

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación.

**Desarrollo de diferentes
configuraciones de antenas para
un sistema radar**



Grado en Ingeniería
En Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Mario Royo Romero

Tutor: Jorge Teniente Vallinas

Pamplona, 1 de junio de 2018



Agradecimientos

Agradecer a la plantilla de Anteral porque me han tratado muy bien y he estado muy a gusto durante estos cuatro meses en la realización de mis prácticas. Además, un agradecimiento especial a Itziar, Diego y Víctor que son los que han estado conmigo y me han resuelto todo el conjunto de dudas que me han surgido a lo largo de este tiempo lo mejor que han podido y de los que he aprendido muchas cosas.

“El científico no tiene por objeto un resultado inmediato. Él no espera que sus ideas avanzadas sean fácilmente aceptadas. Su deber es sentar las bases para aquellos que están por venir y señalar el camino”

Nikola Tesla

Resumen

Este TFG surge con el motivo de mejorar las antenas de un radar a 24 GHz que posee la empresa Anteral S.L. en la cual se ha trabajado en su realización durante 4 meses.

El radar que posee Anteral dispone de una antena transmisora y otra receptora (ambas son idénticas) la cual es un Array de 16 elementos en configuración 4x4 en los que la alimentación es uniforme. Esta alimentación uniforme consigue la mayor directividad posible pero los lóbulos laterales de dicha configuración son también bastante altos de tal manera que el radar se ve perjudicado por objetos cercanos al blanco que se quiere detectar ya que sus niveles de rebote son similares al objeto a detectar. De aquí surge la idea principal para este trabajo. Conseguir un reparto de corriente distinto para los parches que forman la antena y con ello conseguir disminuir los lóbulos laterales de la antena que forma el radar. Para ello se han investigado diferentes distribuciones de corriente unido a las limitaciones de fabricación del fabricante que se ha utilizado, se ha optado por una distribución triangular en ambos ejes de la antena para alimentar los 16 parches que forman la antena... Además, ha dado tiempo a construir y medir este diseño y se ha podido comprobar en la cámara anecoica que realmente funciona como estaba esperado reduciendo los lóbulos laterales considerablemente respecto a la solución anterior.

Como este diseño del array de 16 parches se consiguió diseñar antes de lo que estaba previsto, se pensó en otro de los usos que se le quería dar al radar en la empresa Anteral. Concretamente se buscaba conseguir una antena para el radar que tuviera visión panorámica para que un elemento autónomo que portase esta antena consiguiese ver todo a su alrededor con una visión de 360 grados. Para esta solución se cambió el tipo de antena a una antena plana de gran ancho de banda y diagrama de radiación en dirección "endfire" como son las antenas Vivaldis y no "boresight" como lo hacen las típicas antenas parche. Para este diseño con antenas Vivaldi se buscó un diagrama de radiación con un ancho de haz lo suficientemente grande como para usar el mínimo número de antenas Vivaldi que abarcaran los 360°. Bajo estas premisas, el diseño final consiste en 18 antenas dispuestas en un hexágono de 14 cm de diámetro, 12 de las 18 antenas son receptoras y 6 transmisoras ya que el chip radar que se pretende usar tiene dos receptores para ayudar en la discriminación del ángulo del blanco a detectar. Por último, se hizo una simulación de la relación señal a ruido resultante y se estima que el diseño conseguido tendrá un alcance de entre 8 y 10 metros, lo que se considera suficiente para la aplicación a la que se quiere destinar.

Palabras clave

Radar, Parche, Array, Simulación, Distribución, Antena Plana, Radiación, Aislamiento, Parámetro S, Vivaldi, Ancho de haz, Distancia, Señal a Ruido.

Índice

Agradecimientos	2
Resumen.....	3
Palabras clave.....	4
Índice.....	4
1. Teoría Radar	6
1.1. Radar pulsado.....	6
1.2. Radar de Onda Continua (CW)	7
2. Teoría de Array de antenas tipo Parche.....	11
2.1. Factor de Agrupación	12
2.2. Efecto de cada parámetro	13
2.3. Interpretación física de las agrupaciones.....	14
3. Teoría de las distribuciones de corriente	15
3.1. Distribución uniforme	15
3.2. Distribución triangular	16
3.3. Distribución Binomial	16
4. Antena Diseñada	19
4.1. Objetivo del diseño	19
4.2. Distribución Binomial lograda	20
4.3. Distribución triangular lograda	25
4.4. Elección de la distribución de corriente más adecuada.....	30
5. Antena de 1 Parche	33
6. Array de 4 parches	39
7. Array de 16 parches	44
7.1. Imposibilidad de conseguir polarización circular	54

Mario Royo Romero

8.	Antena Fabricada	58
9.	Teoría y usos de las antenas planas:	62
10.	Vivaldi diseñada	64
10.1.	Especificaciones del Diseño.....	64
10.2.	Funcionamiento de la antena diseñada	69
10.2.1.	Vivaldi con sustrato encima:	74
10.2.2.	Vivaldi con sustrato encima además de un plano de masa:	76
10.3.	Cálculo de la SNR en función de la distancia.....	79
10.4.	Funcionamiento del Array de 3 antenas Vivaldi	84
10.5.	Funcionamiento del circuito Completo hexagonal de Vivaldis	88
10.6.	Solución de la interferencia entre antenas	92
10.7.	Aclaración del ruido en el cálculo de la Señal a Ruido	94
11.	Anexos.....	95
11.1.	Anexo primero: Cálculo de función exponencial para antena Vivaldi	95
11.2.	Anexo segundo: Cálculo de la distancia máxima de la antena Vivaldi.....	96
11.3.	Anexo tercero: Cálculo de la señal a ruido en función de la distancia.....	97
11.4.	Gráfica de los distintos tiempos de rampa.....	100
11.5.	Graficar datos de la cámara anecoica	101
12.	Referencias.....	102

1. Teoría Radar

La mayor parte de las aplicaciones del radar se centran en la detección de objetos que se denominan blancos. Lo que varían son los ámbitos en el uso de estas aplicaciones puesto que se mueven desde el ámbito militar hasta el astronómico pasando por un uso muy cotidiano como es el control del tráfico rodado o del tráfico aéreo. Nos vamos a centrar en explicar los dos tipos de radares que existen: el radar pulsado y el radar de onda continua.

1.1. Radar pulsado

El principio de funcionamiento del radar consiste en generar una onda de naturaleza electromagnética con cierta potencia y medir el tiempo que pasa entre que emitimos la onda y recibimos el rebote de la misma al reflejarse en el objetivo. De esta manera midiendo el retraso entre la onda generada y la onda reflejada podemos calcular la distancia a la que nos encontramos del objetivo (del blanco).

Nosotros podemos fijar el intervalo de repetición de pulso (PRI) y la duración de los pulsos emitidos (τ) de tal manera que nos podemos encontrar con que este sistema nos genera ambigüedad si antes de llegar la reflexión generada por el blanco ya hemos emitido un pulso. Por lo tanto llegamos a un punto de compromiso entre el ancho de banda que tenemos para poder usar y la resolución máxima que el sistema nos permite tener. La resolución máxima haría referencia a la distancia mínima que deben tener dos objetos para ser detectados sin que nosotros midiendo el desfase temporal, detectemos que son un mismo objeto. Esta resolución viene definida por la siguiente fórmula:

$$d_R = \frac{ct}{2}$$

Mario Royo Romero

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y t la duración del pulso detectado.

Por tanto, podríamos tener una resolución infinita que es lo que nos daría pie a pensar si consideramos la opción de que la duración de los pulsos emitidos sea muy pequeña, lo más cercano a cero posible. Pero esta duración ínfima en tiempo se traduciría en un ancho de banda muy grande en frecuencia y ancho de banda es siempre limitado. Por lo tanto, podemos llegar a la conclusión que la resolución viene limitada en los radares pulsados por el ancho de banda del que podamos disponer.

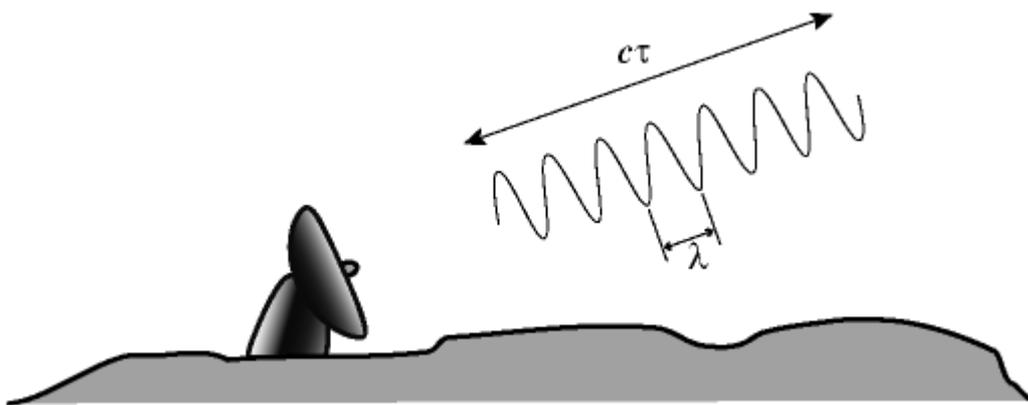


Figura 1 Radar pulsado emitiendo [1]

En esta imagen podemos observar la antena de un radar meteorológico emitiendo una onda electromagnética que viene descrita con los parámetros que usamos para el cálculo de la resolución máxima. Siendo $c\tau$ la duración del pulso y λ la longitud de onda (distancia entre dos puntos de la onda con la misma fase).

1.2. Radar de Onda Continua (CW)

Esta forma de detección es la usada en el radar sobre el que he estado trabajando en el diseño de antenas para futuras aplicaciones. Introducimos por medio del efecto doppler la posibilidad de medir la posición y velocidad instantánea de un blanco en movimiento observando la señal reflejada por el blanco y recibida por el radar. Si se utilizara una simple frecuencia portadora continua sin modular detectaríamos movimientos no la posición, por lo tanto, incluyendo una 'marca temporal' paliamos este déficit y ya podríamos detectar tanto el movimiento como la posición. El funcionamiento como se ha referenciado antes gracias al efecto

Mario Royo Romero

doppler ya que el movimiento de un transmisor implica la aparición de compresiones o expansiones en frecuencia sobre la onda electromagnética radiada. De esta forma si nosotros nos fijamos en el desfase frecuencial que se encuentra entre la onda transmitida y recibida podemos calcular la posición del blanco, la velocidad del mismo o ambos. Siempre dependiendo del tipo de señal que usemos, si usamos como señal una rampa ascendente en frecuencia de pendiente continua sabemos la velocidad a la que viaja la onda (velocidad de la luz en el vacío). También conocemos la pendiente de la señal por lo tanto conocemos el tiempo de rampa y también se conoce el ancho de banda, por tanto, con una fórmula que los relaciona podemos calcular la posición del objeto mediante el desfase temporal de las señales y viene dado por el desfase frecuencial de las mismas.

$$R = \frac{C_0}{2BW} \Delta f T_{Rampa}$$

Donde el T_{rampa} está relacionado con la pendiente de la señal y Δf es el desfase frecuencial de la señal emitida y recibida. Además de C_0 que es la velocidad de la luz en el vacío y BW que es el ancho de banda del que disponemos.

Si nuestro objetivo es detectar la posición y la velocidad del blanco debemos optar por el uso de una señal triangular donde conocemos nuevamente la pendiente de la señal, pero esta vez necesitamos conocer además el desfase de las señales emitidas y recibidas tanto en la parte de subida de la señal como en la de bajada, para así poder calcular la velocidad instantánea del blanco. De tal manera que si el blanco está quieto el desfase de la parte ascendente y descendente es el mismo, pero si el blanco está en movimiento el desfase cambia y tendríamos una parte del desfase que se debe a la distancia a la que se encuentra el blanco y otra parte del desfase a la velocidad del mismo. Teniendo estas 2 fórmulas para hallar su posición y velocidad:

$$\Delta f = \Delta f_{posición} + \Delta f_{velocidad}$$

$$R = C_0 \frac{\Delta f_{posición}}{2BW} T_{Rampa}$$

Mario Royo Romero

Esta fórmula es la misma que la de antes porque el cálculo en realidad no varía, solo cambia el desfase esta vez ya que el desfase se descompone entre posición y velocidad.

$$V = \Delta f_{\text{velocidad}} \frac{c_0}{2\Delta f_{\text{posicion}}}$$

De este modo obtendríamos los cálculos de posición y velocidad en un radar cuyo uso nos fuera requerido conocer ambos datos del blanco.

Por último, reseñar que en los cálculos del radar siempre es importante conocer la señal a ruido de nuestro sistema en relación con la distancia, ya que es importante conocer este valor dependiendo de la aplicación que le vamos a dar al radar. Puesto que este dato va a ser el que nos marque el alcance de nuestro radar y validar si para la aplicación que deseamos usar el diseño, el radar va a funcionar o no lo va a hacer. Como veremos en la parte de antenas planas para calcular la señal a ruido que tenemos en función de la distancia nuestra fórmula es la siguiente:

$$SNR = \frac{P_t G_t(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi) \lambda^2 \sigma}{4\pi^3 R^4 F K T B} \frac{1}{L}$$

Donde P_t la potencia transmitida en vatios, $G_t(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi)$ son las ganancias de las señales transmitidas y recibidas respectivamente y que evidentemente dependen de los ángulos de apuntamiento. λ es la longitud de onda y σ es la sección recta radar, que nos indica la dificultad de un objeto para ser detectado es un valor medido en metros cuadrados que depende del tamaño y la forma de cada uno, cuanto mayor sea su valor, más detectable será ese objeto puesto que más cantidad de potencia reflejará. Estos valores cambian dependiendo de la frecuencia, a continuación, en la figura 2 se van a mostrar unos valores de sección recta radar medidos para 1 GHz:

Mario Royo Romero

Tipo de blanco	σ (m ²)	σ (dB _{sm})
Barco grande	10 ⁶	60
Jumbo	100	20
Avión tipo Caza	10	10
Hombre	1	0
Misil	0.5	-3
Pato	0.05	-13
Abeja	10 ⁻⁴	-40

Figura 2 Valores sección recta radar a 1GHz [2]

En el denominador encontramos R que es la distancia al blanco, la expresión FKT_0B que hace referencia al ruido donde encontramos la figura de ruido de la antena, una constante K que es la constante de Boltzman cuyo valor es $1.38e^{-23}$, T que es la temperatura de la antena donde en su mayoría vendría dada por la T_a de la antena y la temperatura del amplificador que esté en el receptor, además del ancho de banda B más restrictivo del sistema. Además, por último, añadimos unas pérdidas adicionales que pueden venir dadas por las mismas líneas de transmisión y que en la expresión están recogidas en L, estas pérdidas para el diseño y los cálculos posteriores se han tenido en cuenta con un valor fijado en 3dB (aunque el valor se introduce en valores lineales).

