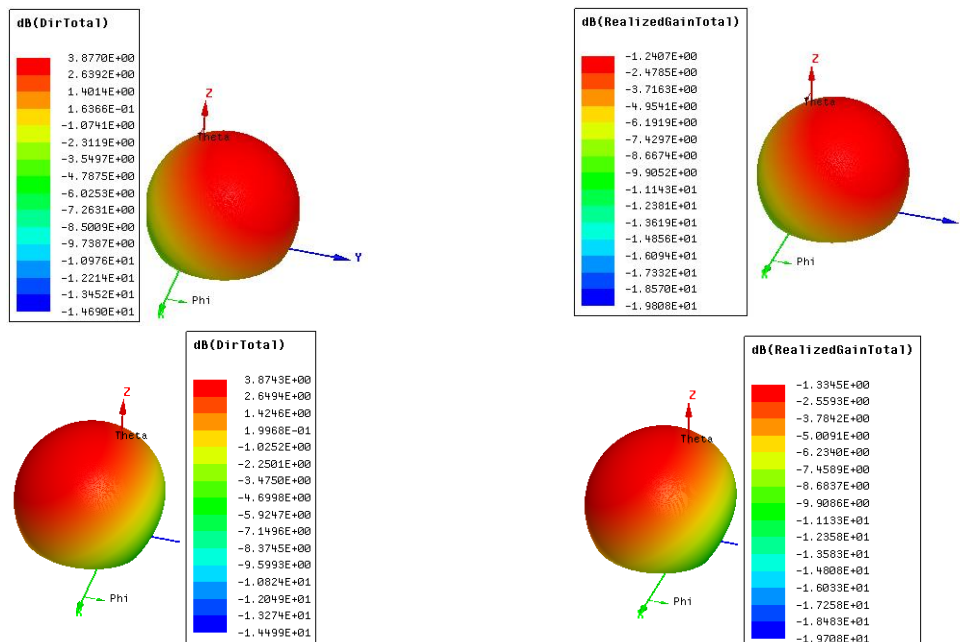


Figura 4.17 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación con Tilt de 36 grados

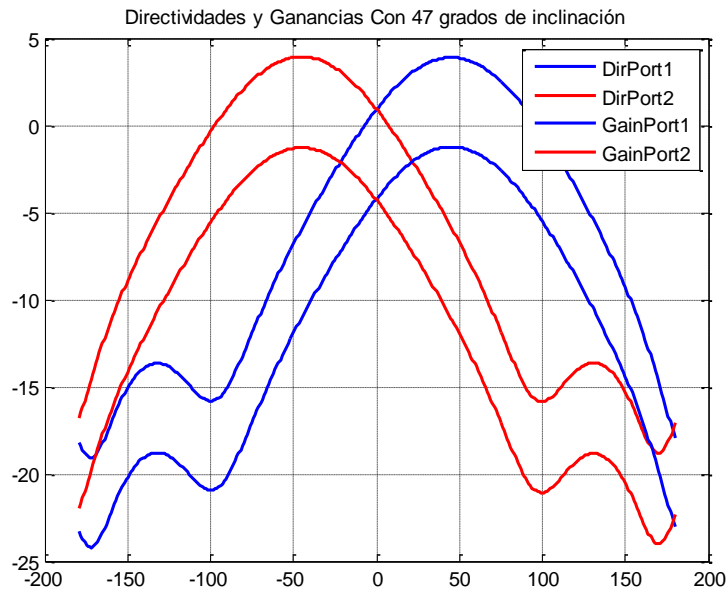
Pasamos al siguiente ángulo:

- **47 grados**

Como ya hemos mencionado anteriormente, este es el caso óptimo, ya que en  $\theta = 0^\circ$  las señales de las antenas llegan con 3dB menos con respecto a su máximo.

En este caso debería salirnos un diagrama simétrico con algo más de ganancia que en el caso anterior, ya que se supone que es el caso óptimo.

Como no podía ser de otra manera, lo mejor para comprobar esto es ver los resultados de las simulaciones:



**Figura 4.18 Diagramas de Radiación de la Agrupación con Tilt de 47 grados**

Los diagramas son similares al caso anterior, solo que el punto donde se unen los diagramas de las antenas individuales se encuentra algo más abajo que en el caso de 36°.

La causa de esto es que ahora están más inclinados y, por tanto, los máximos de las antenas están más separados entre sí, provocando que las señales decaigan en mayor medida en el punto en el que se cruzan con respecto a la simulación anterior.

Los diagramas de los puertos individuales siguen siendo simétricos, ya que sigue habiendo una reciprocidad y las antenas siguen siendo iguales. Además, el plano de simetría sigue siendo el mismo.

Vamos a pasar a calcular la eficiencia de este conjunto. Como siempre, lo primero que tenemos que hacer es calcular los valores máximos de directividad y de ganancia de nuestros diagramas y pasar esos valores a lineal:

Directividad = 3.8964dB;                      Ganancia = -1.2340dB;

Que, pasándolos a lineal para poder trabajar con ellos nos queda:

Directividad = 2.4527;                      Ganancia = 0.7527;

Con estos valores, vamos a pasar a calcular la eficiencia de este conjunto en su caso óptimo, para ver si existe alguna variación con respecto al caso anterior:

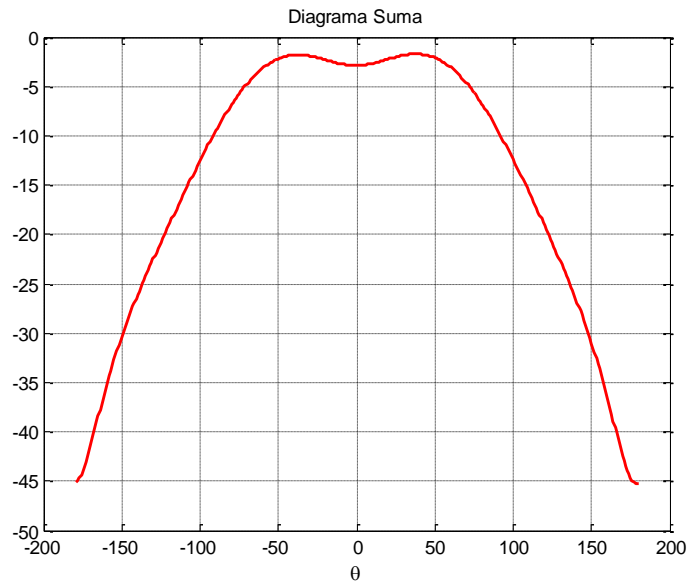
$$\eta = \frac{\text{Ganancia}}{\text{Directividad}} = \frac{0.7527}{2.4527} = 0.3069$$

Como vemos, la eficiencia no varía prácticamente nada con respecto al caso anterior, por tanto, la suposición de que la bajada de la eficiencia con respecto a las antenas en la agrupación en el plano H parece ser cierta, es decir, que la pérdida de eficiencia se debe a que la señal recorre más camino hasta el punto donde se realiza la toma de datos para la simulación y la ganancia, al tener en cuenta todas las pérdidas del conjunto, baje su valor en mayor medida que la directividad.

Como en el caso anterior, ahora vamos a observar los diagramas suma y diferencia de las señales de las antenas individuales:

- **Diagrama Suma y Resta a 47 grados**

Estos diagramas, al haber cambiado los diagramas individuales de las antenas, van a variar con respecto a los observados en el caso anterior:

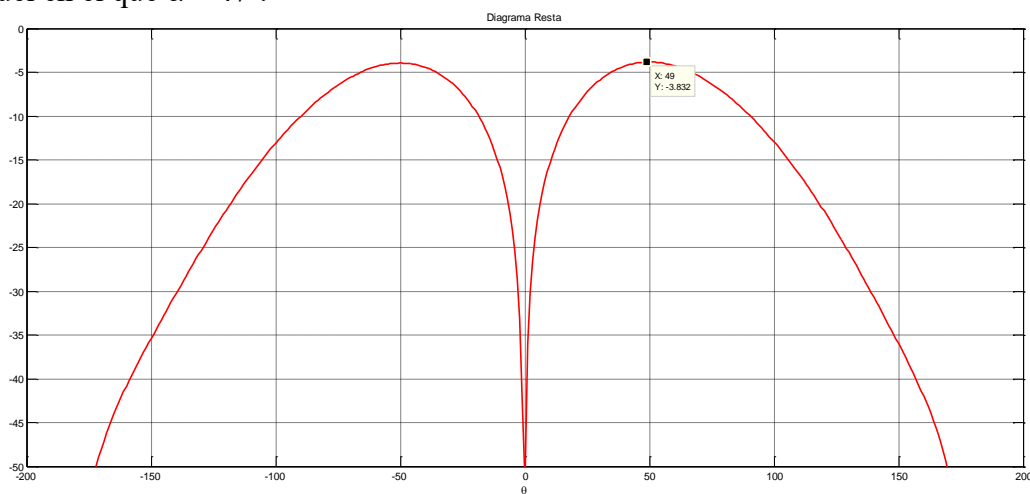


**Figura 4.19 Diagramas de Radiación de la Suma de la Agrupación con Tilt de 47 grados**

Al igual que en el caso anterior, este diagrama está calculado a partir de la ganancia de las antenas, ya que es el valor más próximo a la realidad que podemos tener, ya que tiene en cuenta todas las pérdidas del conjunto.

Como vemos, la zona que había plana en el caso anterior ahora se ha convertido en un pequeño rizado, proporcionándonos un ancho de banda un poco mayor y una mayor zona por donde podemos recibir una señal y poder detectarla.

Ahora, pasaremos a estudiar el caso de la resta de las señales para el caso óptimo, que es aquel en el que  $\alpha = 47^\circ$ :



**Figura 4.20 Diagramas de Radiación de la Resta de la Agrupación con Tilt de 47 grados**

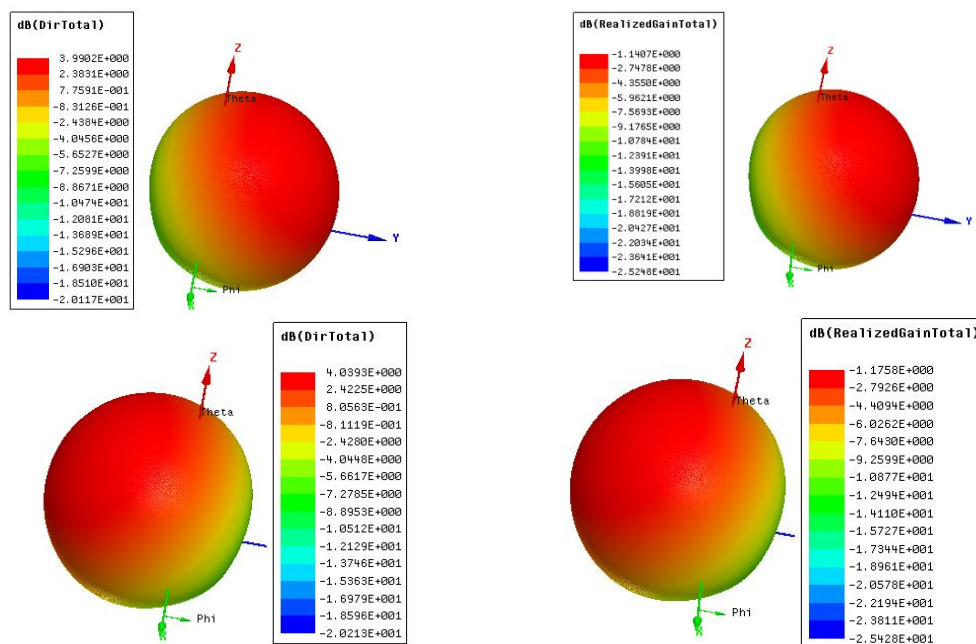
En este caso, el valor máximo de este diagrama se encuentra para los valores de  $\pm 49^\circ$ , es decir, un poco más a los extremos que en el caso anterior. Además, los máximos de este diagrama son un poco más elevados que antes, lo que se traduce en que no se pierde tanto de las señales que nos llegan.

Los diagramas también son algo más anchos que antes debido a la mayor inclinación del conjunto.

Este caso es más parecido a la resta de las antenas en el caso de la agrupación sobre el plano H, es decir, sería la mayor similitud con el caso ideal.

Para realizar la comparativa de todos estos ángulos, compararemos los FoV, que es lo que realmente nos sirve para saber desde qué lugar nos viene una señal.

Estos son los diagramas en 3D para este ángulo de inclinación:



**Figura 4.21 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación con Tilt de 47 grados**

Vamos a ver qué ocurre cuando la inclinación pasa a ser  $53^\circ$ :

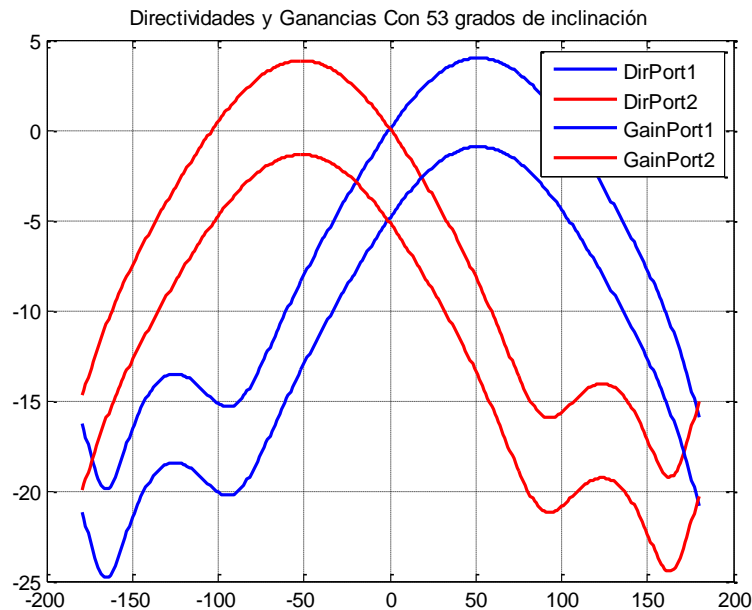
- **53 grados**

En último lugar, vamos a observar el ángulo de inclinación mayor que podemos utilizar con el ancho de banda que tiene nuestra antena individual.

Como en todos los casos, los diagramas individuales de radiación de las antenas se cruzan en  $\theta = 0^\circ$ .

Estudiaremos los cambios aparentes que se aprecian en los diagramas con respecto a los casos anteriores observando dichos diagramas para este caso:





**Figura 4.22 Diagramas de Radiación de la Agrupación con Tilt de 53 grados**

En un principio, se puede apreciar, como en todos los casos anteriores, que los diagramas son simétricos entre sí, debido a que las antenas son iguales y el plano de simetría sigue encontrándose en el centro de las antenas.

También se puede ver que, al aumentar el ángulo de inclinación, también varía la posición del máximo de los diagramas, la cual se desplaza hacia ángulos mayores.

Además, como consecuencia de este hecho, el punto donde se cruzan ambas gráficas es un punto donde la señal que llega de cada una de las antenas individuales tiene un valor inferior al valor de 3dB por debajo del máximo de radiación de las antenas individuales. Por tanto, podemos comprobar que no nos encontramos en el caso óptimo.

Nuevamente, calcularemos la eficiencia de la agrupación a partir de sus valores máximos de ganancia, los cuales son:

$$\text{Directividad} = 3.9970 \text{ dB}; \quad \text{Ganancia} = -0.9214\text{dB}$$

Que, pasándolos a escala lineal para poder trabajar con ellos y realizar la diferencia entre la ganancia y la directividad de manera correcta. Dichos valores en lineal son los siguientes:

$$\text{Directividad} = 2.5101; \quad \text{Ganancia} = 0.8088$$

Con estos datos, pasamos al cálculo de la eficiencia de esta última agrupación, para ver si ha cambiado ese valor o, por el contrario, sigue en la misma línea:

$$\eta = \frac{\text{Ganancia}}{\text{Directividad}} = \frac{0.8088}{2.5101} = 0.3222$$

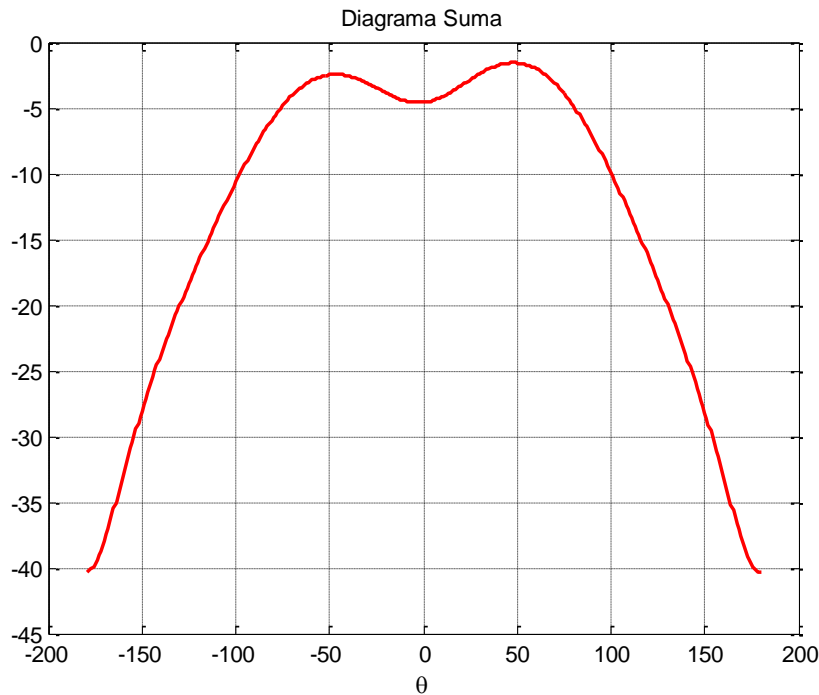
Por tanto, se demuestra que la eficiencia no depende en gran medida del ángulo de inclinación que tengan las antenas entre sí, por lo que la suposición que tomamos en el primer caso estudiado, podría ser correcta.

Una vez estudiemos el estudio de la red comparadora monopulso, veremos si mejora la eficiencia de las agrupaciones de las dos antenas individuales.

Ahora vamos a ver los diagramas suma y resta:

- **Diagrama Suma y Resta a 53 grados**

Vamos a pasar a ver qué cambios se producen ante este último cambio de ángulo de inclinación de las antenas:



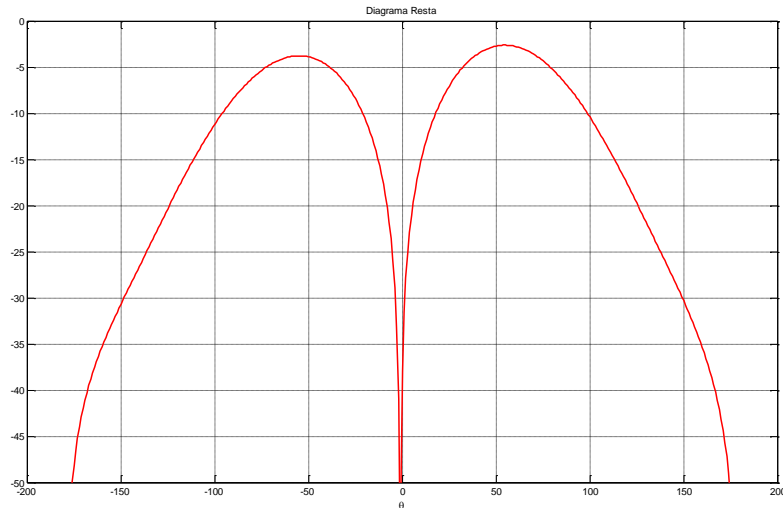
**Figura 4.23 Diagramas de Radiación de la Suma de la Agrupación con Tilt de 53 grados**

En un primer momento, lo más llamativo de la imagen es que el rizado en la zona central aumenta debido a que el punto donde se cruzan las antenas se encuentra más separado que en el caso óptimo.

Esto podría provocar que una señal que llega desde el centro de las dos antenas, es decir, donde se encuentra el plano de simetría, tiene una ganancia menor que una señal que nos llegara, por ejemplo, en torno a  $50^\circ$ , lo que provocaría que no podamos ver claramente una señal que nos entre por  $\theta = 0^\circ$ .

Por contraposición, el rango en el que se podría recibir señal con posibilidad para saber de dónde procede es algo mayor, debido a que los máximos están más separados entre sí.

Ahora vamos a observar el diagrama de la resta:

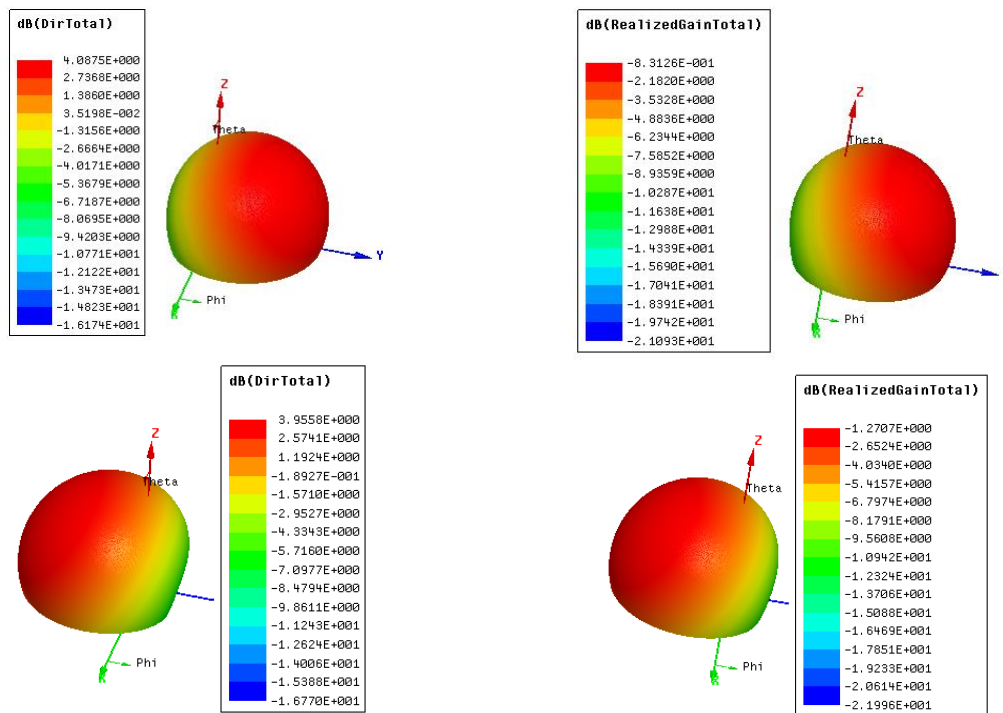


**Figura 4.24 Diagramas de Radiación de la Resta de la Agrupación con Tilt de 53 grados**

En este caso, el máximo de ganancia se encuentra a  $\pm 55^\circ$ . Estos valores se encuentran en ángulos algo mayores que en el caso anterior debido a la mayor inclinación.

Sigue apareciendo un gran nulo en el centro del diagrama, porque justo en ese punto se cruzan los diagramas y tienen el mismo valor, lo que provoca un nulo completo en ese punto. Este valor se aprecia mejor ahora porque los máximos tienen mayor separación entre sí.

Estos son los diagramas en 3D para este ángulo de inclinación:



**Figura 4.25 Diagramas de Radiación en 3D de la Agrupación con Tilt de 53 grados**

Para comparar los diagramas suma y resta de los ángulos, vamos a observar lo verdaderamente importante del conjunto. Esto es, el Campo de Visión (FoV) y ver cómo varía en función del ángulo  $\alpha$ .

A continuación, para estudiar mejor el comportamiento y las diferencias que hay para cada ángulo, vamos a hacer una tabla resumen indicando cada uno de los términos de mayor importancia para este diseño:

	<b>G (dB)</b>	<b>Dir (dB)</b>	<b><math>\Delta\theta</math></b>	<b><math>\eta</math></b>	<b>Adaptación</b>	<b>Aislamiento</b>
<b>Ángulo 36°</b>	-1.329	3.7883	91°	0.3078	-10.9269dB	38.7419dB
<b>Ángulo 47°</b>	-1.234	3.8964	90°	0.3069	-10.98dB	39.79dB
<b>Ángulo 53°</b>	-0.9214	3.997	89°	0.3222	-13.9992dB	39.98dB
<b>Suma 36°</b>	-0.4186	-	110°	-	-10.9269dB	38.7419dB
<b>Resta 36°</b>	-5.241	-	48°	-	-10.9269dB	38.7419dB
<b>Suma 47°</b>	-1.716	-	140°	-	-10.98dB	39.79dB
<b>Resta 47°</b>	-3.828	-	51°	-	-10.98dB	39.79dB
<b>Suma 53°</b>	-1.567	-	151°	-	-13.9992dB	39.98dB
<b>Resta 53°</b>	-2.621	-	52°	-	-13.9992dB	39.98dB

**Tabla 4.3 Tabla Resumen Antenas con Tilt Mecánico**

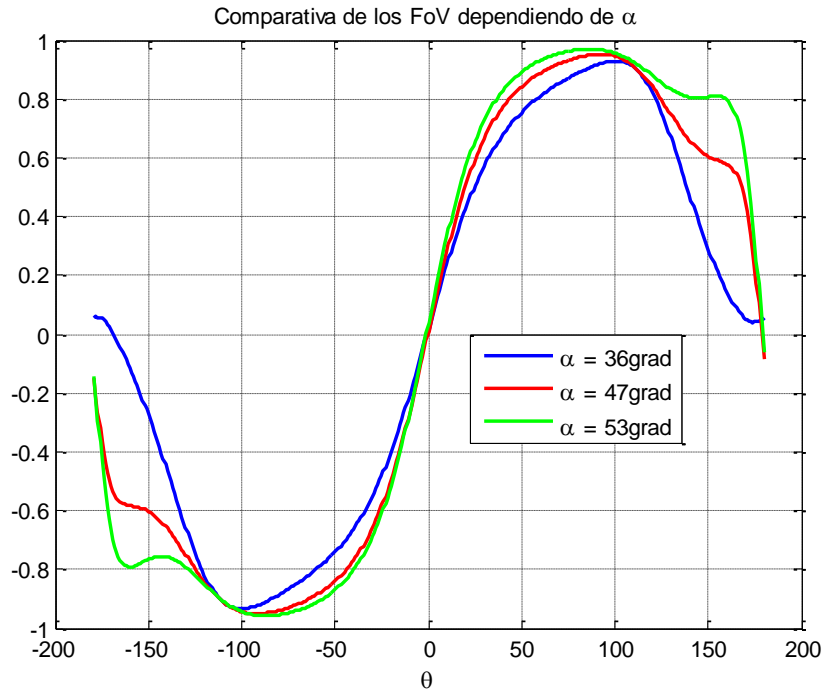
### **4.2.3 Comparativa de Fields of View de Antenas con “Tilt” Mecánico**

La importancia de todo lo calculado y estudiado en el punto 4.2 de este trabajo radica en el cálculo del Campo de Visión o Field of View (FoV) de las agrupaciones.

El FoV es el rango de ángulos en el cual la relación entre la resta y la suma es una línea recta. Esto se traduce en que, dentro de esa línea recta, una señal que nos llega por un ángulo en concreto se traduce en un valor único en esa recta, por lo que podemos distinguir con precisión el ángulo por el que nos viene la señal.

Por el contrario, no podemos llegar a saber la distancia hasta dicho campo emisor. Esto nos proporciona bastante información acerca del blanco que queremos localizar, sin embargo, necesitaríamos dos agrupaciones como las estudiadas colocadas en perpendicular para poder definir correctamente el ángulo y la distancia a la que se encuentra el blanco.