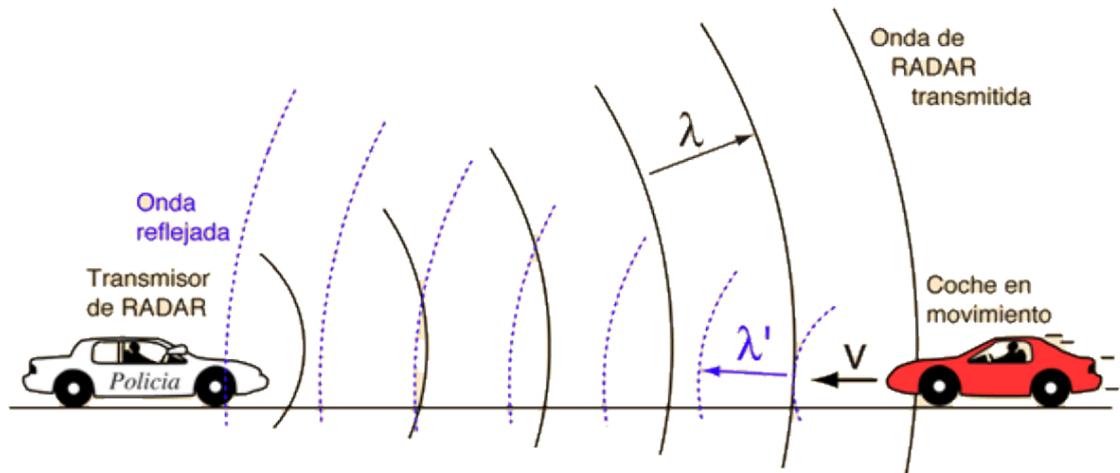


Figura 3 Radar efecto Doppler [3]

En la figura 3 se puede ver el radar de un policía emitiendo una onda a una frecuencia y la onda reflejada llegando a otra frecuencia por parte del coche que viene en sentido contrario. Que la onda reflejada esté a otra frecuencia se debe a que el objeto detectado no está parado, sino que está moviéndose. Si estuviera parado el blanco detectado, la diferencia de frecuencias sería cero y por tanto la velocidad también sería cero, ya que la velocidad detectada por el radar como ya se ha visto en las fórmulas anteriores depende de las diferencias de frecuencia tanto de la diferencia de frecuencias por posición como de la diferencia de frecuencias por velocidad. Todo ello suponiendo que el coche de la policía esté parado.

2. Teoría de Array de antenas tipo Parche

Mario Royo Romero

Las antenas de tipo parche son antenas planas que se usan en tecnología microstrip, tecnología que se usa en el caso del radar que nos compete. Está compuesta a su vez por un plano de masa inferior, por sustrato encima del plano de masa y por un elemento radiante sobre el sustrato que lo sustenta. La alimentación de este tipo de antenas es variada pero la usada para este trabajo es también tecnología microstrip. A continuación, en la figura cuatro se va a mostrar una antena tipo parche en tecnología microstrip.

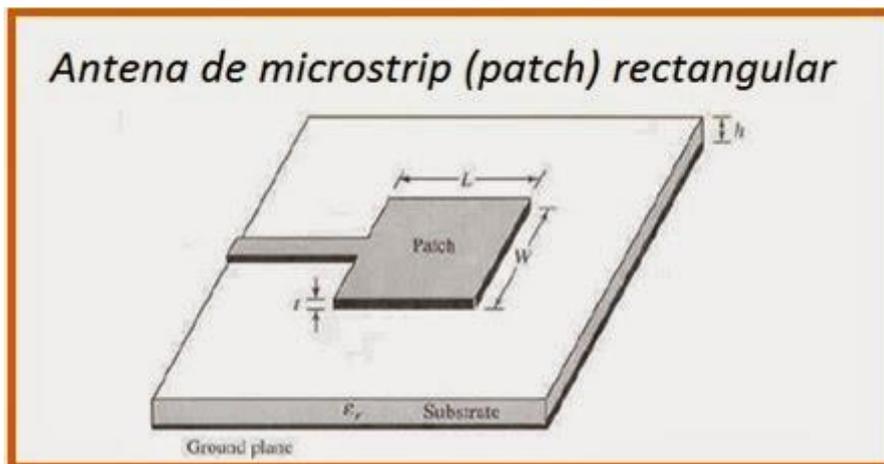


Figura 4 Antena tipo parche [4]

2.1. Factor de Agrupación

Un Array es un conjunto de N antenas pequeñas e iguales que radian y reciben de una forma simultánea. De forma que aparece el concepto de factor de agrupación de las antenas ($FA(\psi)$). Este factor de agrupación viene definido por la siguiente expresión:

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi}$$

$$\psi = kdcos(\theta) + \alpha$$

Mario Royo Romero

Donde α es la fase

K depende de la frecuencia y d es la separación entre antenas

a_n hace referencia a la amplitud

Y dirección de radiación viene definida por el ángulo θ que solo toma valores entre π y 0 y por tanto nos deja un margen visible para nuestro array en el rango $[-kd + \alpha, kd + \alpha]$.

Particularizando en las propiedades del factor de agrupación cabe reseñar:

- Si a_n tiene valores reales y positivos entonces el máximo del factor de agrupación lo encontramos en el origen $\psi = 0$
- Además si el margen visible este valor $\psi = 0$ entonces $\psi = kdcos(\theta_{\text{maximo}}) + \alpha = 0$ produciéndose el máximo del margen visible

$$\theta_{\text{max}} = \arccos\left(-\frac{\alpha}{kd}\right)$$

Por lo tanto podemos cambiar esta dirección de máxima radiación del array, cambiando la fase del mismo.

- Como ψ es periódico con período 2π , existirán varios máximos en múltiplos enteros de 2π . Que a su vez si están dentro del margen visible aparecerán varios máximos de radiación en el espacio real, este conjunto de máximos se denominan lóbulos de difracción y dependen de la distancia entre antenas, de la frecuencia y de la fase.

2.2. Efecto de cada parámetro

La distancia entre los elementos d es crucial para prevenir la existencia de lóbulos de difracción, en concreto para evitarlos la distancia debe ser menor que la mitad de la longitud de onda.

Las dimensiones totales de la agrupación también nos dan una idea de la directividad máxima que luego se va a poder conseguir con ese array.

Otro parámetro fundamental a tener en cuenta es la distribución final de corriente que vamos a tener para alimentar las antenas del Array, esta alimentación es la que define el nivel de ganancia del Array y el tamaño de los lóbulos laterales. Este parámetro ha sido uno de los aspectos fundamentales para mejorar las prestaciones de una de las antenas que han sido el objeto de este TFG y que más tarde serán presentadas y pormenorizadas.

Mario Royo Romero

La polarización es otro de los parámetros a tener en cuenta en la recepción, sobre todo, existen tres tipos de polarizaciones: lineal, circular y elíptica dependiendo de la forma en la que viaja la onda. En este caso hemos abordado el diseño con antenas cuya polarización es lineal debido a su menor complejidad.

2.3. Interpretación física de las agrupaciones

Dependiendo del valor de θ la interferencia de radiación será constructiva o destructiva, por tanto lo que se busca en los arrays de antenas es que tengan el valor máximo en broadside es decir para $\theta = 0$ y por tanto los valores nulos de la agrupación los marcarán la distancia entre antenas (d). Esto ocurre tanto en recepción como en transmisión, puesto que dependiendo del valor del ángulo con que lleguen las ondas. Las ondas recorrerán el circuito y se desfazarán de tal manera que a la hora de sumarlas puede que sean ondas constructivas o destructivas.

Que el máximo esté en $\theta = 0$ lo conseguimos cuando las ondas no tienen fase progresiva, es decir $\alpha = 0$. Si queremos tener un ángulo de apuntamiento distinto a cero debemos de variar la fase progresiva y como también ocurría antes la separación entre antenas. En recepción ocurre igual, para variar el máximo debemos de variar la fase progresiva de las antenas.

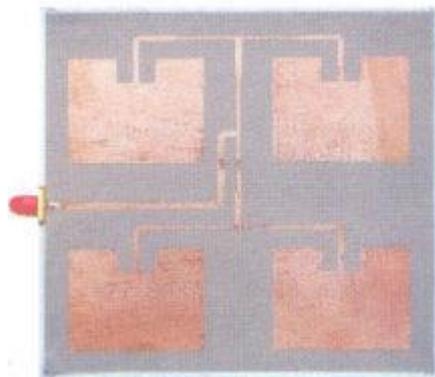


Figura 5 Array de cuatro parches [5]

En la figura cinco se muestra un ejemplo de un array de cuatro antenas de tipo parche en tecnología microstrip.

3. Teoría de las distribuciones de corriente

No solo existen este conjunto de tres distribuciones de corriente que van a ser expuestos pero son un conjunto de distribuciones que nos van a dar una idea de cómo varía el factor de agrupación según la distribución de corriente que alimenta el array. Los tres tipos de distribuciones que van a ser expuestos son uniforme, triangular y binomial:

3.1. Distribución uniforme

Esta distribución se presenta cuando tenemos antenas alimentadas con la misma amplitud es decir $a_n = 1$. El polinomio de la distribución es el siguiente:

$$P(Z) = \frac{Z^N - 1}{Z - 1}$$

Donde N es el número de elementos que tiene el array y los ceros del polinomio son todas las raíces enésimas de uno excepto para $Z = 1$. El polinomio de la agrupación se puede conseguir particularizando $Z = e^{jN\psi}$ con este cambio ya tenemos el factor de agrupación en función de χ . El lóbulo principal se centrará sobre la suma de las fases de las distintas fases de los campos que radian las N antenas que forman el array. Las características principales de este tipo de distribución es que los lóbulos laterales son altos con respecto al lóbulo principal y el ancho de haz principal entre ceros responde a la siguiente relación:

$$\Delta\psi_c = \frac{4\pi}{N}$$

Mario Royo Romero

3.2. Distribución triangular

Cuando N es un número par de antenas los ceros se definen como los de la distribución uniforme de $(N+1) / 2$ antenas, pero dobles. Quedando el polinomio de la siguiente manera:

$$P(Z) = \left(\frac{Z^{\frac{N+1}{2}} - 1}{Z - 1} \right)^2$$

Cuando el número de antenas es par entonces se define como la convolución de dos uniformes $(N/2)$ y $(N/2) + 1$ antenas. Quedando el polinomio de la manera siguiente:

$$P(Z) = \left(\frac{Z^{\frac{N}{2}+1} - 1}{Z - 1} \right) \left(\frac{Z^{\frac{N}{2}} - 1}{Z - 1} \right)$$

Las características de estas distribuciones son que los la directividad que conseguimos con respecto a la uniforme será menor pero el valor de los lóbulos laterales también será menor y el ancho de haz entre ceros responde a la siguiente expresión:

$$\Delta\psi_c = \frac{8\pi}{N + 1}$$

3.3. Distribución Binomial

Se define el polinomio como un binomio elevado a una potencia y desarrollado según la fórmula de Newton:

$$a_n = \binom{N - 1}{n}$$

Mario Royo Romero

$$P(Z) = (Z + 1)^{N-1}$$

Con este tipo de distribución los lóbulos laterales no existen y el único cero se presenta en $\psi = \pi$ con periodicidad igual a $N-1$. Por otra parte la directividad es inferior a la conseguida con el conjunto de distribuciones antes presentadas.

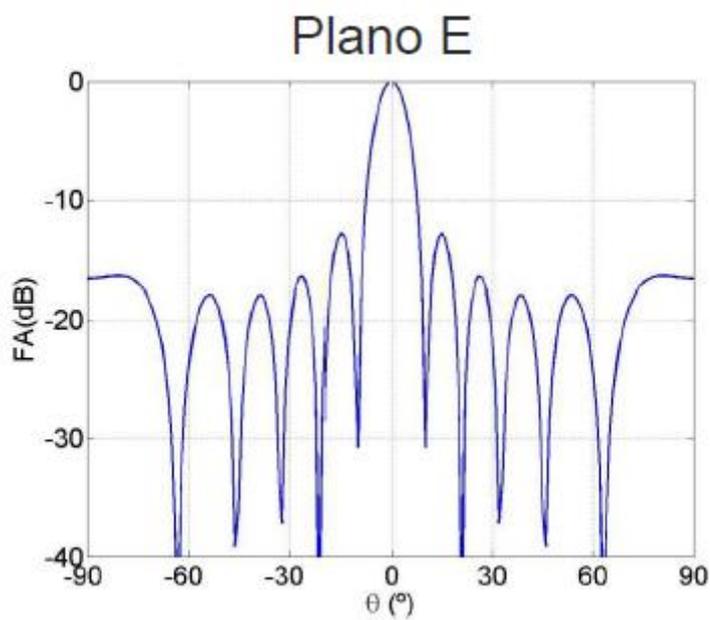


Figura 6 Plano E distribución uniforme para 8 elementos [6]

Mario Royo Romero

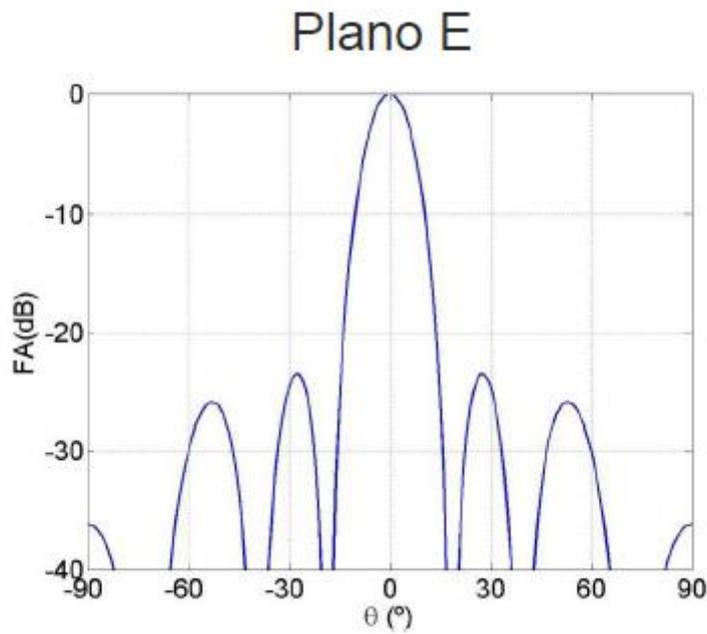


Figura 7 Plano E distribución triangular para 8 elementos [7]

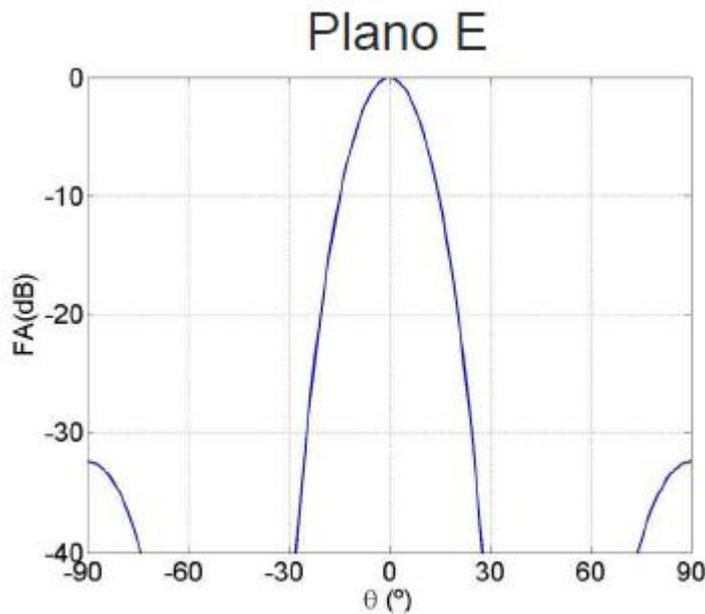


Figura 8 Plano E distribución Binomial para 8 elementos [8]

En las figuras 6, 7 y 8 anteriores se puede observar cómo van disminuyendo el número de lóbulos laterales y el paso intermedio entre una distribución binómica y una uniforme es la distribución triangular. No se puede observar la diferencia de ganancia entre los lóbulos principales porque las gráficas están normalizadas en cero para los máximos. Además, estas gráficas son todas de la

Mario Royo Romero

misma agrupación de ocho parches y se ha recogido el corte con el plano E pero si hubiéramos recogido el corte con el plano H también veríamos como el número de lóbulos laterales disminuye. Ya que el plano E y H en este caso serían la misma figura, ya que tienen simetría de revolución y las figuras seleccionadas son meros cortes.

4. Antena Diseñada

4.1. Objetivo del diseño

Ante un diseño ya realizado de una antena conformada por dieciséis parches distribuidos formando una matriz cuadrada de cuatro por cuatro y alimentados con una distribución uniforme. Aparece el objetivo del diseño, que era el de mejorar las prestaciones de la antena para que disminuyera el nivel de los lóbulos laterales, puesto que para la aplicación para la que sirve la antena (forma parte de un radar) se busca que los objetos cercanos al blanco no sean tan visibles, pero sin perder ancho de haz que signifique perder campo de visión. Ya que si haces la antena con distribución uniforme aún más directiva añadiendo más antenas consigues dejar de ver esos objetos alrededor del blanco, pero a costa de perder ese campo de visión. Por tanto, para no perder el campo de visión y sí dejar de detectar objetos secundarios al blanco se opta por cambiar el tipo de distribución que alimenta el Array. Para ello se piensa en una distribución binomial de cinco salidas, buscando obtener un Array de veinte elementos de tal manera que en la parte central se concentrara toda la

Mario Royo Romero

potencia radiada y en las partes laterales no se hubiera apenas potencia. Además, al haber añadido una rama más, se buscaba con ello paliar el hecho de que la distribución binomial tiene peor directividad que una distribución uniforme y por tanto no disminuir el alcance de la antena que evidentemente también era importante conservar, puesto que a mayor alcance mejor.

Esta idea de la distribución binomial tuvo que acabar siendo desechada puesto que en tecnología microstrip como es la que se estaba usando el ancho mínimo de las pistas es de ciento veinticinco micras y el tamaño requerido en teoría para conseguir nuestra distribución era del orden de mil veces menor. Por tanto, se buscó otra solución, que fue diseñar una distribución triangular de cuatro elementos que era similar a la distribución binomial de cuatro elementos y sí que era realizable en la tecnología microstrip que se pretende usar. Siempre bajo la tesitura de que el diseño debía ser lo más compacto posible, tanto en anchura como en largura intentado conseguir un tamaño lo más parecido posible al tamaño de la antena ya diseñada para el radar con distribución uniforme.

4.2. Distribución Binomial lograda

La distribución binomial de $N = 5$ elemento se consigue con el reparto de la tensión de la forma: 1 4 6 4 1. Consiguiendo que $1/16$ de la tensión circule en las líneas de los extremos, consiguiendo que $4/16$ de la tensión circule por las líneas contiguas a la central y que $6/16$ de la tensión circulen por la línea central de la distribución. El único parámetro que tenía que ser fijo en el diseño era la línea de entrada de 50Ω que tiene el microchip del radar y por tanto la línea de entrada de la distribución debía tener una anchura fijada ya por el fabricante. El resto de parámetros quedaban libres en el diseño excepto la anchura mínima que era de ciento veinticinco micras, que a posteriori sería decisiva para no poder conseguir el diseño.

La idea del diseño fue que de una entrada saldrían cinco salidas, para ello se necesitaba que saldrían tres líneas a partir de esa entrada repartiendo la tensión de tal manera que la línea central se llevara $6/16$ de la tensión de

Mario Royo Romero

entrada y las dos líneas laterales se llevaran 5/16 de la tensión de entrada, quedando un diseño como el de la figura 9.

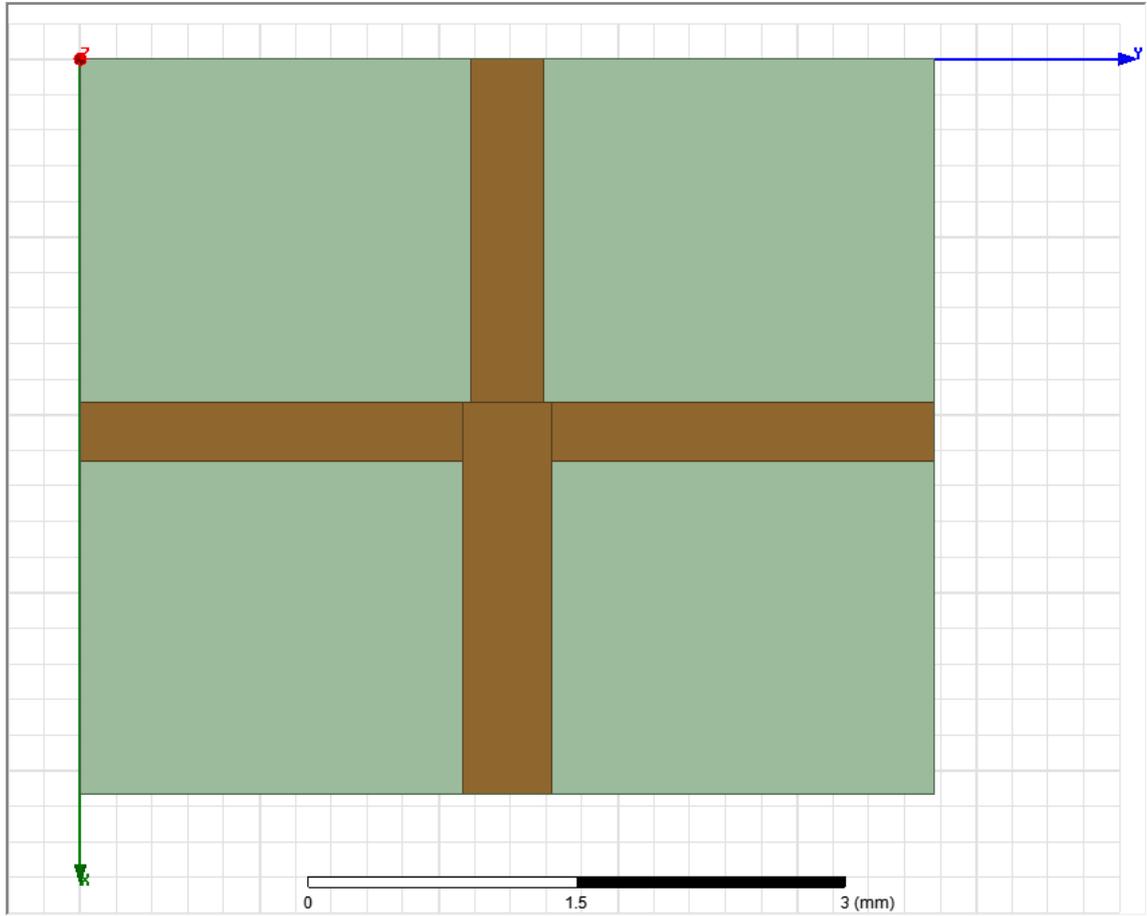


Figura 9 Reparto de la entrada en 3 líneas de transmisión

Como se observa en la figura 9 la anchura de las líneas laterales es ligeramente inferior a la anchura de la línea central de salida. Siendo las líneas laterales más anchas que la línea puesto que debía circular menor tensión como ya se ha dicho, la impedancia de la línea central resultó ser de 43.8Ω y las de los laterales 61.4Ω . Estos valores de impedancia resultantes, se deben a que tras optimizar con la simulación en HFSS los valores obtenidos son próximos a los valores teóricos, pero no iguales. El reparto en unidades logarítmicas debía ser de -4.26 dB la línea central y -5.015 dB las líneas de los laterales. La línea central en la figura diez hace referencia al puerto 2 y las líneas laterales hacen referencia a los puertos 3 y 4.

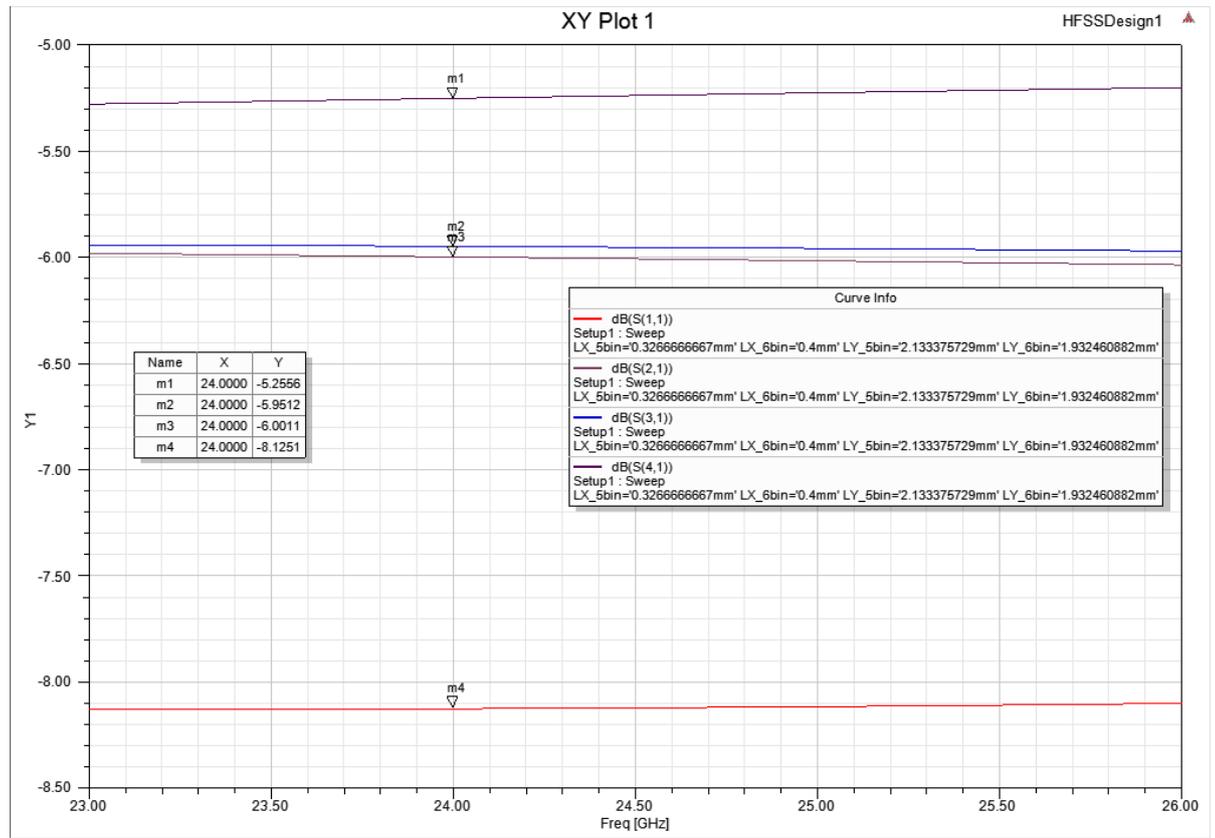


Figura 10 Resultados simulación de la división de 3 líneas

A vista de los resultados, se puede concluir que el aislamiento en este tipo de reparto era mejorable ya que -8.1251 dB es algo escaso (siempre buscamos como máximo un valor de -10 dB que nos asegure un buen aislamiento). Y también el reparto de tensiones entre las líneas central y laterales ya que la línea central alcanzaba como máximo un valor de -5.26 dB y las laterales en torno a -6 dB. Siendo 1dB inferiores a su valor teórico, pero se mantenía la diferencia entre sus valores, por lo tanto se puede concluir que el diferir de sus valores teóricos se debía al mal aislamiento y que se perdía demasiada tensión en forma de reflexión.