Vamos a observar la comparativa entre los FoV de las agrupaciones con “tilt” mecánico:



**Figura 4.26 Comparativa de FoV en Función de los Ángulos de Inclinación de las Antenas ( $\alpha$ )**

A continuación, análogamente a la gráfica resumen de los tres FoV, vamos a hacer una tabla para resumir todos estos valores:

	$\theta_{\text{inferior}}$	$\theta_{\text{superior}}$	Valor inferior	Valor superior
<b>FoV 36 grados</b>	-20°	20°	-0.4	0.4267
<b>FoV 47 grados</b>	-30°	30°	-0.659	0.6665
<b>FoV 53 grados</b>	-20°	20°	-0.5155	0.5676

**Tabla 4.4 Tabla Resumen FoV Antenas con Tilt Mecánico**

Se puede apreciar como en el caso de  $\alpha = 36^\circ$ , prácticamente no se aprecia una línea recta para ningún ángulo. Es decir, este es el caso peor dentro del rango de ángulos que podemos inclinar las antenas.

El campo de visión en este caso es el más reducido e irregular, por lo que no serviría para poder detectar desde qué punto nos llega la señal y no cumple con el objetivo del proyecto.

En los otros dos casos, se puede apreciar una línea recta más o menos uniforme dentro de un rango de ángulos.

Para  $\alpha = 47^\circ$ , este rango es un poco mayor, ya que la pendiente de la recta no es tan alta como en el caso de  $53^\circ$ . Este rango comprende, aproximadamente, entre  $\alpha = 30^\circ$  y  $\alpha = -30^\circ$ .

Ese es el rango en el cual una señal recibida desde un ángulo concreto, tiene un valor único en esa recta y se puede detectar la posición desde la que llega la señal. Como se ve, dicho rango es muy pequeño en comparación con el total de la esfera, sin embargo, puede detectar señales desde una gran distancia, la cual aumenta cuanto más nos alejamos de la agrupación, aunque seamos incapaces de determinar la distancia.

Para el último caso, el de  $\alpha = 53^\circ$ , la pendiente de la recta se eleva, provocando que dos ángulos muy próximos entre sí puedan tener valores muy similares y no se pueda saber exactamente desde qué ángulo se está recibiendo la señal, sino que únicamente se pueda hacer una estimación de dicho ángulo.

El rango, en este caso, es de  $\alpha = 20^\circ$  a  $\alpha = -20^\circ$ . Esto es debido a esa inclinación más alta también.

Por tanto, se demuestra que el caso óptimo es aquel en el que los niveles de los diagramas de radiación individuales se cruzan en un punto cuyo valor es igual al máximo de los diagramas menos 3dB. Este es el caso que nos proporciona un mayor rango de ángulos sobre los que podemos distinguir de dónde procede la señal, es decir, un mayor FoV.

Lo siguiente a estudiar es el estudio de la red comparadora monopulso y realizaremos una comparativa con el “tilt” mecánico.

### 4.3 Agrupación de Dos Antenas con Red Comparadora Monopulso

Como sabemos, la red comparadora monopulso es el objetivo principal de este proyecto. Su función es la de hacer las operaciones necesarias e introducir los retardos necesarios para extraer por sus puertos la combinación deseada de las señales de entrada.

Hay distintos tipos de redes comparadoras monopulso. El más básico (y también el primero que se aprende) es el que se construye con el híbrido de  $180^\circ$  o “Rat-Race”. Para construir la red comparadora monopulso con este tipo de híbrido, se requieren cuatro híbridos de esa clase para conseguirlo.

El híbrido en cuestión es el siguiente:

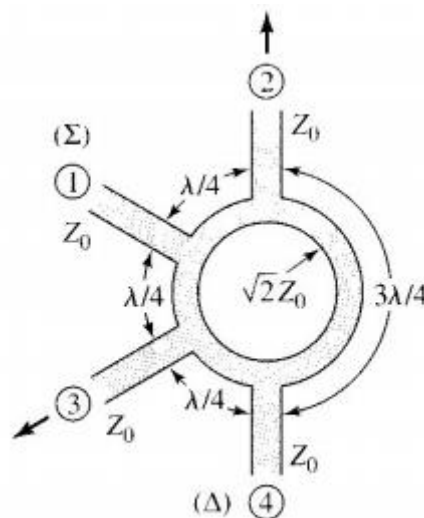


Figura 4.27 Esquemático del Híbrido de  $180^\circ$  o “Rat-Race”

Las medidas se encuentran en la figura. Por otra parte, el anillo tiene una impedancia que es igual a  $Z_0\sqrt{2}$ , mientras que la impedancia de los puertos es de  $Z_0$ . Utilizando el valor habitual de  $Z_0 = 50\Omega$ , por tanto, los puertos tendrán esa impedancia, mientras que la del anillo sería igual a  $Z_0 = 70.71\Omega$ .

Con estos parámetros, los parámetros de dispersión o S deberían quedar como los siguientes:

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

**Figura 4.28** Parámetros S del Híbrido “Rat-Race” Ideal

Esto quiere decir que la potencia de una señal que entra por un puerto se reparte equitativamente a los puertos contiguos, mientras que la fase de la señal sufre un desfase de 90° si recorre una distancia de  $\lambda/4$ , y un desfase de 270° si recorre el camino de  $3\lambda/4$ , lo que provoca que en los puertos 2 y 3, cuando se introduzca señal halla un desfase de 180° entre las señales que llegan al puerto 4. Por esto, es por lo que se denomina híbrido de 180°.

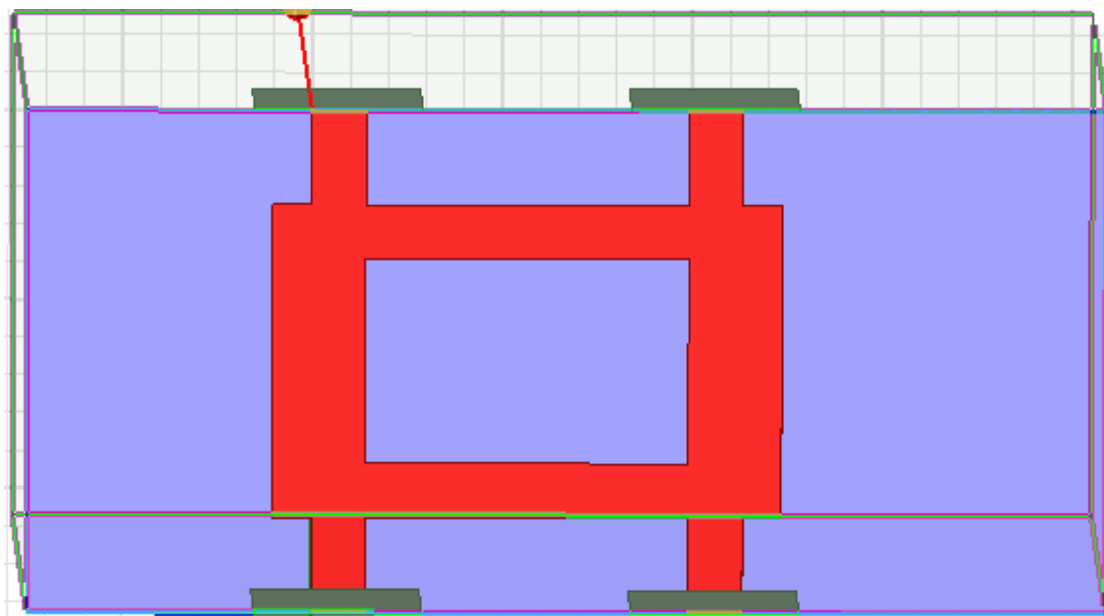
Con esto y tal como se observa en la Figura (incluir número de figura), por los puertos 1 y 4 sacamos la suma y la resta, respectivamente, de las señales introducidas por 2 y 3, que serán las señales recibidas por las antenas que se coloquen en esos puertos.

Este circuito lo utilizaremos para realizar la red monopulso cuando realicemos la medida de las antenas comerciales.

### 4.3.1 Esquemático del Híbrido de 90°

Por otra parte, un circuito bastante más sencillo de diseñar en HFSS y que realiza la misma función añadiendo algunas líneas, es el híbrido de 90° o “Branch-Line”, el cual será el que utilizemos para la realización de la red comparadora monopulso en el circuito microstrip.

El híbrido es el siguiente:



**Figura 4.29** Esquemático del Híbrido “Branch-Line”

Este circuito, al ser rectangular, se puede simular fácilmente y con rapidez. Lo que hemos de entender de este circuito es que sus parámetros S son los siguientes:

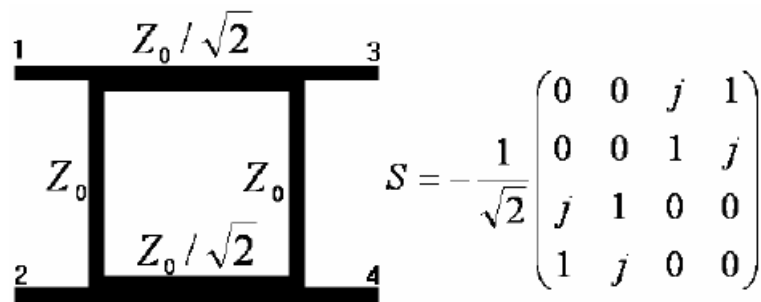


Figura 4.30 Parámetros S del Híbrido “Branch-Line” Ideal

Con esa numeración de puertos, lo que quiere decir es que, cuando introducimos señal por un puerto, la señal se reparte equitativamente entre el puerto directo y el puerto acoplado, sin embargo, hay una diferencia de fases entre ellos de 90°. El puerto que se queda en el mismo lado del puerto de entrada, se denomina puerto aislado, ya que no llega señal cuando se introduce por el otro puerto de este lado.

Como siempre, este es el caso ideal, en nuestro caso hemos de considera que tenemos pérdidas y que el aislamiento no es total. Además, el puerto por el que recorre más camino, también sufrirá mayores pérdidas.

### 4.3.2 Diseño Red Comparadora Monopulso (Sin Antenas)

En nuestro caso, el circuito que es de interés es el del híbrido de 90° con las líneas que conectan dicho híbrido con las antenas de parche, las cuales recibirán las señales del exterior.

Dicho esquemático es el siguiente:

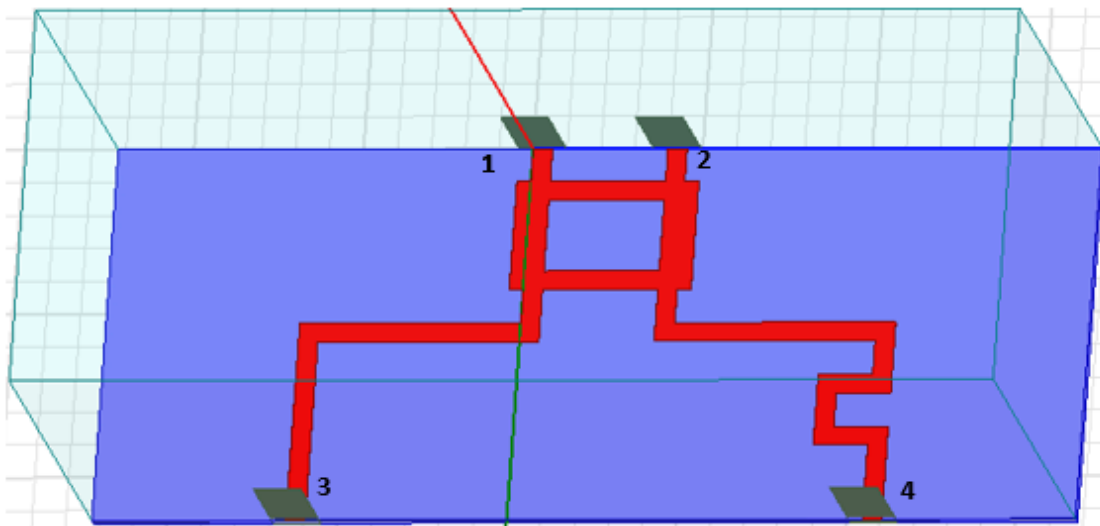


Figura 4.31 Esquemático de la Red Comparadora Monopulso (Sin Antenas) con Numeración de Puertos



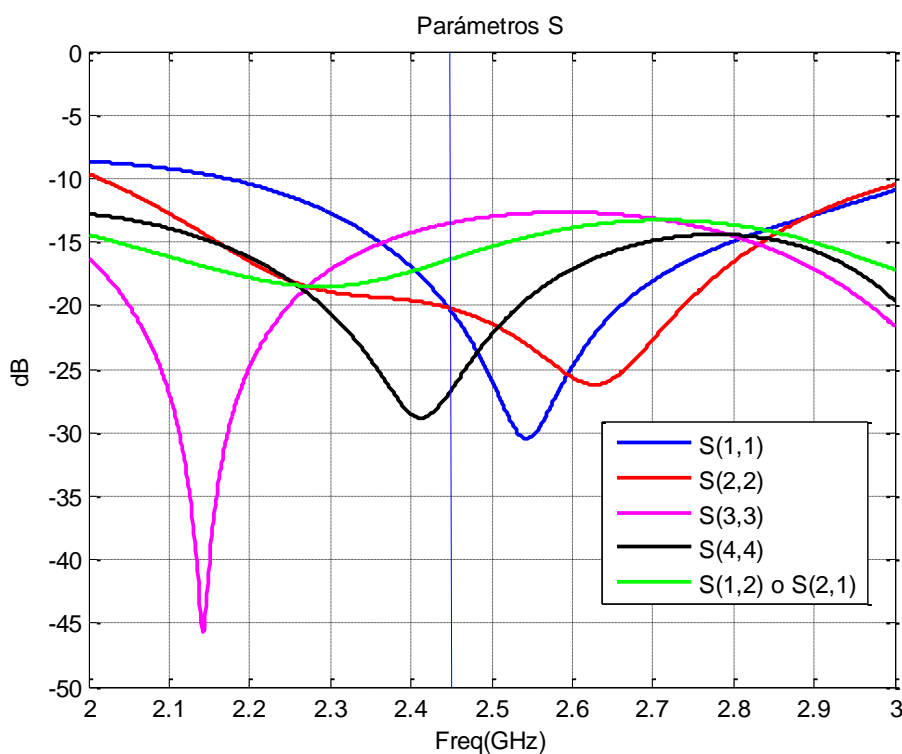
El híbrido va, por un lado, conectado directamente a los puertos de salida (a través de los cuales obtendremos las medidas) y, por otro lado, tiene 2 caminos: un camino para conectar la antena de la izquierda y otro para conectar la de la derecha.