Llegados a este punto quedaba dividir la tensión de las líneas laterales de forma que se consiguiera que la línea contigua a la línea central (puerto 2 de nuestro diseño) portara $4/5$ de la tensión de entrada de la línea de 61.4Ω y la línea lateral portase $1/5$ de la tensión de entrada en el divisor. Para ella realizamos los cálculos de un divisor en T a partir de una línea de entrada común que son los siguientes:

Fijada la impedancia de entrada en 61.4Ω : $Z_{01} = 61.4\Omega$

Mario Royo Romero

Para calcular el valor de las impedancias de las otras dos líneas debían hallar α

$$\alpha = \frac{Z_{03}}{Z_{02}} = \frac{1/5}{4/5} = \frac{1}{4}$$

Por tanto si la relación de impedancias era de un $\frac{1}{4}$ el valor de las impedancias quedaba de la siguiente manera: $Z_{03} = \frac{Z_{02}}{4}$ y siendo cada una:

$$Z_{02} = Z_{01} \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{4}} \right) = 5Z_{01} = 307.215\Omega$$

$$Z_{03} = Z_{01} \left(1 + \frac{1}{4} \right) = \frac{5}{4}Z_{01} = 76.8\Omega$$

Teniendo una anchura de línea de 0.00075 mm y 0.260 mm respectivamente, de manera que como ya se ha dicho antes la anchura de la línea de 307.215 Ω la fijamos en el mínimo realizable que es de 105 Ω y 0.125 mm. Quedando un circuito como el de la figura 11, que aparece a continuación:

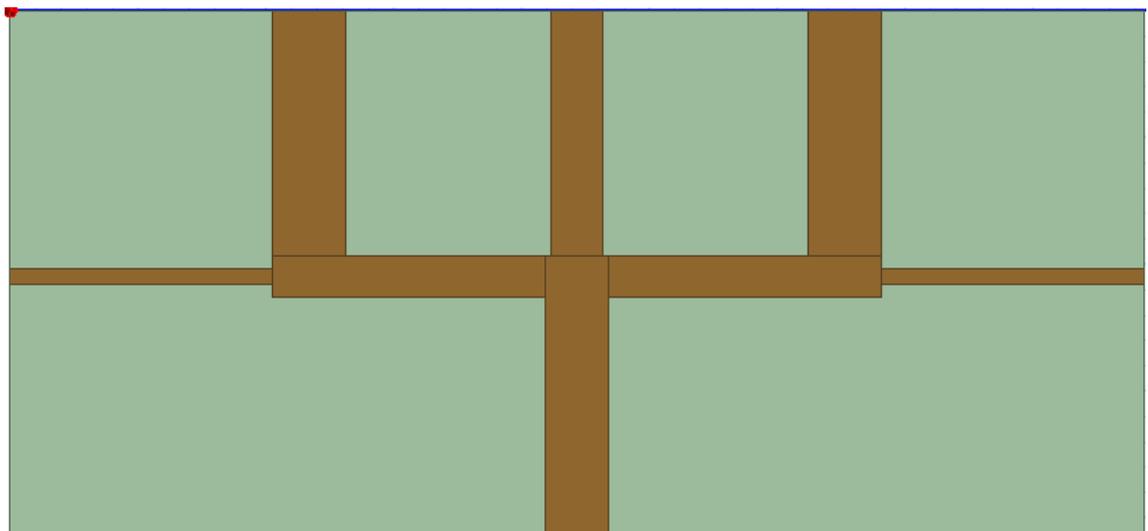


Figura 11 Circuito distribución binomial realizado

Mario Royo Romero

El circuito resultante es el siguiente y para que se den los valores lineales de tensión 1 4 6 4 1 en el reparto, los valores en dB de los parámetros S_{xy} son los siguientes: $S_{21} = -4.26dB$, $S_{31} = -6.02dB$, $S_{41} = -6.02dB$, $S_{51} = -10 dB$ y $S_{61} = -10 dB$. Siendo todos estos los valores teóricos ya que como se va a poder observar en la figura 12 los valores obtenidos distarán mucho de los teóricos siendo $S_{21} = -4.56dB$, $S_{31} = -8.5dB$, $S_{41} = -8.5dB$, $S_{51} = -12.04dB$ y $S_{61} = -12.04dB$.

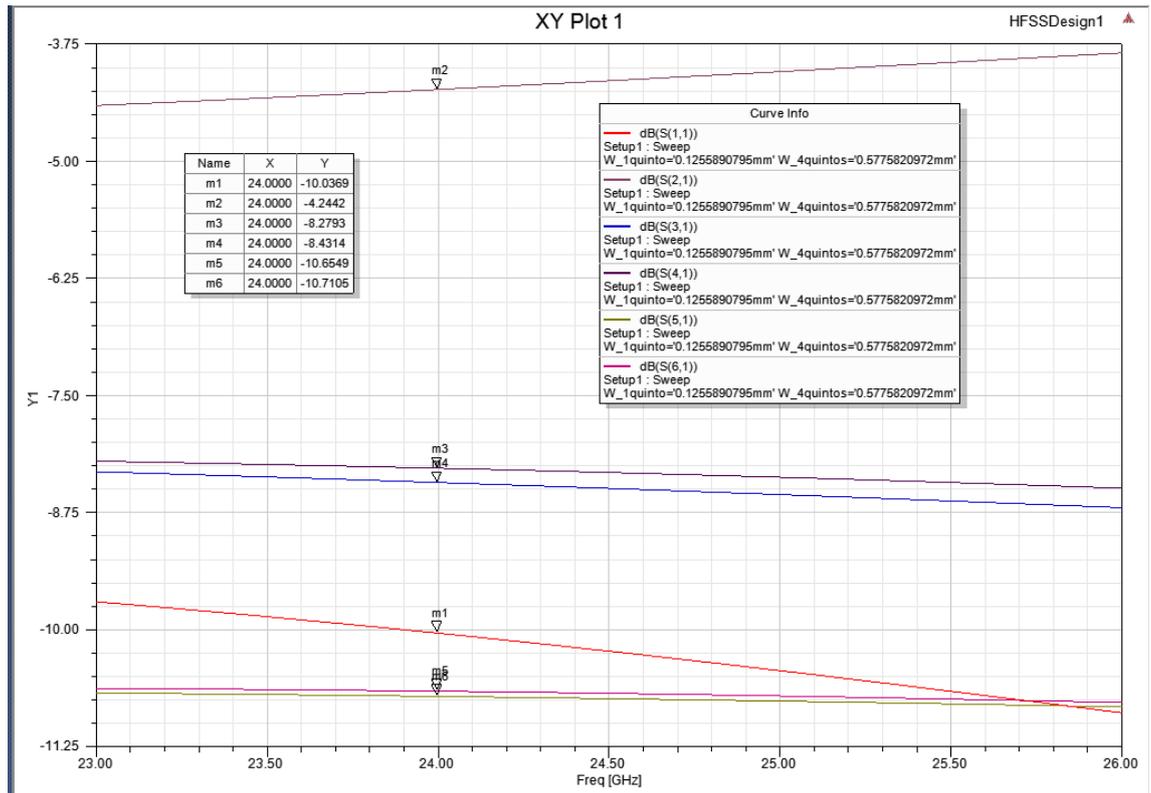


Figura 12 Resultados parámetros S de la distribución binomial

A la vista de los resultados se puede concluir que la imposibilidad de realizar líneas de impedancia mayores a 105Ω , por los límites de tamaño mínimo de líneas marcados por el fabricante han provocado que el reparto no sea el adecuado y que por tanto la distribución que se ha conseguido no es la de una binomial. Provocando que el reparto de corriente no sea el adecuado como se observa en los valores de los parámetros S. Por último para concluir si esta distribución nos servía, comparamos los resultados de esta distribución que habíamos conseguido con los parámetros teóricos de la misma y un conjunto de otras distribuciones como las triangulares de cinco y cuatro elementos y la uniforme de cinco elementos.

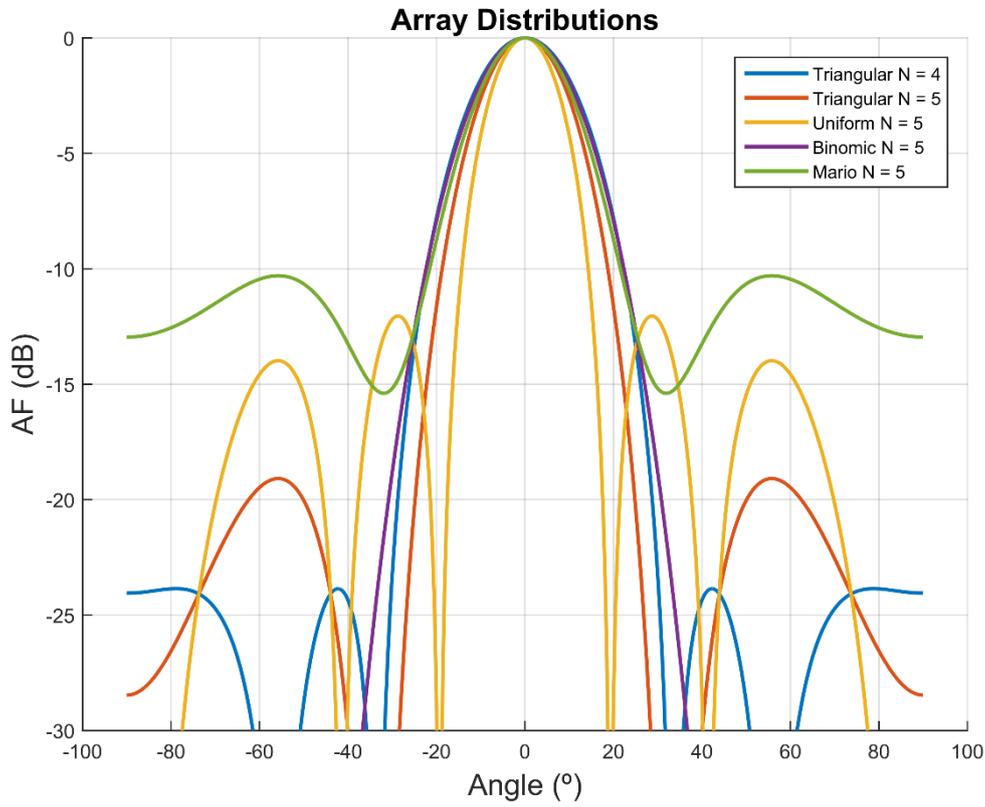


Figura 13 Comparación de la distribución binomial diseñada y un conjunto de distribuciones teóricas

Como se observa en la figura 13 los lóbulos laterales de la distribución no son lo suficientemente pequeños como para considerar que nuestra distribución es mejor que una distribución triangular de cuatro o de cinco elementos y tampoco mejora mucho a la propia distribución uniforme que ya se tenía, sino que la empeora. Por tanto, la distribución se desechó y se concluyó que la distribución que se podría diseñar esta vez sería una distribución triangular de cuatro elementos que es similar a la binomial y ya mejoraría considerablemente las prestaciones de la distribución uniforme en cuanto al tamaño de los lóbulos laterales como se observa en la figura 13.

4.3. Distribución triangular lograda

La distribución triangular y binomial de $N = 4$ elementos son iguales y la distribución de potencia entre las ramas de salidas es: 1 3 3 1. De forma que esta vez tendríamos una entrada y cuatro ramas de salida, consiguiendo un Array de 16 elementos formando una matriz de 4×4 . Ya que la idea era hacer que la distribución fuera

Mario Royo Romero

triangular tanto en la distribución horizontal como en la vertical. Para conseguir una distribución triangular en cada una de las ramas del Array de los dieciséis parches a lo largo de los dos ejes en los que se extendería, el eje horizontal (eje X) y el eje vertical (eje Y).

Para conseguir esta distribución en primer lugar debíamos dividir la corriente a la mitad, de tal forma que en cada rama cayese 3 dB respecto a la potencia de entrada. Una vez conseguida esa división con una línea de 100Ω (puesto que la entrada es de 50Ω), debíamos conseguir $\frac{3}{4}$ de la potencia irían por una rama y $\frac{1}{4}$ por la otra. Pero la complicación podía surgir ya que la impedancia más alta realizable es de 105Ω y por tanto antes de la división muy posiblemente deberíamos diseñar un adaptador para fijar una impedancia alta y poder conseguir el reparto de corrientes de forma adecuada.

Por lo tanto el primer paso para el diseño de la distribución era colocar un adaptador $\lambda/4$ en cada uno de los extremos de la línea de 100Ω para adaptar así la salida a una línea de 36.7Ω que será la que forme la T en división con las líneas de salida definitivas para asegurarnos así la posibilidad de poder fabricar las líneas. Así pues el cálculo de la impedancia de la línea es el siguiente:

$$\sqrt{100 * 36.7} = 60.58\Omega$$

Esta impedancia para el sustrato del diseño y la altura del mismo de 254 micras nos da una anchura de 0.4077 mm. De esta forma no vamos a perder potencia en esta transición de 100Ω a 36.7Ω y conseguiremos realizar una T realizable y eficaz en nuestro reparto. Para calcular de forma definitiva las ramas de la distribución usamos las siguientes fórmulas, en una de las ramas se debían perder $\frac{3}{8}$ de la potencia total y en la otra rama $\frac{1}{8}$ de la misma. Por simetría la otra mitad del reparto se realizará en la otra rama de igual manera y con un diseño similar. Siendo $Z_{01} = 36.7\Omega$

$$\alpha = \frac{Z_{03}}{Z_{02}} = \frac{1/4}{3/4} = \frac{1}{3}$$

$$Z_{02} = Z_{01} \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{3}} \right) = 4Z_{01} = 146.8\Omega$$

$$Z_{02} = Z_{01} \left(1 + \frac{1}{3} \right) = \frac{4}{3}Z_{01} = 48.93\Omega$$

Mario Royo Romero

La impedancia Z_{02} no es realizable en tecnología microstrip por el fabricante que se usa en este caso por parte de la empresa, siendo el mismo caso que ocurría en la parte de la distribución binomial. Por tanto, en el diseño optamos por ponerle una impedancia de 105Ω la de 48.93Ω sí que es realizable. Esto nos da a pensar que si nosotros tendríamos una impedancia menor a 36.7Ω el reparto físico sí podría ser igual al teórico y no tendríamos que redondear a valores de impedancias realizables. Pero la impedancia de 36.7Ω se fija porque es la máxima anchura que se ha decidido que en el diseño tengan las líneas de transmisión. Por lo tanto las anchuras de las líneas quedan para $Z_{02} = 105\Omega$ una anchura de 0.125 mm y para $Z_{03} = 48.93\Omega$ una anchura de 0.582 mm .

Una vez resuelta la primera división de corriente había que resolver el problema de que las cuatro líneas de salida debían tener la misma anchura, por tanto las líneas de los extremos que tienen 105Ω debían adaptarse a una línea de 48.93Ω mediante un adaptador $\lambda/4$ para no perder potencia. Este adaptador debía tener la siguiente impedancia:

$$\sqrt{105 * 48.93} = 71.67\Omega$$

Teniendo esta línea de adaptación con esa impedancia una anchura de 0.6402 mm , consiguiendo de esta manera el siguiente circuito para obtener la distribución triangular requerida, como se va a ver en la figura 14:

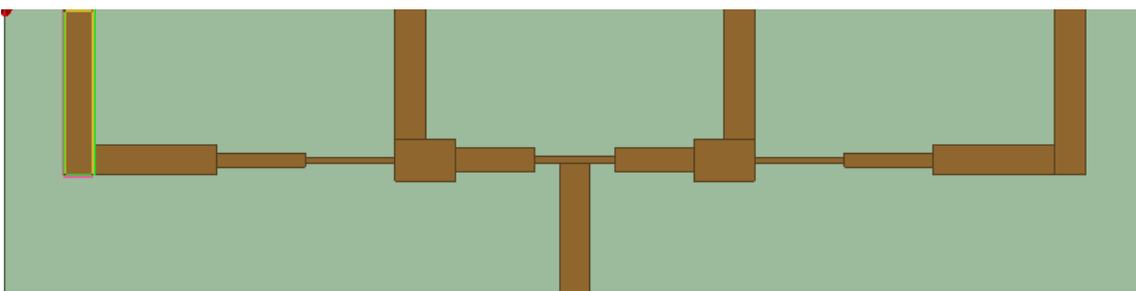


Figura 14 Circuito de la distribución triangular lograda para el eje vertical

Los resultados teóricos para las ramas laterales en dBs eran de -9.03dB y los de las ramas centrales -4.25dB tras la simulación obtuvimos los siguientes resultados:

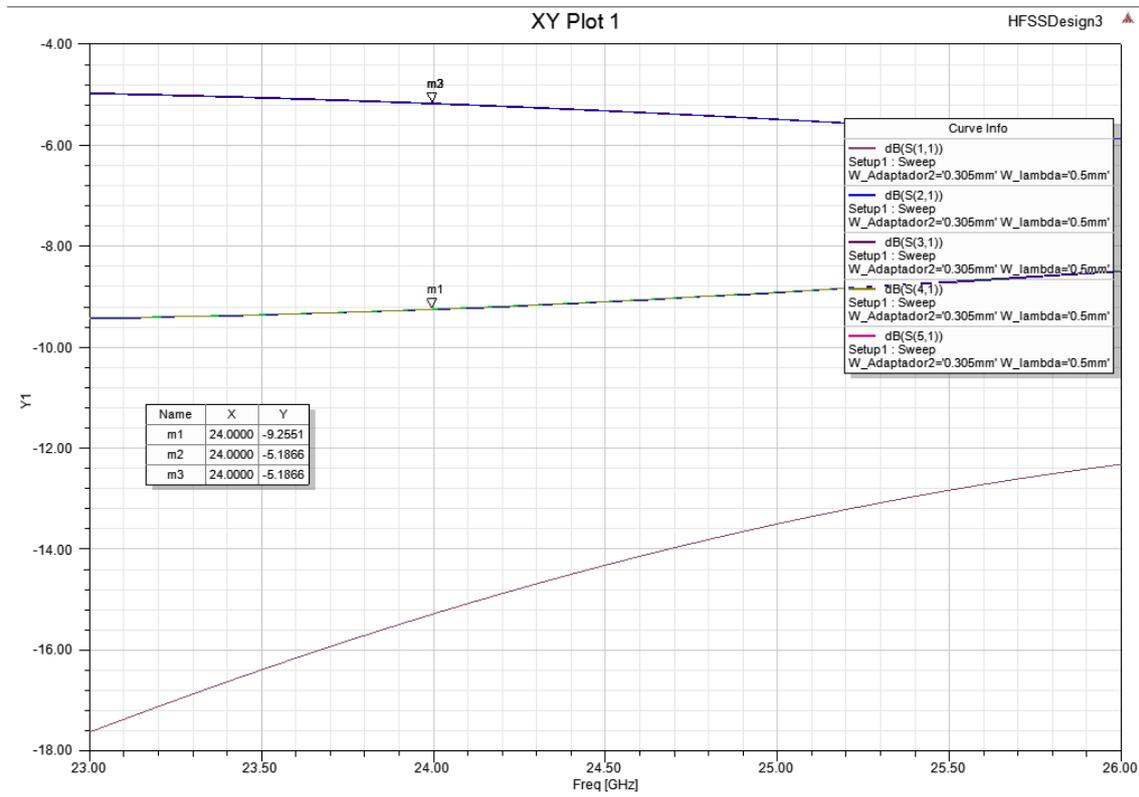


Figura 15 Resultados Simulación Distribución triangular ejeX

En las ramas centrales los valores eran de -5.18 dB y en las ramas laterales de -9.25 dB, además de un valor de -15.6dB el S_{11} que nos confirma que las pérdidas de retorno del circuito son buenas. Por tanto, en los extremos los valores están muy cercanos a los teóricos sin embargo en las líneas centrales los valores de los parámetros S distan 1dB de los valores teóricos. Estas pérdidas adicionales no son muy graves y se pueden deber a que la adaptación de la línea de 105Ω es buena pero no todo lo buena que sería para el reparto de potencias la línea si tuviera 146.8Ω que era el valor teórico.

Realizado este diseño ahora debíamos rehacer el circuito con el mismo objetivo que este anterior, pero cambiando la impedancia de entrada de 50Ω a 48.93Ω. Este cambio nos va a dejar un circuito muy similar pero no igual por lo que debimos recalcular el parámetro del primer adaptador $\lambda/4$. Siendo esta vez el primer adaptador entre la línea de 96Ω y la de 36.7Ω de 59.36Ω y por tanto siendo de 0.5 mm, el segundo adaptador entre la línea de 105 Ω y la de 48.93Ω será el mismo puesto que esta parte del circuito no había cambiado. De tal manera que el circuito en el eje horizontal quedaría de la siguiente manera:

Mario Royo Romero

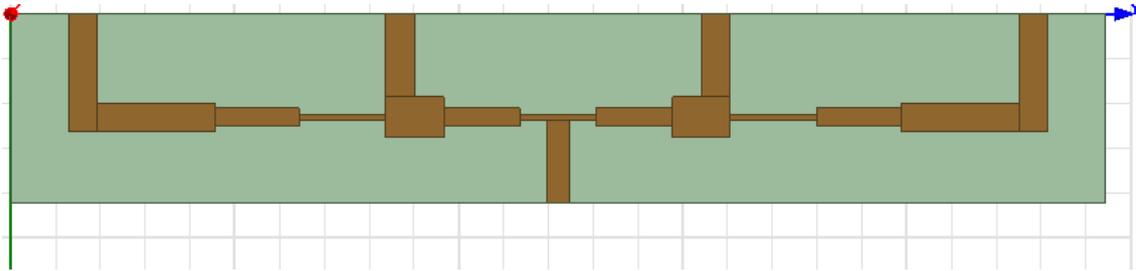


Figura 16 Circuito de la distribución triangular lograda en el eje vertical

Siendo los valores teóricos del reparto iguales a los anteriores, por lo que tras la simulación los valores de la misma fueron los siguientes:

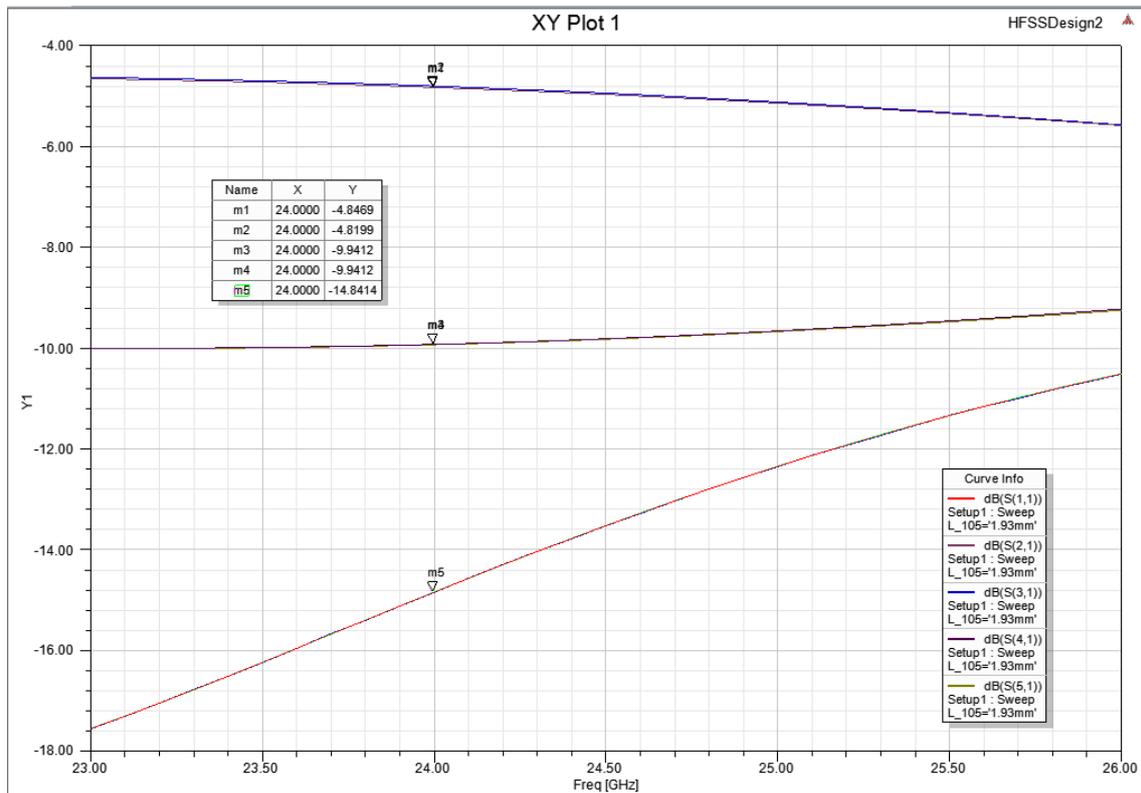


Figura 17 Resultados Simulación Distribución triangular eje Y, eje vertical

Los valores resultantes en las líneas centrales son de -4.8dB y en las líneas de los laterales de -9.94dB, distando alrededor de 0.8 dB en ambos casos de los valores teóricos. Nuevamente estos resultados son buenos y las discrepancias en los valores de potencia se pueden deber a que nuevamente la línea en el reparto no es la teórica sino una línea aproximada por los límites del diseño en

Mario Royo Romero

microstrip. Además añadir que el valor de S_{11} es de -14.84dB, por lo tanto el aislamiento del circuito es bueno y las pérdidas de retorno son aceptables.