Sin embargo, vemos como uno de los caminos es visiblemente más largo. En concreto, este camino es  $\lambda/4$  más largo, lo que produce que la señal sufra un desfase entre caminos de  $90^\circ$ , lo que provocará que por uno de los puertos obtengamos la señal suma, mientras que por el otro obtengamos la señal resta.

Este desfase es imprescindible para que la red comparadora funcione debidamente y sume las señales (puerto de salida de la derecha) o las reste (puerto de salida de la izquierda) en puertos separados y así poder analizar la posición desde la que recibimos la señal.

Estudiando este circuito conseguimos caracterizarlo para ver las reflexiones que se producen justo antes de las uniones con las antenas de parche.

Por tanto, vamos a observar los parámetros S de reflexión y de transmisión de la red comparadora:



**Figura 4.32 Parámetros S de Reflexión y Aislamiento de la Red Comparadora Monopulso**

En este caso, tenemos 4 puertos, uno por cada uno de los puertos que tiene el híbrido “Branch-Line”. Poniendo los valores en una tabla:

	S(1,1)	S(2,2)	S(3,3)	S(4,4)
<b>Valores a 2.45GHz</b>	-20.45dB	-20.23dB	-13.5dB	-26.63dB

**Tabla 4.5 Tabla Resumen Parámetros Adaptación de Red Comparadora Monopulso**

Como se puede ver, todos los parámetros S se encuentran por debajo de -10dB, es decir, por debajo de la décima parte de la unidad. Sin embargo, los valores varían en función del puerto al que nos estemos refiriendo.

En los puertos 1 y 2, las reflexiones tienen, prácticamente el mismo valor, ya que en el híbrido la potencia se reparte equitativamente por los puertos y la potencia que se refleja es exactamente la misma para ambos puertos a 2.45GHz.

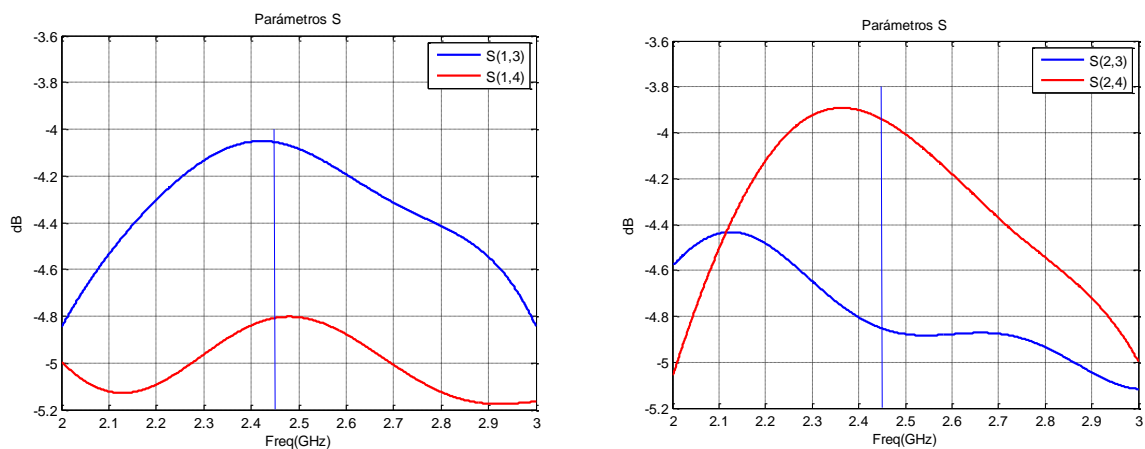
Sin embargo, como en los otros puertos hay una diferencia de caminos, no tienen el mismo valor de parámetros de reflexión. Para el puerto que tiene menos camino, las reflexiones producidas son mayores, ya que las señales reflejadas también recorren menos camino y llegan con mayor potencia.

Sin embargo, para el puerto 4, al ser un camino más largo, las señales reflejadas que vuelven por el puerto, tienen una amplitud menor, produciendo que el parámetro S(4, 4) sea el menor de todos.

Este gráfico nos proporciona información acerca de las reflexiones que van a recibir las antenas cuando las coloquemos sobre los puertos 3 y 4.

Otros parámetros importantes son los de transmisión. En otras palabras, la pérdida que recibirán las señales procedentes de las antenas cuando se transmitan hacia los puertos de salida del híbrido (puertos 1 y 2 del diagrama).

Por tanto, vamos a ver dichos parámetros:



**Figura 4.33 Parámetros S de Transmisión de la Red Comparadora Monopulso**

Todas estas medidas, se han estudiado para el caso de  $f = 2.45\text{GHz}$ , que es la frecuencia de trabajo.

Vamos a observar los valores de transmisión en una tabla a modo de resumen:

	<b>S(1,3)</b>	<b>S(1,4)</b>	<b>S(2,3)</b>	<b>S(2,4)</b>
<b>Valores a 2.45GHz</b>	-4.055dB	-4.808dB	-3.941dB	-4.852dB

**Tabla 4.6 Tabla Resumen Parámetros Transmisión de Red Comparadora Monopulso**

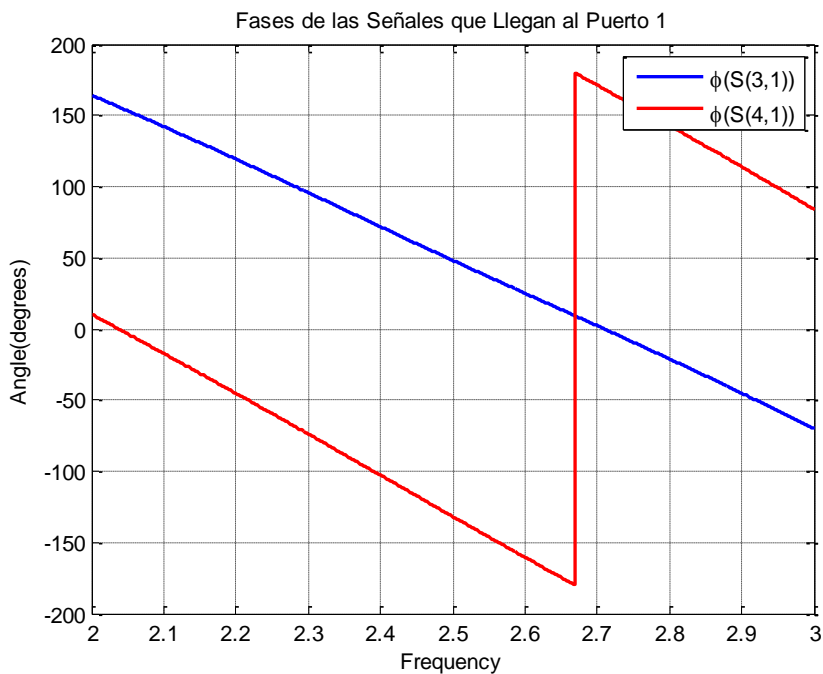
Los parámetros de transmisión con mayor amplitud se corresponden con el puerto que tiene un camino menor. Por consiguiente, los que tienen un valor de amplitud menor se corresponden con el puerto que tiene el mayor camino.

Este suceso es sencillamente deducible, ya que, cuando una señal recorre más camino y el substrato sobre el que se encuentra no es ideal sino que contiene pérdidas, dicha señal que recorre el camino mayor, se ve afectada por mayores pérdidas, produciendo que el valor de este parámetro baje considerablemente con respecto al parámetro del puerto con menor recorrido.

La diferencia es bastante apreciable debido a que el substrato es comercial y barato, por lo que la tangente de pérdidas es elevada y produce un gran cambio en la transmisión de la señal.

Para saber por qué puerto se realiza la suma y por cuál se realiza la diferencia, vamos a observar las fases correspondientes a los valores anteriores de parámetros de transmisión, los cuales representábamos en módulo.

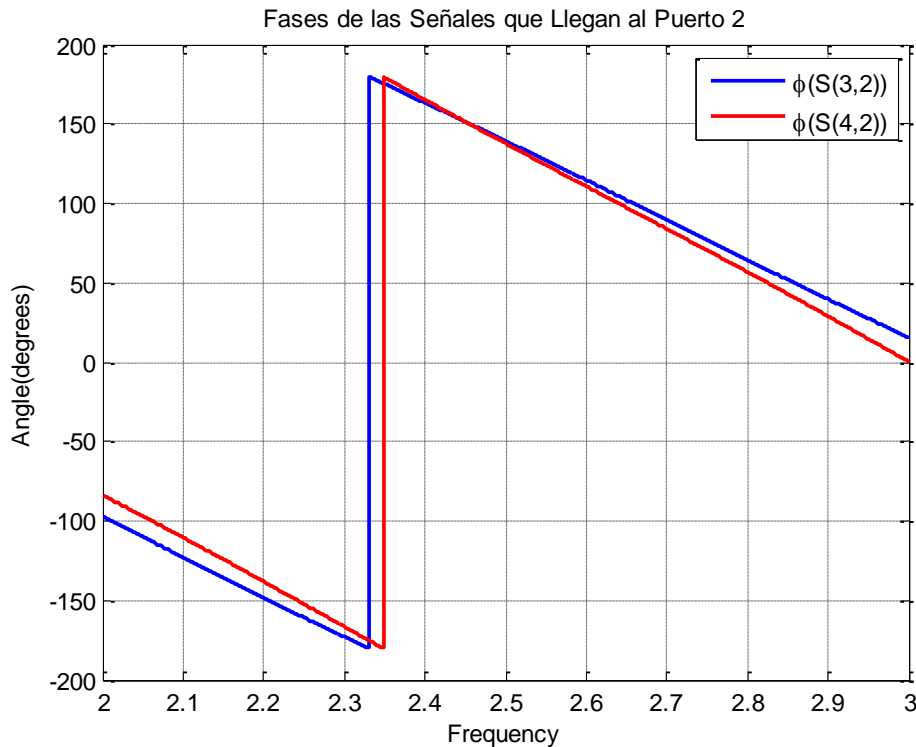
Primeramente, vamos a representar el ángulo de las señales que nos llegan por el puerto 1:



**Figura 4.34 Representación Fases de las Señales que Llegan al Puerto 1**

Como se puede apreciar en la imagen, la diferencia de fases entre las señales que nos llegan al puerto 1 se mantiene constante en todo momento. Tras realizar la medición de la diferencia de fases, vemos que en el modelo real con las antenas de parche este valor es de 180°, por lo que se realizará la resta de las señales que nos llegan de las antenas por este puerto.

A continuación, vamos a ver las fases de las señales que llegan al puerto 2:



**Figura 4.35 Representación Fases de las Señales que Llegan al Puerto 2**

Como se puede observar, por este puerto las señales que nos llegan tienen la misma fase, es decir, entre ellas la diferencia de fases es nula, por lo que la suma será la mejor que se puede conseguir con este circuito.

La diferencia de caminos produce que la señal no se reparta equitativamente entre los puertos, sino que haya una diferencia de, aproximadamente, 1dB entre las señales que se transmiten hacia el puerto directo y hacia el puerto acoplado.

Para finalizar con el estudio de las simulaciones, vamos a combinar esta red comparadora monopulso con las dos antenas de parche que hemos diseñado con anterioridad.

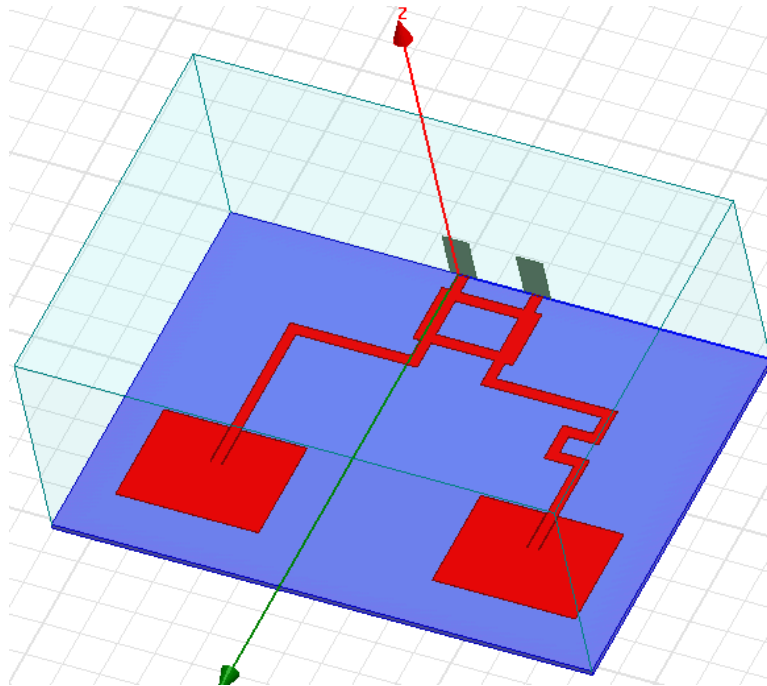
Una vez en conjunto, observaremos la suma y la resta de las señales procedentes de las antenas y su relación, tal y como hemos hecho en el caso del “tilt” mecánico.

### 4.3.3 Red Comparadora Monopulso Completa con 2 Antenas de Parche

Este es el último paso de diseño de la red comparadora monopulso. En este punto, vamos a realizar la unión de las antenas de parche con el conjunto de la red comparadora monopulso para intentar aproximar todo lo posible la simulación al caso real físico que obtendremos más adelante.

Aquí, vamos a comprobar si el funcionamiento del conjunto es el que esperábamos y está hecho de manera correcta, es decir, se producen la suma y la resta de manera correcta o, al menos, se le asemeja lo suficiente para considerarse correcta.