4.4. Elección de la distribución de corriente más adecuada

La elección de la distribución de corriente más favorable entre las diseñadas se va a realizar fijándose en los valores teóricos y comparándolos con los valores obtenidos. Ya se ha hecho una primera comparación en la Figura 13 entre a la distribución binomial lograda y un conjunto de distribuciones posibles para el diseño de la antena para el radar. Viendo que ante la imposibilidad de conseguir anchuras menores a 125 micras ésta es una condición muy fuerte para obtener el reparto de corriente deseado. Por tanto, queda comprobar el caso de la distribución triangular donde la diferencia de anchuras no era muy grande y donde a priori viendo los valores de los parámetros S se puede intuir que valdría, si de verdad es así, una vez vistos en la gráfica los valores de los lóbulos laterales y las diferencias con los valores del lóbulo principal. Se han recogido los cortes con los valores de $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ comparando la distribución triangular conseguida con la distribución uniforme y con la triangular y uniforme teóricas de cuatro elementos que son iguales:

Mario Royo Romero

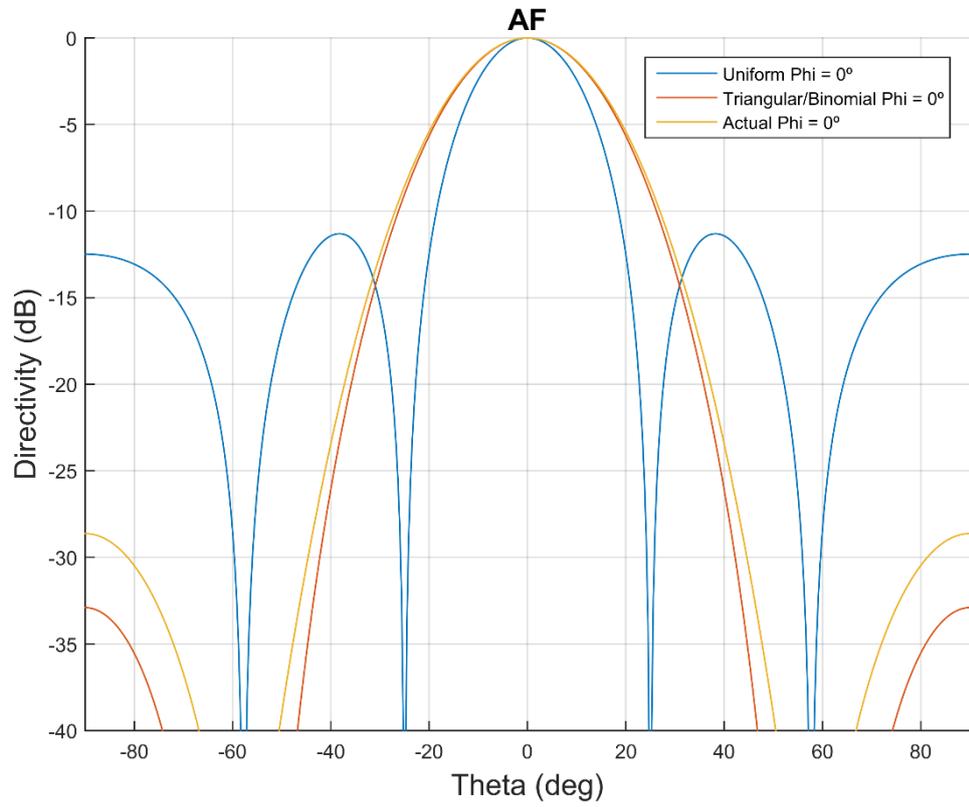


Figura 18 Comparación de las distribuciones en el corte $\phi=0^\circ$

Mario Royo Romero

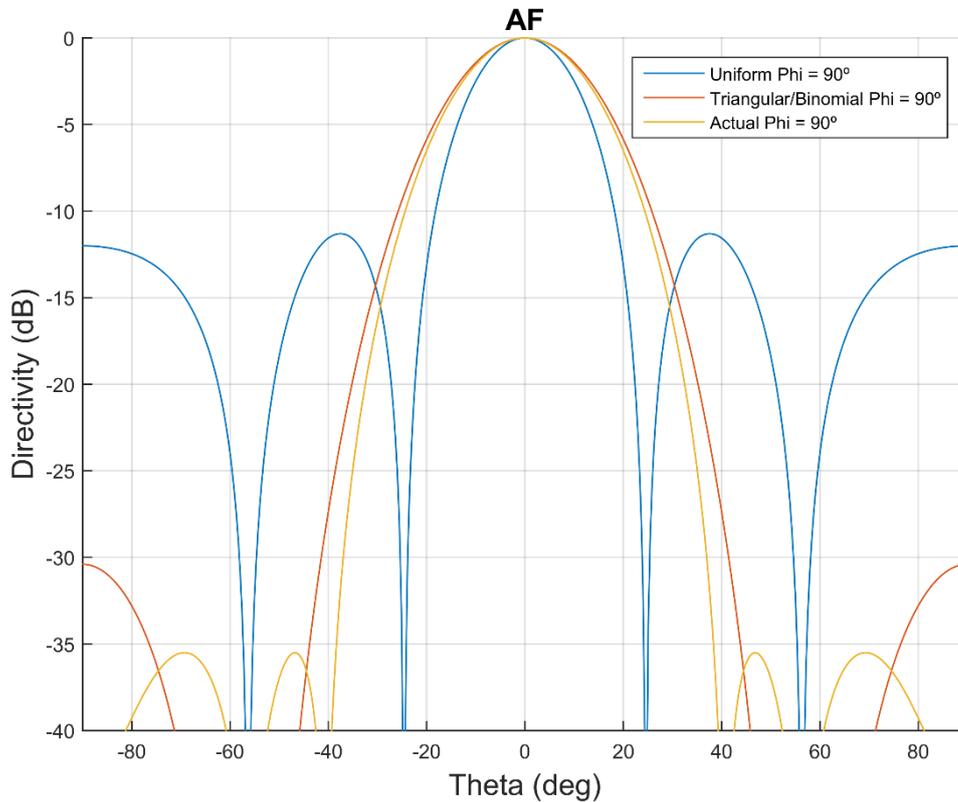


Figura 19 Comparación de las distribuciones en el corte $\phi=90^\circ$

A la vista de los resultados en ambos cortes la distribución lograda es bastante mejor a la distribución uniforme teórica, no siendo igual la distribución conseguida en ambos cortes. Esto se debe a que la distribución en el eje horizontal y la distribución en el eje vertical son distintas, en el corte $\phi = 0^\circ$ la distribución de corriente que más le afecta es la conseguida en el eje horizontal siendo ligeramente superior a la distribución triangular teórica, dando lugar a que el lóbulo principal sea más ancho y los lóbulos laterales ligeramente superiores a los teóricos.

En el corte $\phi = 90^\circ$ la distribución conseguida era ligeramente inferior a la triangular teórica por tanto el lóbulo principal queda más estrecho que el teórico y los lóbulos laterales aparecen antes que los teóricos a niveles similares a estos teóricos.

Aun sin ser iguales que los valores teóricos, la distribución triangular lograda es lo suficientemente buena como para considerarla útil. Mejorando mucho la binomial que se intentó diseñar y con valores muy similares a la distribución triangular teórica, por tanto, el objetivo de disminuir el valor de los lóbulos laterales se iba a conseguir como se podrá ver en el apartado de la antena de 16 parches.

5. Antena de 1 Parche

Una vez resuelto el diseño de la distribución de corriente en la antena, quedaba la segunda parte del diseño, diseñar las antenas que vamos a usar en el mismo para radiar a 24.125 GHz de frecuencia central y con un ancho de banda de 250 MHz. Por tanto, a la hora de diseñar primero empezamos realizando el diseño del parche unitario, posteriormente seguimos con el Array de cuatro parches y la distribución triangular en el eje Y, para por último realizar un Array de 16 parches y ver cómo se comporta el diseño.

En primer lugar, los valores de anchura y largura del parche los realizamos de forma teórica, aunque luego a la hora de añadirle alimentación reentrante por medio de unas hendiduras para mejorar el aislamiento y la radiación estas medidas pueden variar algo. Los cálculos son los siguientes:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{C}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

Donde: f_r = Frecuencia de operación

ϵ_r = Permitividad Eléctrica del sustrato

C = Velocidad de la luz en el vacío (3e8 m/s)

Con esta fórmula calculas la anchura del parche que es el parámetro que más va a afectar al parámetro S_{11} . Por otra parte, está la longitud del parche que es la más va a afectar a la frecuencia central de trabajo, aunque no son parámetros aislados y variando la anchura también se mueve en frecuencia y variando la anchura también puede mejorar o empeorar el aislamiento.

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L$$

Mario Royo Romero

Donde:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]$$

h = Altura del sustrato

Para la obtención de la permitividad eléctrica efectiva que es ϵ_{ref}

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

Sustituyendo en estas fórmulas los valores de frecuencia central de trabajo a 24.125GHz, la altura del sustrato de 0.254 mm y la permitividad eléctrica del sustrato de 3.66 obtenemos unos valores teóricos de anchura de 4.12 mm y un valor de longitud de 3.1 mm. Que tras optimizarlos en el simulador la antena final tendrá unos valores de 4 mm de anchura y de 3.21 mm de larga junto a unos valores de hendidura que se han calculado de forma experimental puesto que no había fórmulas para su cálculo de anchura de la hendidura 0.125 mm y longitud de la hendidura de 0.9 mm. Resultando la siguiente antena:

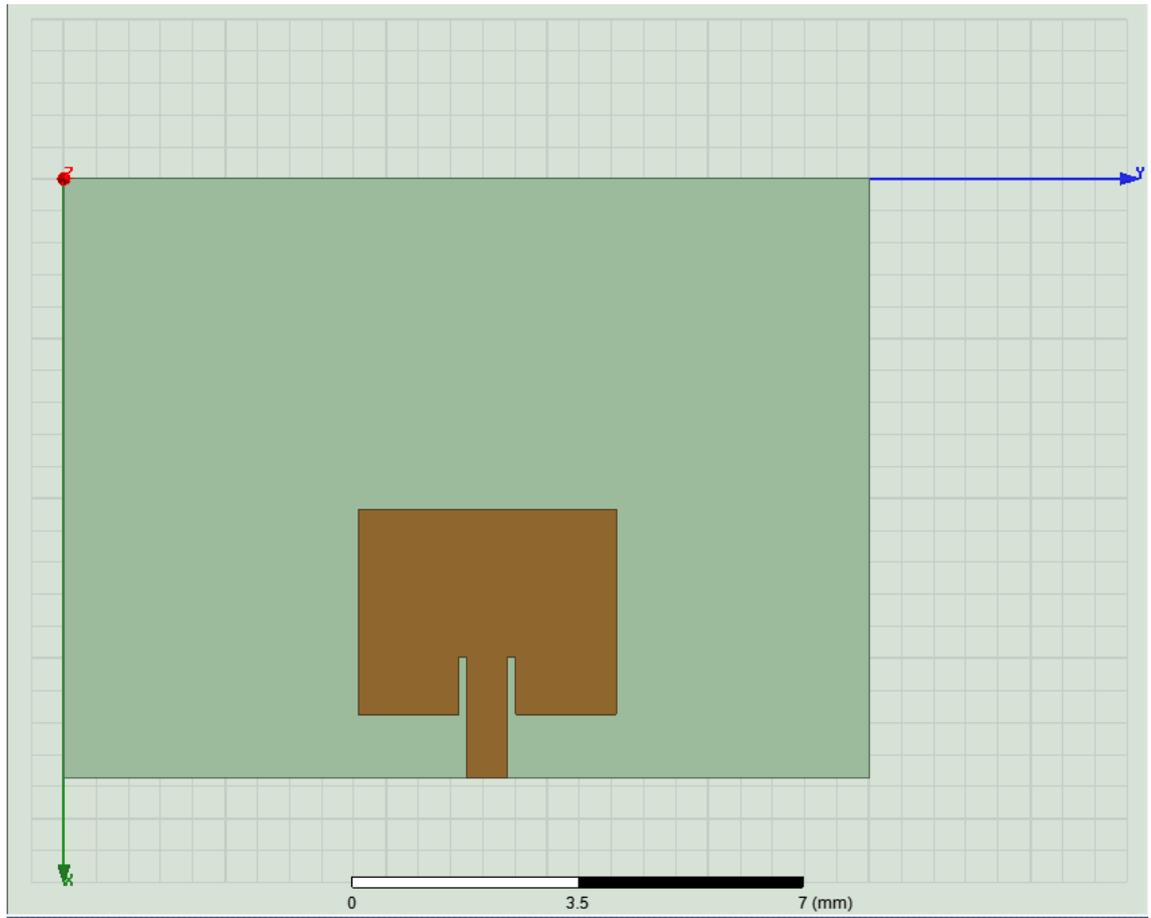
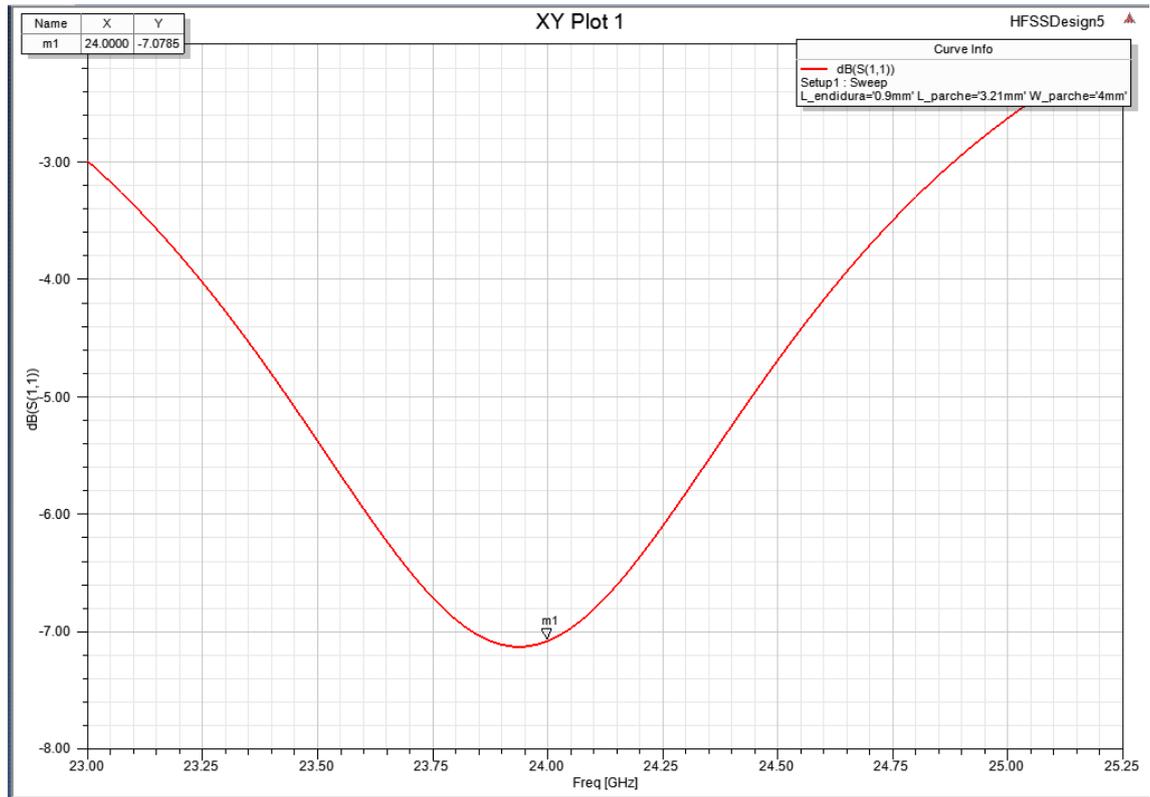
Mario Royo Romero

Figura 20 Antena 1 solo parche

Además de las dimensiones del parche en la simulación tendremos en cuenta la anchura de la línea de entrada que será de 48Ω como hemos fijado a la hora de diseñar el circuito para la distribución. Una vez simulada la antena los resultados fueron los siguientes.

Mario Royo Romero

Figura 21 Parámetro S_{11} antena un solo parche

El parámetro S_{11} vale -7.07 dB, es un valor bastante mejorable ya que se podría considerar bueno a partir de los -10dB pero esta antena en particular ha sido seleccionada porque luego en el futuro Array de 16 parches era la que mejor funcionaba. Por lo tanto, este valor del parámetro S no es algo que pese sobre manera si fuéramos a considerar el diseño de una antena de un solo Array para la frecuencia de trabajo entonces sí que sería un hecho a tener muy en cuenta. Puesto que el aislamiento del parche en ese circuito debería ser mucho mejor, mínimo debería ser inferior a 10 dB. Pero al ser un parche que se ha diseñado para formar parte de un Array mayor, los valores que la simulación haya dado de sus parámetros más importantes son valores orientativos para asegurarse sobre todo de que funciona a la frecuencia de trabajo (24.125 GHz).

Mario Royo Romero

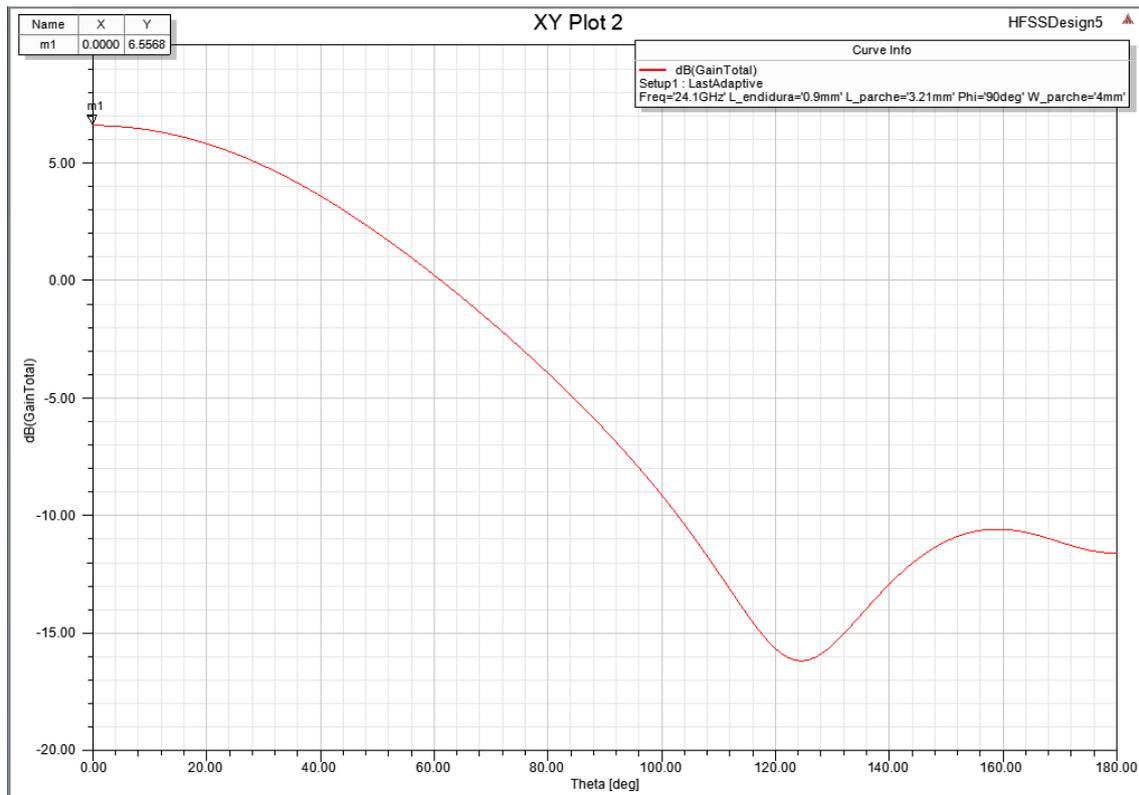


Figura 22 Diagrama de radiación $\phi = 90^\circ$ un solo parche

Por otra parte el diagrama de radiación para el corte $\phi = 90^\circ$ es el típico diagrama de un parche, puesto que la ganancia está en torno a 6.5 dB (Son 6.55 dB) y el ancho de haz es mayor que el de los diagramas que se verán a posteriori con cuatro y dieciséis antenas donde ya tenemos un diagrama con mayor ganancia y menor ancho de haz.

Este diagrama de radiación da pie a pensar que el diagrama en 3D va a tener el máximo de radiación en el origen de coordenadas y que va a ser un diagrama no muy directivo y sí muy ancho. Algo similar a una esfera radiando con su máximo en el origen y sin una caída pronunciada en los lóbulos laterales.

Mario Royo Romero

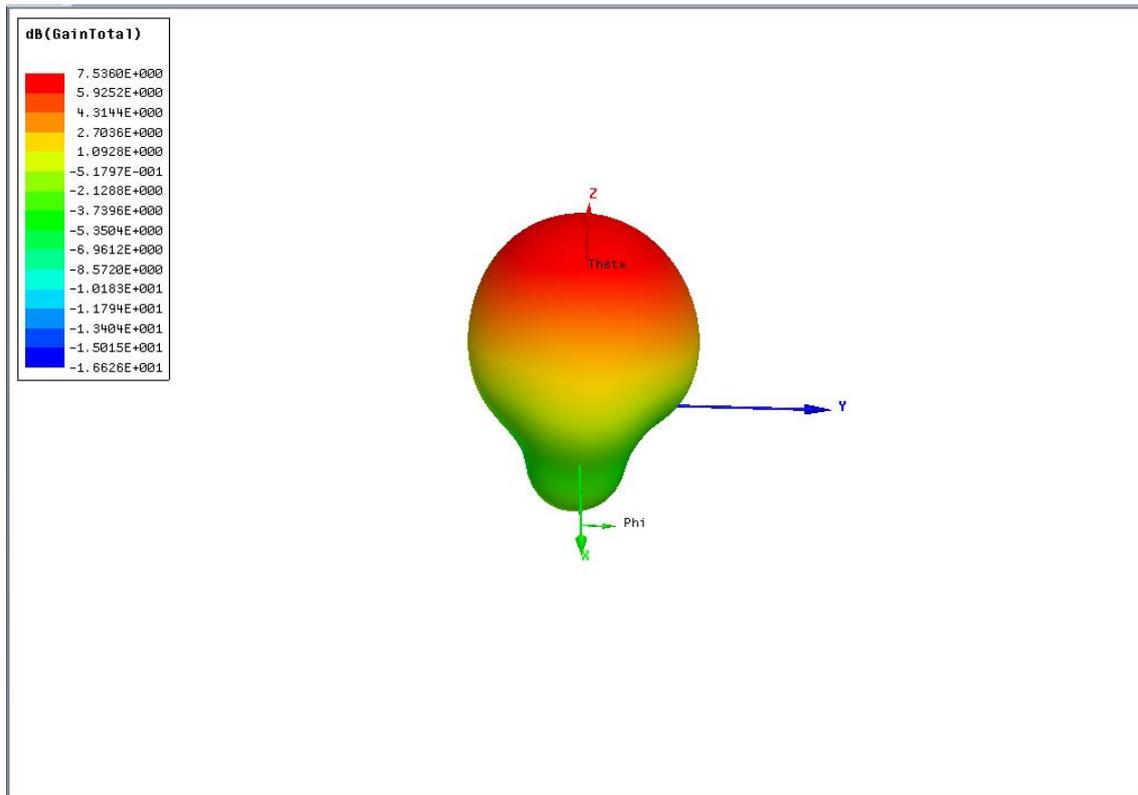


Figura 23 Diagrama de radiación en 3D de un solo parche

Como se ha dicho antes la forma de este diagrama era de esperar, ya que es un diagrama cuyo máximo de radiación está en el origen de coordenadas y la energía se reparte uniformemente en todas direcciones puesto que no es muy directivo. Por ello la antena constará de más parches para paliar este problema de ganancia, pero siempre bajo las condiciones de diseño de minimizar al máximo el tamaño del diseño tanto a lo largo del eje X como a lo largo del eje Y y teniendo en cuenta que el diseño debe ser simétrico para ambos ejes. Además de conseguir el máximo del ancho de banda para poder tener un campo de visión mayor, aunque esta última condición es la menos importante en referencia a las otras dos. Puesto que antena radar debe tener el máximo de ganancia posible para llegar a captar objetos lejanos y además el tamaño de la misma debe ser el mínimo posible que nos garantice esa alta ganancia.

6. Array de 4 parches

Como se ha dicho anteriormente ahora en este diseño se van a incorporar las antenas a la distribución seleccionada que ha sido la distribución triangular. Se hará sobre la distribución triangular en el eje X aunque al ser un diseño horizontal esta vez la variación será respecto al eje Y. Los criterios que se van a usar son los de minimizar al máximo el tamaño para que el diseño ocupe lo mismo que el diseño anterior al que quiere sustituir y también que el diseño debe ser simétrico para facilitar los cálculos de procesamiento de señal posteriores a la recepción teniendo los parches a la misma distancia. Por tanto, el circuito de la distribución triangular una vez añadidos los parches, queda de la siguiente manera:

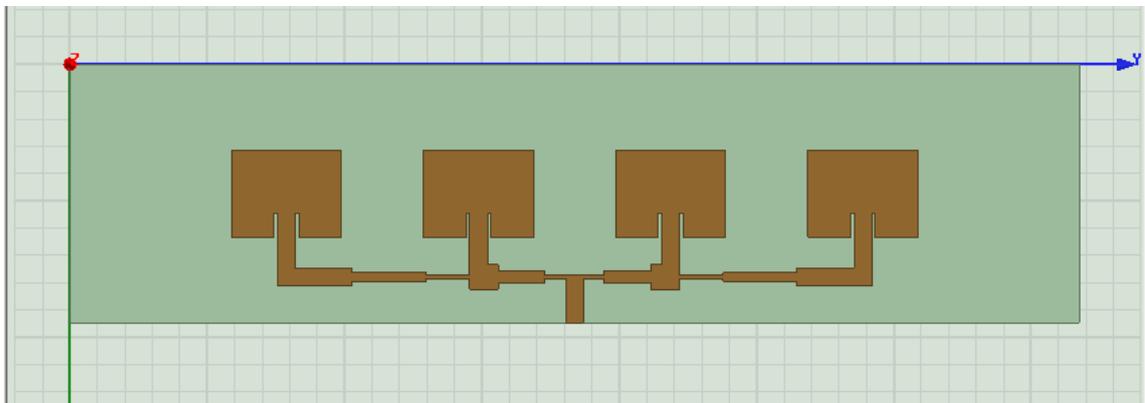


Figura 24 Circuito 4 parches y distribución triangular

Ahora se van a poder ver los resultados de la simulación conjunta, en los que para la simulación solamente hemos variado las longitudes de las líneas más anchas que no eran adaptadores, para conseguir así dejar la radiación de los parches en fase de forma conjunta. No hemos variado ni las anchuras de las líneas ni el tamaño de los parámetros de los parches, así obtenemos un aislamiento como el siguiente:

Mario Royo Romero

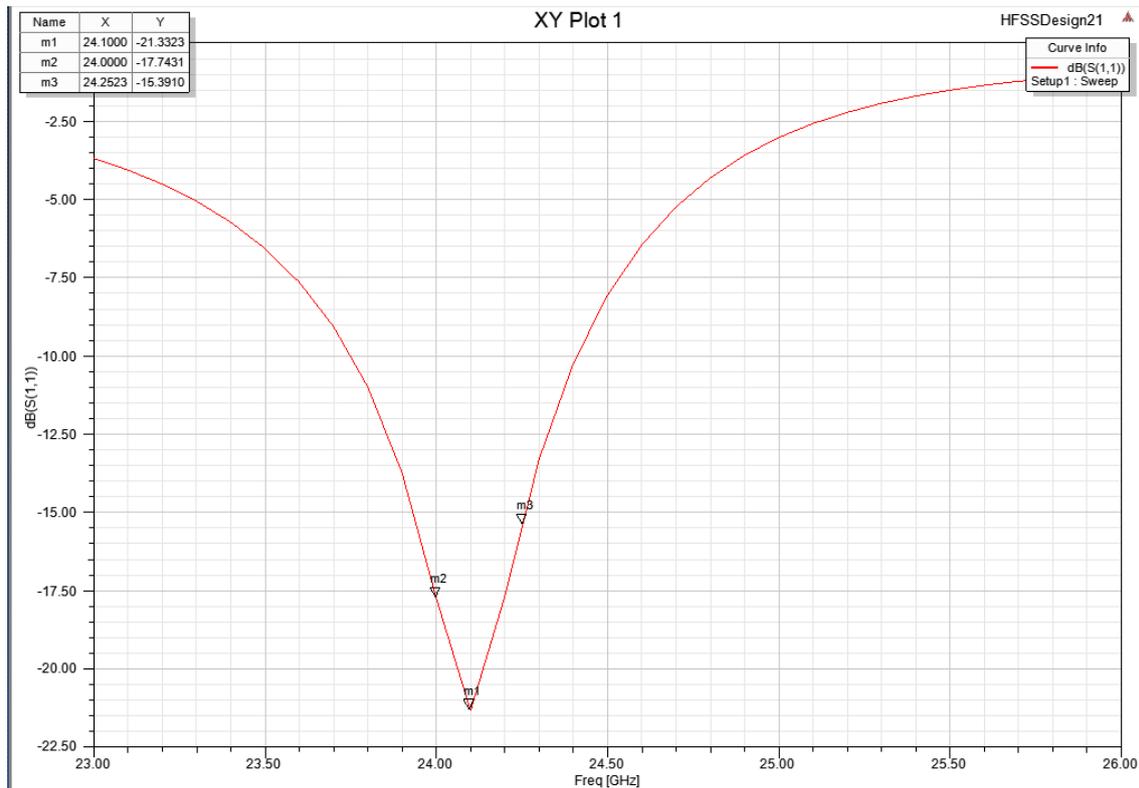


Figura 25 Parámetro S11 del array de 4 parches y distribución triangular

Vemos que el aislamiento es bueno puesto que para la frecuencia central de 24.1GHz el parámetro S_{11} es de -21.33dB y en el ancho de banda de trabajo de la antena los valores siempre son menos a -15.4 dB. Por lo tanto podemos afirmar que la adaptación del circuito está bien conseguida, ahora se van a poder ver los diagramas de radiación bien en un plano como en tres dimensiones para comprobar si realmente ocurre lo que se puede prever a priori y es que la directividad gana alrededor de 6 dB ($10\log_{10} 4$ valor teórico que aumenta) en el punto de máxima radiación que debería ser la ordena en el origen, además de asegurar que efectivamente a costa de ser más directivo el ancho de haz disminuye siendo una antena mucho más directiva.