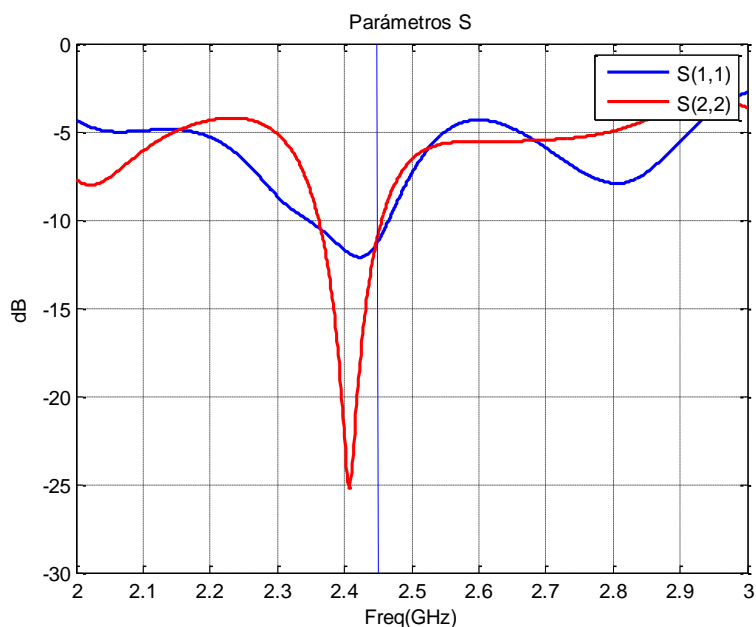
El esquemático completo del conjunto es el siguiente:



**Figura 4.36 Esquemático de la Red Comparadora Monopulso (Con Antenas)**

Los números de los puertos se encuentran en la primera figura del punto 4.2.2. A través del puerto 1, extraeremos la resta de las señales. Por otro lado, a través del puerto 2 obtendremos la suma de las señales que nos llegan de las antenas.

Lo primero, como en todos los casos, es observar los parámetros S de la agrupación para saber las reflexiones que tenemos en los puertos de salida del conjunto. Estos parámetros S son los siguientes:



**Figura 4.37 Parámetros S de la Red Comparadora Monopulso (Con Antenas)**

A la frecuencia de 2.45GHz, como siempre, las reflexiones producidas una vez tenemos todo el conjunto conectado se encuentran por debajo de -10dB, lo que es un valor

considerablemente bueno, es decir, lo suficientemente bajo, para que la red funcione correctamente sin que dichas reflexiones interfieran con la señal que queremos analizar.

El valor de los parámetros de reflexión para ambos puertos es, aproximadamente, el mismo.

Si los valores de los parámetros fueran demasiado altos, no podríamos realizar el conjunto ya que las reflexiones destrozarían los resultados y no se podría confiar en los datos que nos proporcionarían las antenas.

Como ocurría con la red que hemos estudiado en el punto anterior, las señales que nos lleguen desde la antena que está unida al camino de mayor recorrido tendrán una amplitud menor y eso será observable en los diagramas de radiación que nos lleguen de las antenas, afectando a la simetría del conjunto.

Por tanto, vamos a pasar a estudiar los diagramas de radiación del conjunto completo:

- Diagramas en el Plano H y E del Puerto Suma

En el puerto suma, la señal del camino largo sufre un desfase de  $90^\circ$  con respecto a la señal del otro camino más un desfase de  $90^\circ$  producido por el híbrido de  $90^\circ$ , lo que hace un total de  $180^\circ$ .

Por otro lado, la señal del camino corto, para salir por el puerto suma, sufre un desfase de  $180^\circ$  debido al híbrido “Branch-Line” únicamente. Por tanto, ambas señales llegan con la misma fase al puerto suma, lo que produce una interferencia constructiva y genera el diagrama suma del conjunto.

El diagrama suma se puede ver desde dos planos:

- PLANO H

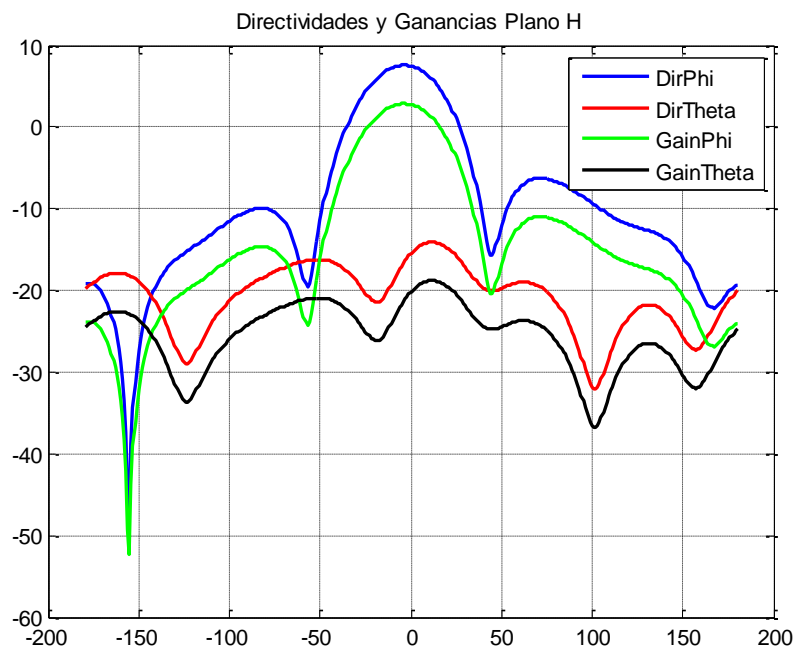


Figura 4.38 Diagramas de Radiación del Puerto Suma en el Plano H

Sobre el plano H, los diagramas de radiación de la ganancia y de la directividad tienen un lóbulo principal y otros dos lóbulos secundarios. Sin embargo, aquí ya podemos observar la primera discordancia con respecto a los diagramas de radiación de la agrupación sobre el plano H.

Esta discordancia es que, como se puede apreciar, el diagrama ya no es simétrico, sino que uno de los lóbulos secundarios tiene una amplitud menor que el otro debido a la diferencia de caminos, que produce una caída de señal.

Ahora, vamos a calcular la eficiencia de este conjunto. Como siempre, vamos a calcular primero los máximos de ganancia y directividad:

Directividad = 8.4940dB;                      Ganancia = 3.7818dB

Que, pasando los valores a lineal para poder realizar la relación entre ellos, nos queda:

Directividad = 7.0696;                      Ganancia = 2.3888

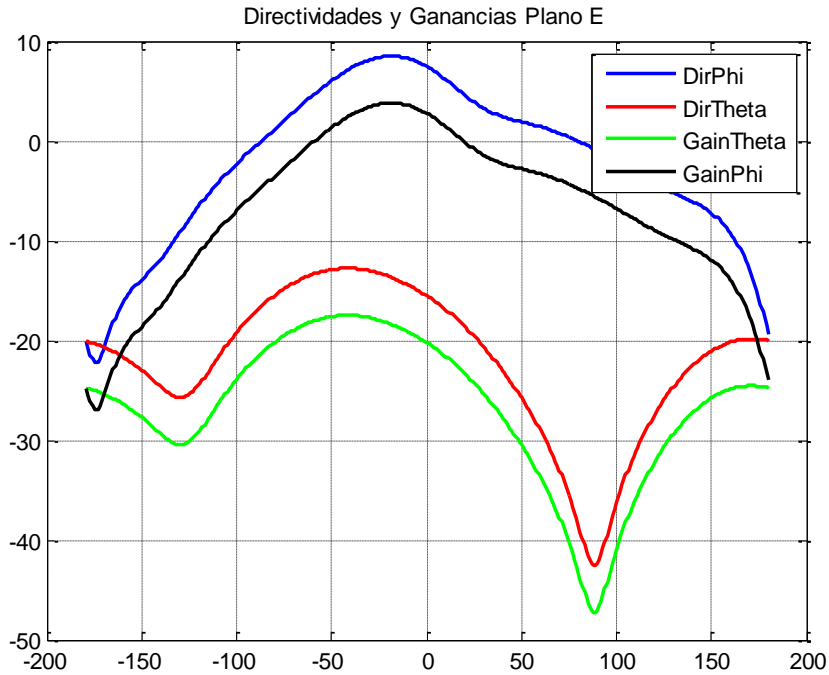
Hallando la relación entre ellas, podemos obtener la eficiencia final que tendrá nuestro conjunto con la red comparadora monopulso como:

$$\eta = \frac{\text{Ganancia}}{\text{Directividad}} = \frac{2.3888}{7.0696} = 0.3379$$

La eficiencia es algo menor que en los casos anteriores, sin embargo, la ganancia total es mayor que en cualquiera de los anteriores casos, lo que significa que una señal que nos llegue a esta agrupación y salga por el puerto suma, tendrá la mayor ganancia posible que podemos tener con el substrato de altas pérdidas que tenemos, por tanto, el tener todo sobre el mismo circuito evita pérdidas excesivas que podrían producirse en los casos anteriores.

Por otro lado, tenemos el diagrama en el plano E:

- PLANO E:



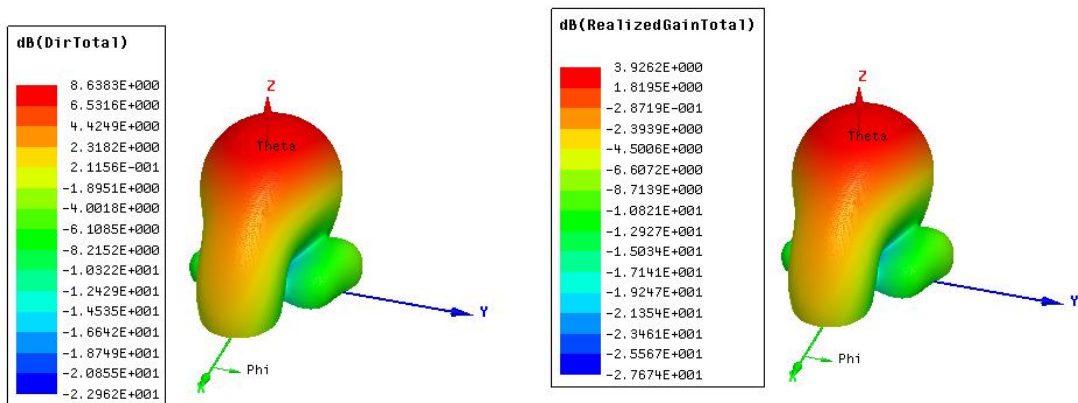
**Figura 4.39 Diagramas de Radiación del Puerto Suma en el Plano E**

En este plano, como ocurría en los casos anteriores, al estar polarizadas las antenas sobre este plano y no tener ninguna otra antena que pueda interferir con esta señal, solamente tenemos un único lóbulo y no hay lóbulos secundarios, como ocurría en el plano H.

Los valores de ganancia y directividad no varían, por tanto, la eficiencia sigue siendo la misma para este plano.

No obstante, sobre este plano se aprecia mejor que el efecto de la diferencia de caminos y, por tanto, de la diferencia de niveles de señal produce que el centro del diagrama se desplace hacia ángulos menores que el 0.

Estos son los diagramas en 3D de la suma:



**Figura 4.40 Diagramas de Radiación 3D de la Suma de la Red Comparadora Monopulso (Con Antenas)**

Ahora, veremos los diagramas del puerto resta:



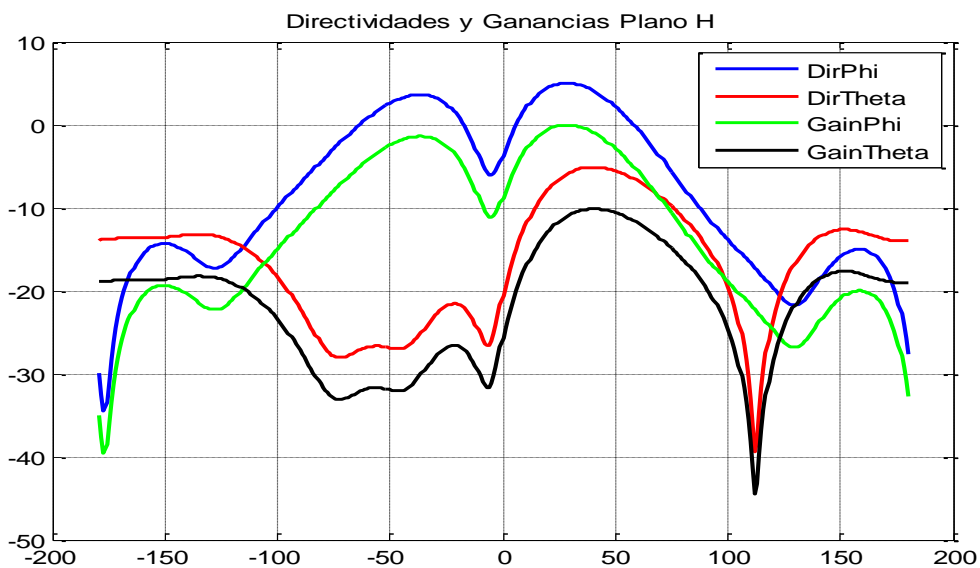
- Diagramas en el Plano H y E del Puerto Resta

En el puerto resta, la señal del camino largo sufre un desfase de  $90^\circ$  con respecto a la señal del otro camino más un desfase de  $180^\circ$  producido por el híbrido de  $90^\circ$ , lo que hace un total de  $180^\circ$ .

Por otro lado, la señal del camino corto, para salir por el puerto suma, sufre un desfase de  $90^\circ$  debido al híbrido “Branch-Line” únicamente. Por tanto, ambas señales llegan en contrafase al puerto resta, lo que produce una interferencia destructiva y genera el diagrama resta del conjunto.

El diagrama resta se puede ver desde dos planos:

- PLANO H



**Figura 4.41 Diagramas de Radiación del Puerto Resta en el Plano H**

Con el diagrama de la resta de las señales, obtenemos dos lóbulos “principales”. Los dos lóbulos no tienen el mismo nivel debido a la diferencia de caminos, que produce el mismo efecto que para la suma. Reduce el nivel de señal de uno de los lóbulos, descompensando la simetría del conjunto y, por tanto, haciendo que una señal que se reciba por los ángulos menores de  $0^\circ$  reciban una ganancia menor que para los que se encuentran en los valores positivos de ángulos.

El nulo también se desplaza ligeramente hacia la izquierda del diagrama, es decir, hacia los valores negativos de ángulos. También se aprecia que el nulo no es tan marcado como en los casos anteriores.

Esto es debido a que en los otros casos, las antenas eran independientes entre sí, mientras que ahora ambas antenas están directamente conectadas a través de la red comparadora monopulso y ya no son independientes, produciendo que la resta no sea perfecta.

Ahora, vamos a calcular la eficiencia de este conjunto. Como siempre, vamos a calcular primero los máximos de ganancia y directividad:

Directividad = 5.0438dB;

Ganancia = -0.0017dB

Que, pasando los valores a lineal para poder realizar la relación entre ellos, nos queda:

Directividad = 3.1943;

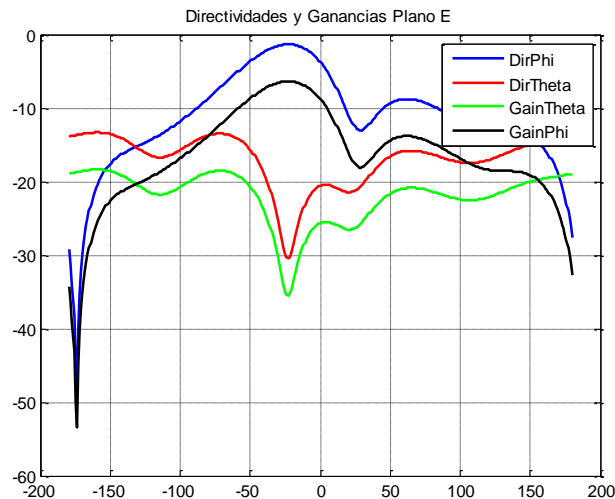
Ganancia = 0.9996

Hallando la relación entre ellas, podemos obtener la eficiencia final que tendrá nuestro conjunto con la red comparadora monopolso como:

$$\eta = \frac{Ganancia}{Directividad} = \frac{0.9996}{3.1943} = 0.3129$$

En el caso de la resta, como es habitual, la ganancia baja un poco, así como la directividad. En este conjunto, la ganancia pasa a tener un valor unitario, es decir, una señal que nos llegue sobre los máximos de la resta, no recibirá nivel de señal extra al salir por el puerto resta de la red monopolso.

- PLANO E

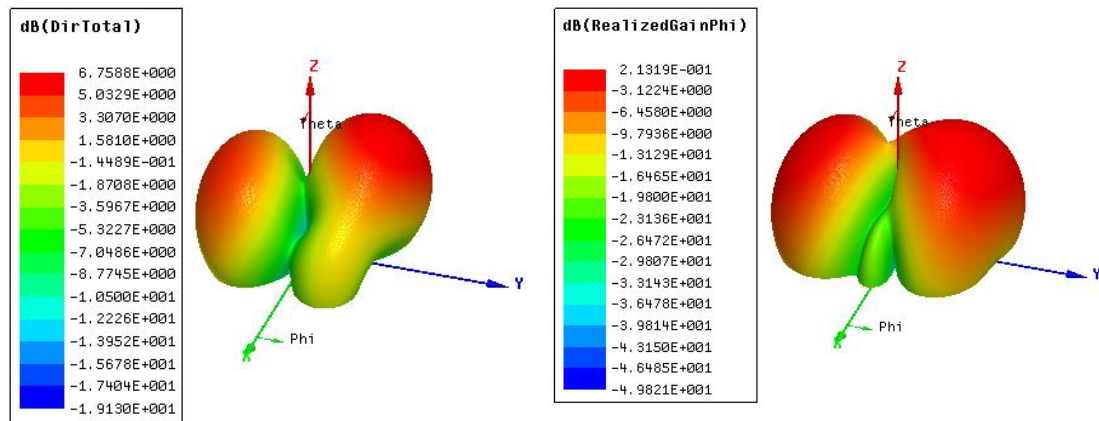


**Figura 4.42 Diagramas de Radiación del Puerto Resta en el Plano E**

En este caso, ya en el plano E no es nulo en todo el diagrama ni la ganancia ni la directividad. Sin embargo, esto no tiene por qué ser nada malo, sino que podemos recibir señal desde algunos puntos más del diagrama de radiación total.

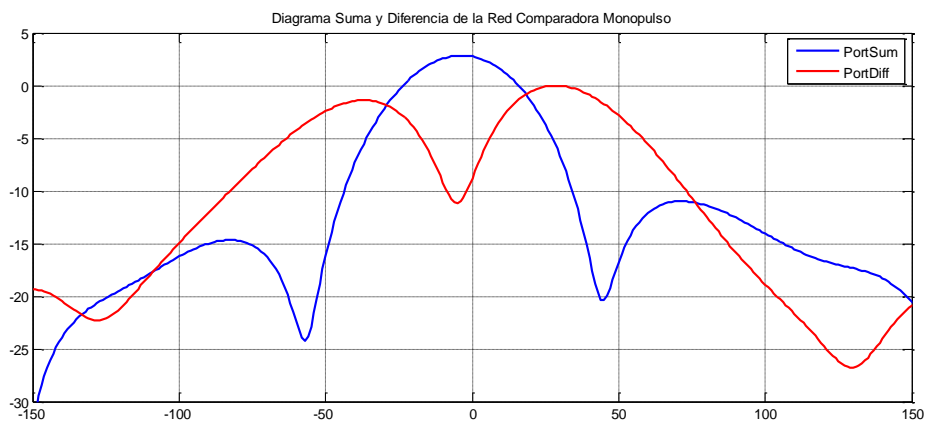
Esto puede deberse a que las antenas ahora no son independientes, sino que está todo el conjunto completamente conectado.

Estos son los diagramas en 3D de esta agrupación:



**Figura 4.43 Diagramas de Radiación 3D de la Resta de la Red Comparadora Monopulso (Con Antenas)**

Para comparar mejor los diagramas  $\sigma$  (suma de señales) y  $\Delta$  (resta de señales), vamos a representarlas conjuntamente:



**Figura 4.44 Diagrama Suma Y Diferencia Con Antenas Y Red Monopulso (Interferometría)**

Se puede ver cómo la señal que llega al puerto de la resta hay puntos en los que está por encima del diagrama del puerto de la suma. Esto es, en el punto en que se produce la interferencia constructiva de las señales recibidas por las antenas. Esto significa que no se hace la suma/resta de potencias, sino que se realiza la suma del campo eléctrico de las señales y, posteriormente, se calcula la potencia.

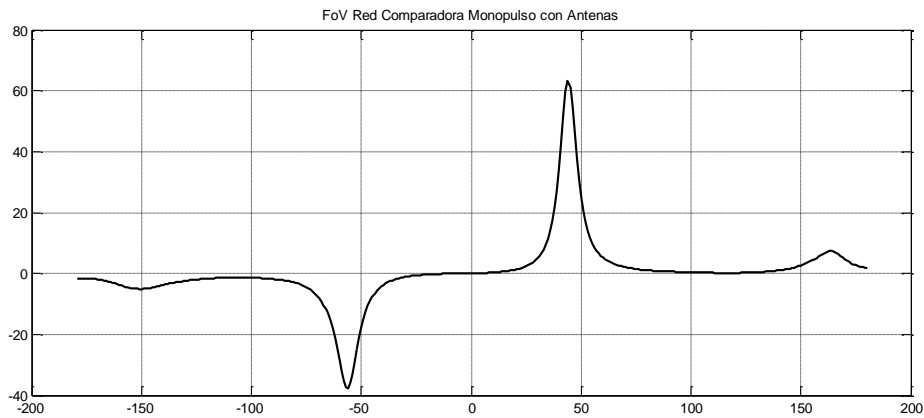
Para hacer un estudio completo, vamos a hacer una tabla resumen con los valores de las directividades y ganancias:

	<b>G (dB)</b>	<b>Dir (dB)</b>	<b><math>\Delta\theta</math></b>	<b><math>\eta</math></b>	<b>Adaptación</b>	<b>Aislamiento</b>
<b>Puerto Suma Plano E</b>	3.782	8.494	68°	0.3379	-11.22dB	15.82dB
<b>Puerto Suma Plano H</b>	2.851	7.564	40°	0.3379	-11.22dB	15.82dB
<b>Puerto Resta Plano E</b>	-6.386	-1.34	56°	0.3129	-11.22dB	15.82dB
<b>Puerto Resta Plano H</b>	-0.0017	5.0438	33°	0.3129	-11.22dB	15.82dB

**Tabla 4.7 Tabla Resumen Red Comparadora Monopulso con Antenas**

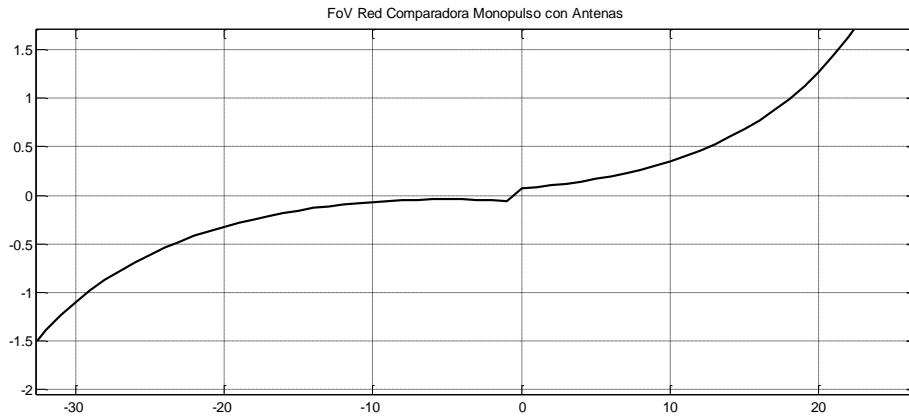
Como en todos los casos anteriores, después de estudiar todas los diagramas (tanto el suma como el resta) de la red comparadora monopulso a la que ya hemos acoplado las antenas, lo que vamos a hacer es ver el FoV correspondiente a esta composición.

Dicha gráfica es la siguiente:



**Figura 4.45 FoV Red Comparadora Monopulso Con Antenas**

Como en un caso anterior, para observar mejor la zona, lo que vamos a hacer es aumentar el Campo de Visión de esta gráfica:



**Figura 4.46 FoV Red Comparadora Monopulso Con Antenas Ampliada**

Lo primero que se aprecia aquí, es que ahora el FoV es bastante más estrecho que en casos anteriores. A excepción del caso en que hacemos la interferometría sobre el plano H con las dos antenas.

Estas diferencias de FoV las estudiaremos más a fondo en el siguiente apartado.

Lo que es importante saber es que este campo de visión va, aproximadamente, desde  $-25^\circ$  hasta  $25^\circ$ , lo que es una reducción importante del mismo.

Para observar bien los valores, vamos a colocarlos en una tabla, para tener una referencia de los límites del FoV:

	$\theta_{inferior}$	$\theta_{superior}$	Valor inferior	Valor superior
<b>FoV</b>	$-25^\circ$	$25^\circ$	-0.6101	2.405

**Tabla 4.8 Tabla Resumen FoV Red Comparadora Monopulso con Antenas**

## **5. Comparativa de las Funciones Monopulso Obtenidas con Anterioridad**

En este apartado, vamos a realizar un estudio de los cambios que se producen en las funciones monopulso o FoV.

Estos cambios se producen debido a que la forma de realizar la suma y la resta de las gráficas se hace de forma diferente dependiendo de la composición.

En la agrupación de antenas sobre el plano H y en la red comparadora monopulso con las antenas incorporadas, el diagrama suma y el diagrama resta se obtienen de la siguiente manera:

Primero, las señales que llegan a las antenas se suman en módulo y en fase, es decir, se está realizando la suma de los campos que nos llegan a las antenas, con sus desfases y sus módulos.

Una vez obtenidas la suma y la resta de los campos, calculamos la potencia y, a partir de ella, obtenemos los diagramas de radiación, que son los que se observan en ellos.

En cuanto a la agrupación de antenas con el “tilt” mecánico, los diagramas los calculamos de una forma diferente. Primero, se calculan los diagramas de radiación de cada una de las antenas por separado, por lo que hemos calculado la potencia de las antenas con anterioridad.

Finalmente, se calculan los diagramas suma y diferencia a partir de las potencias de las antenas individuales, por lo que ya no se tiene en cuenta la fase de las señales que nos llegan.

Estos hechos son los que harán que haya diferencias entre los diagramas que observaremos a continuación.

Primero, vamos a ver una comparación de los esquemas de ambos diseños, tanto el de antenas con tilt y sin interferometría, como el diseño sin tilt y con interferometría:

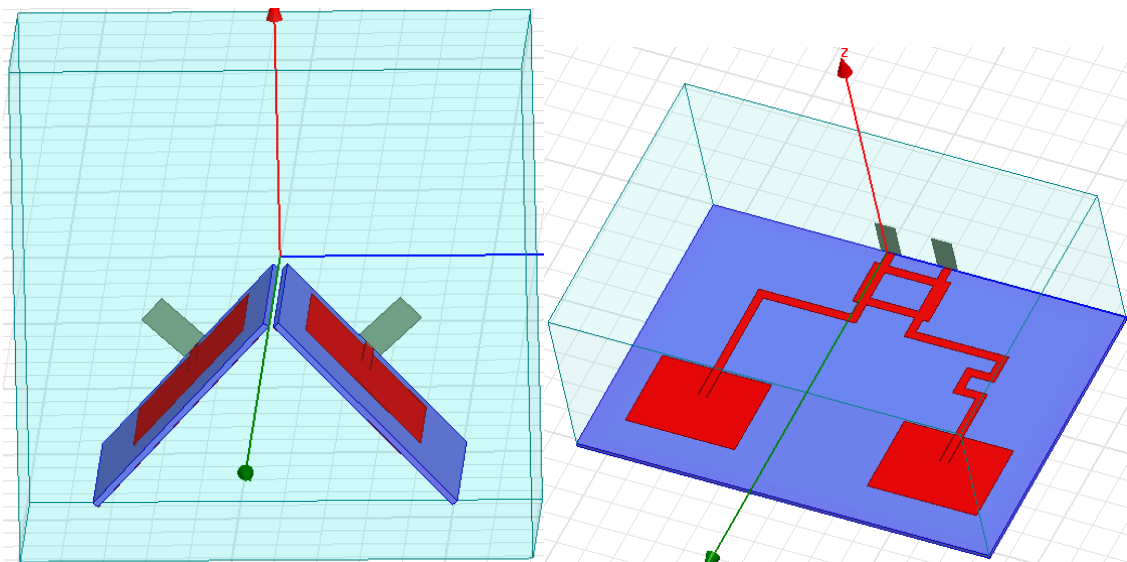


Figura 5.1 Comparación Esquemático Diseños

	Largo	Ancho
Antenas Tilt	101.13mm	45mm
Antenas Sin Tilt	145mm	101.53mm

### Tabla 5.1 Comparación Dimensiones Diseños

Como se puede ver, a primera vista, pareciera que las antenas con tilt ocupan una mayor superficie, sin embargo, debido a la red comparadora monopulso y al necesitar cierta distancia entre las antenas, es el diseño de las dos antenas con la red comparadora monopulso el que tiene una mayor superficie total.

A continuación, veremos, conjuntamente, el diagrama suma y el diferencia de la agrupación de antenas con el “tilt” mecánico:

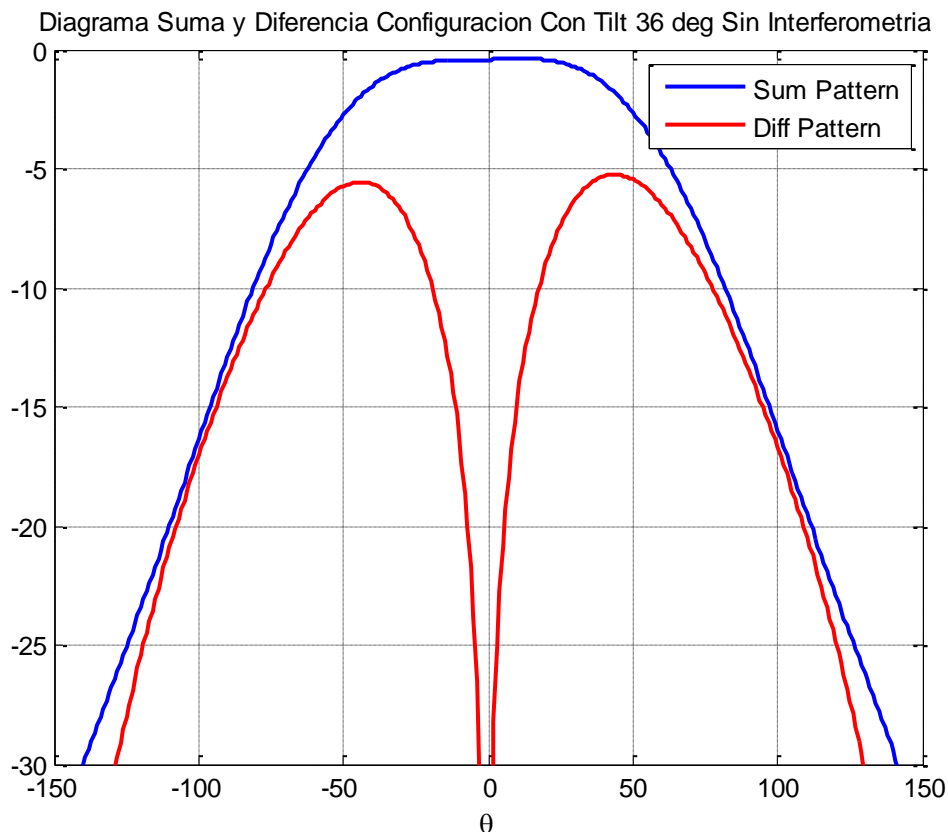


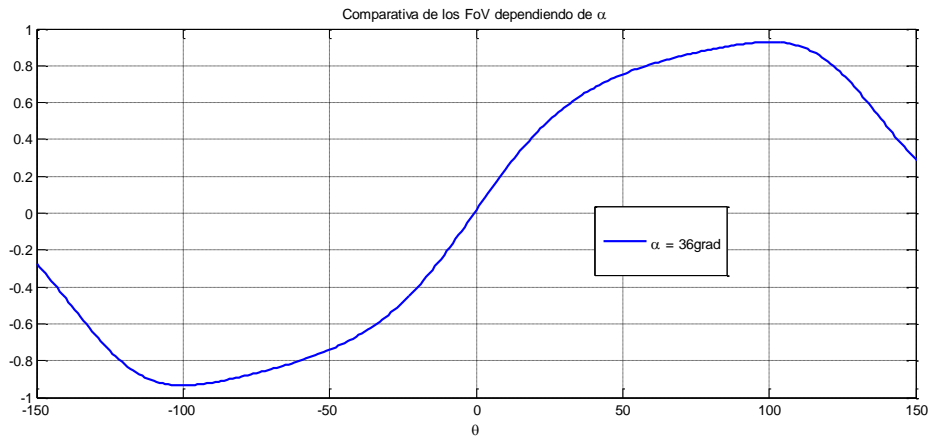
Figura 5.2 Diagrama Suma Y Diferencia Con Tilt 36 grados Sin Interferometría

Claramente, se aprecia que el diagrama suma de esta agrupación está siempre por encima del diagrama diferencia, debido a que estamos trabajando con potencias.

También queda demostrado que hay un nulo muy marcado en el centro del diagrama resta, exactamente a  $\theta = 0^\circ$ .

Ahora pasaremos a observar su función monopulso:

Lo mismo con la red completa con antenas y con las antenas en el plano H (FoV de la red entera con antenas)



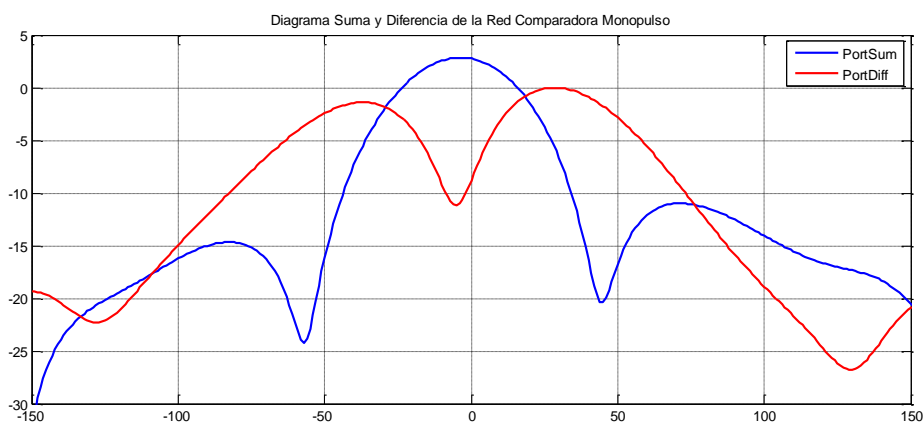
**Figura 5.3 FoV Antenas Con Tilt de 36 grados**

En este caso, y debido a que el diagrama resta siempre está por debajo del diagrama suma, la FoV está acotada entre -1 y 1.

El otro dato importante a analizar es que, con esta composición de las antenas y calculando los diagramas a través de las potencias hay un amplio rango en el cual hay valores unívocos. Dicho rango va desde  $-90^\circ$ , aproximadamente, hasta  $90^\circ$ , es decir, dentro de ese rango de ángulos, podremos distinguir desde dónde estamos recibiendo señal, pues tendremos un valor único para esa dirección y que no se repite a lo largo de este rango dinámico.

Una vez hemos estudiado este caso, vamos a pasar a estudiar el caso de los diagramas calculados por interferometría, donde primero se suman los campos y después calculamos los diagramas.

Como en el caso anterior, primero obtendremos una comparativa entre el diagrama suma y el diagrama resta en la misma gráfica, para poder observarlo con mayor claridad:



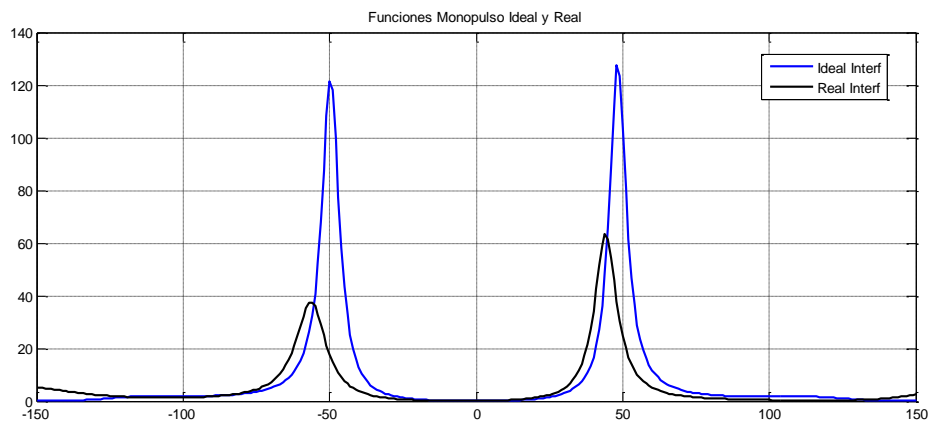
**Figura 5.4 Diagrama Suma Y Diferencia Con Antenas Y Red Monopulso (Interferometría)**

Como vemos en este caso, el diagrama diferencia ya no está siempre por debajo del diagrama suma, sino que hay puntos en los que lo supera. Como consecuencia de esto, el

rango con valores unívocos se verá reducido considerablemente con respecto al caso anterior, como observaremos a continuación.

El motivo por el que ocurre esto es que, al sumar los campos y no las potencias, se tienen en cuenta las fases de las señales, las cuales se pueden sumar constructiva o destructivamente, produciendo esas diferencias con respecto al caso de las sumas de potencias.

Ahora, vamos a ver las gráficas de la función monopulso. En este caso son dos debido a que tenemos el caso ideal (agrupación de antenas sobre el plano H) y el caso real (red comparadora monopulso con antenas):



**Figura 5.5 FoV Con Antenas Y Red Monopulso (Interferometría)**

Como se ve, el caso ideal tiene una mayor amplitud, ya que no cuenta con el híbrido ni las líneas que lo interconectan con las antenas, por lo que no sufre tantas pérdidas como en el caso de la red comparadora monopulso con antenas.

También se ve que hay un ligero desplazamiento hacia la izquierda del diagrama real, lo que se debe a la diferencia de caminos que existe para llegar a las antenas, que es lo que produce el desfase necesario para poder hacer la función monopulso. Debido también a esto, también se observa que la amplitud del caso real tiene un lado donde es menor.

Por otro lado, el rango de valores unívocos, para este caso, es considerablemente menor que en el caso de las antenas con “tilt” mecánico.

Esto es debido, principalmente, a que el diagrama resta ahora es mayor en algunos puntos que el diagrama suma, por lo que se acotan los límites de este rango, que ahora se encuentran entre  $-50^\circ$  y  $50^\circ$ , aproximadamente, en el caso ideal y desde  $-55^\circ$  hasta  $45^\circ$ , aproximadamente, en el caso real, pues tenemos ese pequeño desplazamiento.

Para finalizar, vamos a hacer un cuadro resumen comparando los FoV de cada una de las composiciones que hemos realizado durante la realización de este proyecto, para así poder observar las variaciones en función del método utilizado:

	$\theta_{inferior}$	$\theta_{superior}$	Valor inferior	Valor superior
<b>FoV Antenas Plano H</b>	$-30^\circ$	$30^\circ$	-2.481	2.905
<b>FoV Antenas Tilt 36 grados</b>	$-20^\circ$	$20^\circ$	-0.4	0.4267



<b>FoV Antenas Tilt 47 grados</b>	-30°	30°	-0.659	0.6665
<b>FoV Antenas Tilt 53 grados</b>	-20°	20°	-0.5155	0.5676
<b>FoV Red Monopulso + Antenas</b>	-25°	25°	-0.6101	2.405

Tabla 5.2 Tabla Comparativa Resumen de los FoV de cada una de las Composiciones Realizadas y Simuladas

## 6. Líneas Futuras

Como en cada proyecto, el paso lógico para finalizar es indicar qué se podría hacer para continuar con este proyecto en un futuro o, dicho de otro modo, hacia qué nos introduce la creación de este proyecto.

### 6.1 Fabricación y Medición en un Entorno Real

Se puede deducir el primer paso fácilmente, pues parece obvio que este sea la fabricación de lo aquí implementado y medido mediante simulaciones con HFSS, que es el paso previo a las mediciones sobre entornos prácticos ideales (medición de los dispositivos en cámaras anecoicas). Por tanto, una vez se realice la fabricación, el paso posterior será tomar una serie de medidas y compararlas con las obtenidas en las simulaciones mediante software informático.

Para realizar las medidas de los sistemas con las antenas de parche y las antenas con tilt mecánico, es requisito indispensable la creación de una red comparadora monopulso ajena al conjunto de nuestras antenas.

Nuestra proposición para esta red comparadora monopulso es la de realizarla con un Híbrido de 180° tipo “Rat-Race”. Este híbrido se realizaría con un conjunto de cables coaxiales conectados entre sí con uniones en “T” para así poder extraer los puertos del anillo principal. La impedancia característica de los puertos sería de  $50\Omega$ , mientras que la impedancia característica del anillo principal debería ser de  $\sqrt{2} * 50\Omega = 70.71\Omega$ . Sin embargo, el siguiente tipo de coaxial comercial tiene como impedancia característica  $75\Omega$ . Puesto que es el valor que más se asemeja al ideal para este tipo de circuitos, usaremos este cable coaxial.

Por consiguiente, la utilización de un cable coaxial que no es el ideal introducirá cierto error en las medidas experimentales. Sin embargo, estos errores deberían considerarse como inevitables, puesto que no hay cables coaxiales que se comercialicen con la impedancia característica que requiere nuestro conjunto.

Todo error introducido de forma voluntaria o involuntaria en nuestro conjunto, provocará que los resultados medidos en la práctica disientan con respecto de los obtenidos con las simulaciones, como cabe esperar.

## 6.2 Aplicación para DoA en Interiores (Indoors)

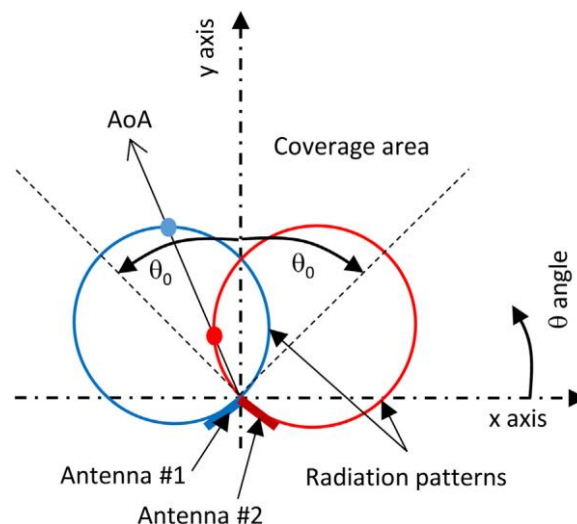
La dirección de llegada o Direction of Arrival (DoA) es la dirección en la cual la señal es recibida por nuestra antena.

Los Sistemas de Localización en Interiores (ILS, por sus siglas en inglés, “Indoor Location Systems) se han convertido en un tema de estudio principal en los últimos años. Esto se debe a las aplicaciones principales en campos tales como el cuidado de la salud o logística.

Uno de los métodos que se pueden utilizar para determinar la DoA de la señal recibida tiene que ver con el Received Signal Strength (RSS). La RSS es la cantidad de señal que se recibe por radiofrecuencia proveniente de un dispositivo concreto situado a una distancia determinada.

Este método es el que proponemos para realizar la medición del ángulo de llegada, el cual se obtiene a partir de un rango de valores sobre el que podemos obtener la dirección de llegada de la señal. En nuestro proyecto, hemos indicado en varias ocasiones y para cada una de las composiciones este rango de valores por los que podemos determinar el DoA. Este rango es lo que hemos denominado Campo de Visión o FoV (Field of View).

En resumidas cuentas, es algo parecido al siguiente esquema:



**Figura 6.1** Esquema del Rango de Valores sobre el que podemos determinar la DoA

Dicho esquema nos dice, de un modo básico, cómo se calcula el área de cobertura en la que podemos definir la DoA. Básicamente, tenemos dos patrones de radiación cualesquiera (aunque se recomienda que sean lo más parecidos posible), cada uno apuntando en una dirección. Esto provoca que haya una serie de valores que nos proporcionan un ángulo unívoco a partir del cual recibimos la señal y que puede ser medido.

Los sistemas basados en técnicas RSS se basan en la minimización de la función de los costes relacionando los valores RSS medidos con los valores de referencia, que pueden calcularse teóricamente a partir de los modelos de propagación en espacio libre o usando una base de datos de medidas de RSS. La elección de los métodos RSS se debe a su sencillez con respecto al resto de métodos de detección de la DoA.

Tecnologías similares a esta pueden ser Bluetooth, Wireless Local Area Network (WLAN) o Radio Frequency Identification (RFID). Los algoritmos RSS tienen una precisión similar para un escenario dado.

Sin embargo, gracias al bajo costo que tienen las etiquetas del RFID, se ha convertido en una tecnología que se encuentra, actualmente, en expansión. Además, los lectores de RFID son capaces de proporcionar información acerca de las señales en las etiquetas de RFID, tales como el RSS, la fase e incluso la frecuencia de desplazamiento Doppler, proporcionando a los ingenieros nuevas aplicaciones basadas en RFID.

El cálculo de la DoA a partir de la información RSS se puede hacer superponiendo dos o más patrones de radiación, de manera que los niveles relativos de RSS están, unívocamente, asociados con un cierto valor de DoA. Por tanto, cualquier diseño aquí indicado sería apropiado para la realización de esta medida, ya que tenemos dos antenas con patrones que se solapan y un FoV con un rango de valores que nos proporcionan un valor de DoA unívoco.

El problema principal de los sistemas de localización en interiores es la cantidad de señal que se devuelve al receptor debido a las reflexiones producidas en el espacio sobre el que queremos detectar la DoA.

### **6.3 Aplicación para DoA en Exteriores (Outdoors)**

La aplicación para la medida de la DoA en exteriores es similar a la aplicación para entornos interiores, con la peculiaridad de que en estos entornos más amplios no se encuentra el efecto de las reflexiones múltiples que se producen en los entornos interiores.

Este hecho simplifica el cálculo de la DoA, ya que no hay que tener en cuenta (o no en gran medida) el efecto de las reflexiones multicamino.

El mecanismo es el mismo que en entornos interiores, superponiendo dos o más patrones de radiación, de manera que con los valores RSS relativos podamos obtener un valor unívoco de DoA.

### **6.4 Caracterizar y Cuantificar el Efecto de Multipath en Indoor**

El efecto multicamino o multipath es el efecto que se produce cuando a un receptor le llegan repetidas reflexiones sobre un objeto. Dichas reflexiones tienen la peculiaridad de que recorren caminos diferentes de ida y de vuelta, por lo que pueden tener fases completamente distintas y la señal podría degradarse enormemente, hasta el punto de que la señal pudiera no detectarse.

Este efecto es aún más nocivo para la precisión a la hora de localizar los objetos, puesto que cualquier tipo de ruido puede ocultar la señal real del objeto a detectar y, por lo tanto, no podríamos localizarlo.

Para que esto no ocurra, hemos de caracterizar este efecto: La señal multicamino está formada por las señales recibidas para cada antena ( $R_{X1}$  y  $R_{X2}$ ), incluyendo la señal de la línea de visión del objetivo y un sumatorio de las señales multicamino procedentes del mismo. Los valores  $\Delta$  y  $\Sigma$  se pueden representar así:

$$\Sigma = R_{X1}e^{j(\delta_n)} + R_{X2}e^{-j90^\circ}$$

y

$$\Delta = R_{X1}e^{j(\delta_n-90^\circ)} + R_{X2}$$

Para simular la influencia de las reflexiones multicamino, se define un factor K para describir la relación de amplitud (en dB) de la señal de destino con la señal multicamino, que viene dado por:

$$K = 10 \log \left( \frac{A_T^2}{E[A_M]^2} \right) \text{ (dB)}$$

Donde  $A_T$  ( $A_M$ ) representa la amplitud de la señal de la línea de visión. Asumiendo que la amplitud de la señal multicamino sigue una función de distribución de Rayleigh,  $A_M$  se puede representar por  $\alpha \sqrt{N_r^2 + N_i^2}$  y la fase  $\theta_M$  se puede representar como  $\tan^{-1}(N_r/N_i)$ , donde  $N_r$  y  $N_i$  son las variables Gaussianas aleatorias de media cero con varianza unitaria y  $\alpha = (A_T/\sqrt{2}) \times 10^{\frac{-K}{20}}$ .

## 6.5 Aplicación de la Antena en un Sistema de Localización en Tiempo Real de Dispositivos Wi-Fi 2.4GHz

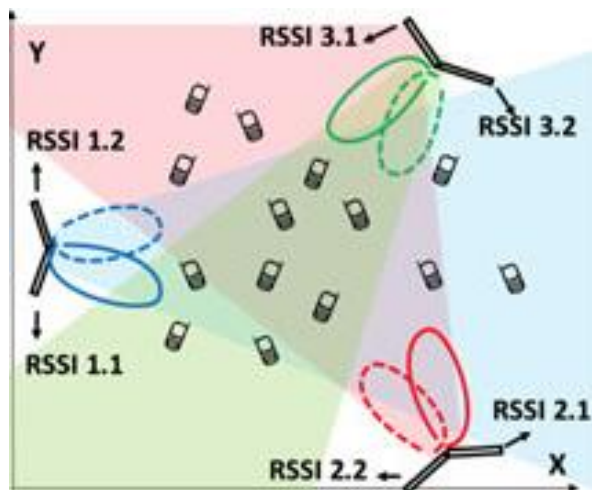
Por último, vamos a proponer un Sistema de Localización en Tiempo Real a través de unas tarjetas MIMO (Multiple Input Multiple Output).

La localización de dispositivos móviles es la tecnología habilitante principal para las aplicaciones basadas en localización emergentes, como el internet de las cosas o el 5G. Estos sistemas de posicionamiento inalámbrico están basados en la medida de las propiedades de la señal de radiofrecuencia recibida. Hay tres algoritmos principales: el DoA, comentado con anterioridad, el Tiempo de Llegada (Time of Arrival o ToA) y el Indicador de Potencia de Señal Recibida (RSSI o Received Signal Strength Indicator). La adquisición y el procesamiento digital de la señal (DSP) de los datos RSSI es una solución eficaz para estándares de comunicación en banda estrecha, tales como WiFi, BLE o Zigbee.

Sin embargo, nuestra propuesta para este proyecto es la de testear un sistema para estimar la DoA para terminales móviles WiFi basado en el RSSI, usando una arquitectura híbrida analógica-digital (HAD). El procesamiento analógico de la señal (ASP) de las frecuencias RF se llevará a cabo en la pareja de antenas que hemos diseñado con el circuito comparador monopulso que se ha utilizado también en este proyecto.

Para evitar un hardware dedicado excesivamente caro y una circuitería también cara para el DSP, proponemos un procesamiento de señal MIMO no coherente, usando el RSSI obtenido en banda base, para acomodarse al hardware MIMO WiFi.

Para localizar con la mayor precisión posible el dispositivo móvil, usaremos el siguiente esquema:



**Figura 6.2 Esquema Localización mediante Antenas Monopulso y Procesamiento con Tarjetas MIMO**

En este caso, podemos detectar el ángulo de llegada (DoA) de cada una de las señales dentro de nuestro rango, pero no la distancia a la que se encuentra el objeto.

Para localizar, por tanto, el dispositivo móvil hemos de colocar, como mínimo, dos circuitos de procesamiento digital con dos conjuntos de antenas y sus respectivas redes monopulso. Estos conjuntos de antenas con sus circuitos de procesamiento han de estar colocadas como se observa en la imagen, para poder definir la distancia.

Por consiguiente, una antena hará la función de localizar el ángulo en el que se encuentra el objeto, mientras que otra antena hará la función de definir la distancia (también definiendo el ángulo de llegada de esa misma señal). Con estas dos líneas, podemos definir un punto que será donde se encuentre el dispositivo que queremos localizar.

Esto se puede realizar debido a que el dispositivo móvil tiene un identificador de radiofrecuencia (RFID), del cual podemos obtener los datos necesarios para localizar dicho dispositivo en concreto, y no otro.

## Referencias

- [1] José Luis Gómez Tornero. “*Transparencias de Aplicaciones de las Microondas*”
- [2] Pete Bevelacqua. “*Microstrip Antenna – Feeding Methods*” <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/patch3.php>
- [3] Raja Rashidul Hasan, Md. Moidul Islam, Kazi Saiful Islam, Md. Mostafizur Rahman, Md. Tanvir Hasan, 2015. “*Designing and Analysis of Microstrip Patch Antenna for Wi-Fi Communication System Using Different Dielectric Materials*”
- [4] IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 1972. “*Microstrip Antennas*”
- [5] IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1969. “*Radiation from Microstrip Radiators*”
- [6] J.L. Gómez-Tornero, D. Cañete-Rebenaque, J.A. López-Pastor, and A. Martínez-Salas “Hybrid Analog-Digital Processing System for Amplitude-Monopulse RSSI-based MiMo WiFi Direction-of-Arrival Estimation”, IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. Special Issue on Hybrid Analog - Digital Signal Processing for Hardware-Efficient Large Scale Antenna Arrays, vol.12, no.3, pp. 529-540, June 2018.
- [7] M. Poveda-García, M. Pérez-Buitrago, A. Gómez-Alcaraz, L.M. Martínez-Tamargo, A. Martínez-Sala, D. Cañete-Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, "Laboratorio de Radar Monopulso en Amplitud usando tarjetas WiFi ", XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2018), Granada, España, 5-7 de Septiembre de 2018
- [8] M. Poveda-García, M. Pérez-Buitrago, A. Gómez-Alcaraz, L.M. Martínez-Tamargo, A. Martínez-Sala, D. Cañete-Rebenaque, J.L. Gómez-Tornero, " Amplitude-Monopulse Radar Lab using WiFi cards", 22nd EUROPEAN MICROWAVE WEEK (EuMW 2018), Madrid, Spain , 23-28 Septiembre de 2018
- [9] Álvarez López, M.E. de Cos Gómez, F. Las-Heras Andrés, "A received signal strength RFID-based indoor location system", Sensors and Actuators A: Physical, vol.255, pp.118-133, Jan. 2017.
- [10] J. C.Wu, C. C. Chang, T. Y. Chin, S. H. Chang, M. C. Chiu, C. Y. Hsu, and R. H. Lee, “Wireless indoor localization using dynamic monopulse receiver,” in EURAD 2010, pp. 69–72
- [11] M. Del Prete, D. Masotti, N. Arbizzani and A. Costanzo, "Remotely identify and detect by a compact reader with mono-pulse scanning capabilities," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 61, no. 1, pp. 641-650, Jan. 2013
- [12] S.M. Sherman and D.K. Barton, Monopulse Principles and Techniques, Artech House Radar Library. Artech House, 2011