Mario Royo Romero

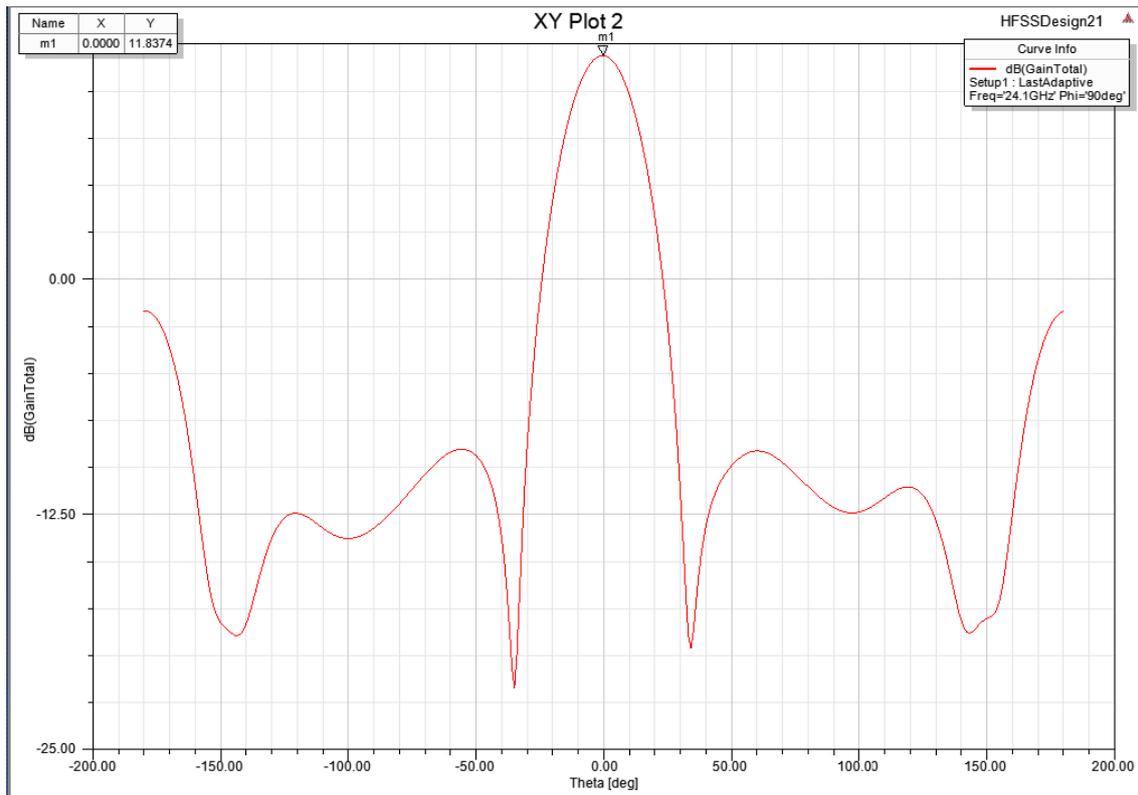


Figura 26 Diagrama de radiación del array con 4 parches y distribución triangular

Efectivamente a la vista de los resultados de simulación el máximo de radiación está en el origen de ordenadas, y la ganancia ha aumentado los 6dB que se han comentado con anterioridad. Además, mantiene la simetría y el nivel de los lóbulos laterales de importancia es mucho menor al nivel del lóbulo principal en torno a -20dB que era lo que se buscaba con la distribución triangular, disminuir el valor de los lóbulos laterales a niveles muy por debajo del lóbulo principal. Además, en los extremos vemos unos ciertos lóbulos por encima del nivel de los lóbulos centrales, estos lóbulos no tienen gran importancia puesto que como se podrá ver a continuación en el diagrama de radiación en tres dimensiones quedan por debajo de la radiación que verdaderamente interesa en la práctica.

Mario Royo Romero

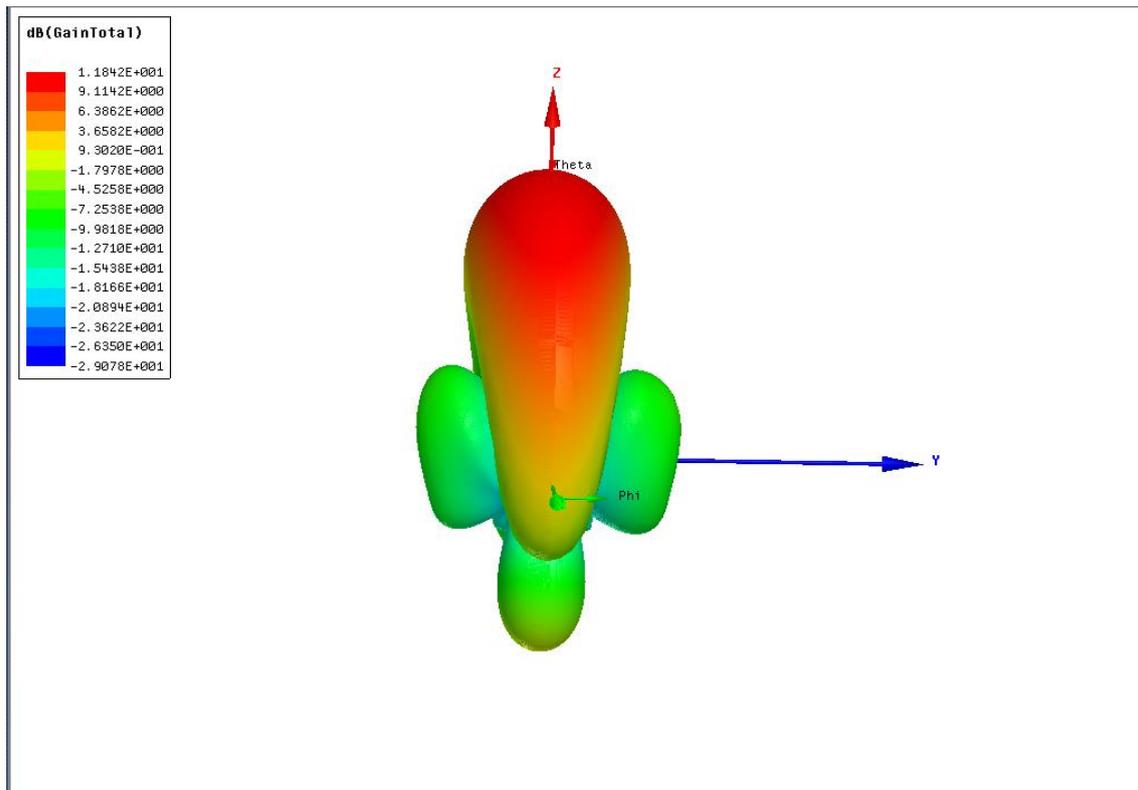


Figura 27 Diagrama de radiación en 3D del array de 4 parches con distribución triangular de corriente

En el diagrama en 3D se puede apreciar mucho mejor que el ancho de haz ha disminuido mucho en comparación el diagrama de un solo parche, además de ser mucho más directivo. También se puede observar que tiene los lóbulos laterales más altos en la parte inferior, pero esa parte del diagrama no interesa por lo que no se le da importancia. Por lo tanto, estamos en posición de afirmar que cumple con lo esperado con el nivel de los lóbulos laterales que sí interesan, teniendo una gran diferencia en cuanto a sus valores, ya que la distribución triangular en teoría nos garantiza 25 dB de diferencia entre el lóbulo principal y los lóbulos laterales, consiguiendo en la práctica una diferencia de 21 dB que es lo suficientemente buena para la aplicación final que se busca conseguir.

Además, añadir que al haber tenido como condición de diseño que los parches debían equidistar para facilitar el procesado de la señal a la hora de recibir la señal los parches no radian perfectamente en fase, puesto que los parches de los laterales radian algo antes como se podrá apreciar en la siguiente imagen:

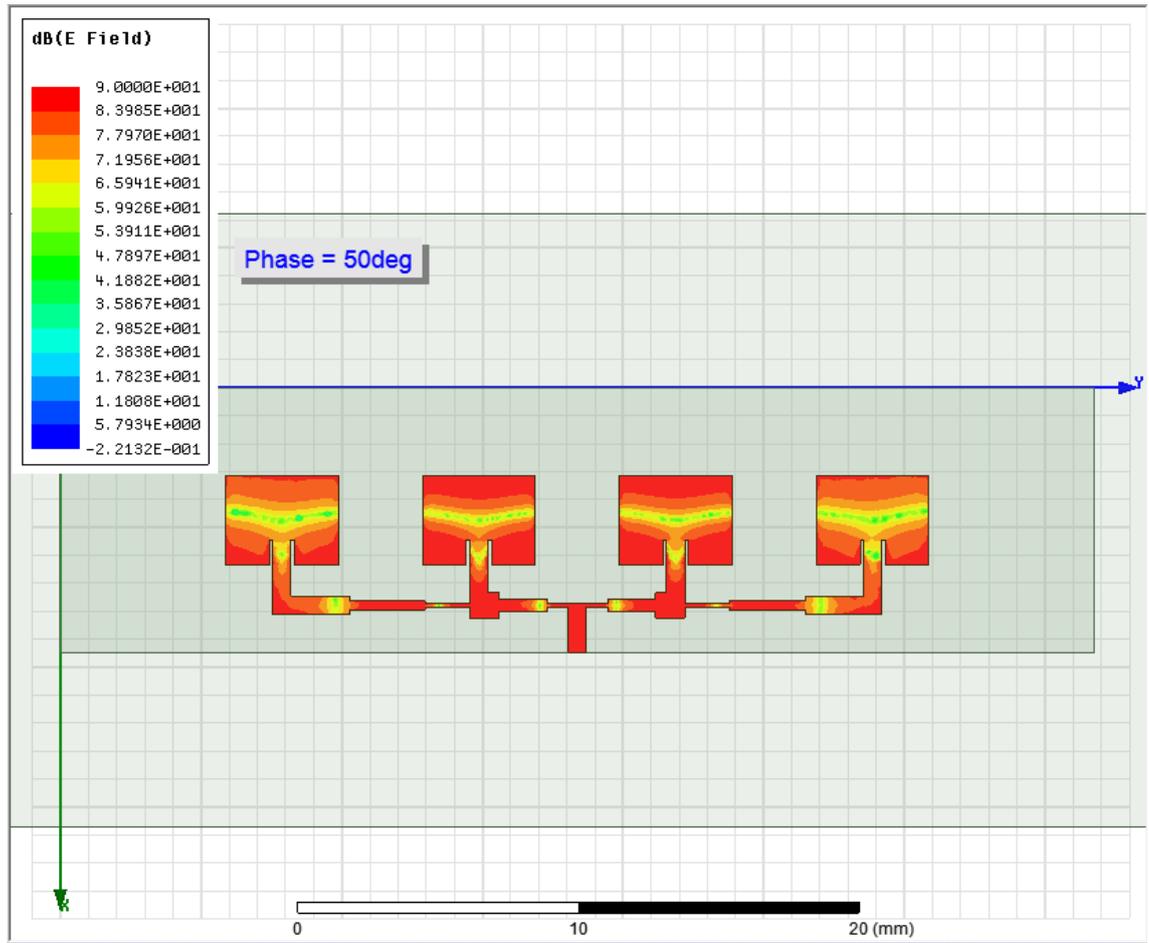


Figura 28 Radiación campo E en el Array de 4 parches con distribución triangular

El desfase como se puede apreciar no es muy grande, por tanto, este hecho no lastra mucho y de hecho el diagrama de radiación sale bien y centrado en el origen. Pero aún se podría conseguir que los lóbulos laterales fuesen algo inferiores llegando a valores cercanos a 25dB. Sin embargo, es mejor que los parches equidisten como están a 7 mm cada uno de su contiguo y tener 21 dB de diferencia entre el lóbulo principal y el lóbulo lateral. En este caso es una relación de compromiso, es preferible que los lóbulos laterales estén algo más altos a que los parches no estén equidistantes que es una condición muy importante para el posterior procesado de la señal.

7. Array de 16 parches

Este Array de 16 parches es además la antena definitiva cuya elección se ha regido bajo las condiciones ya nombradas con anterioridad. Se ha buscado que el diseño sea lo más pequeño posible para que tenga cabida en el mismo sitio que ya tiene la antena diseñada con distribución uniforme (un cuadrado de 30x30 mm). También se ha buscado que la ganancia/directividad de la antena sea la máxima posible para detectar objetos lo más lejanos posibles, intentando que el ancho de haz sea el máximo para así tener un campo de visión lo más grande posible. Por último, además de lo anterior recalcar que las antenas deben estar igual de separadas unas de otras tanto en el eje vertical (eje X) como en el eje horizontal (eje Y), esta última condición que no lastraba mucho en el Array de 4 parches, pero en la antena con el Array de 16 parches sí lo hizo y se debió llegar a un compromiso entre un nivel aceptable de los lóbulos laterales y un tamaño de anchura adecuado para el diseño. El circuito resultante se muestra a continuación:

Mario Royo Romero

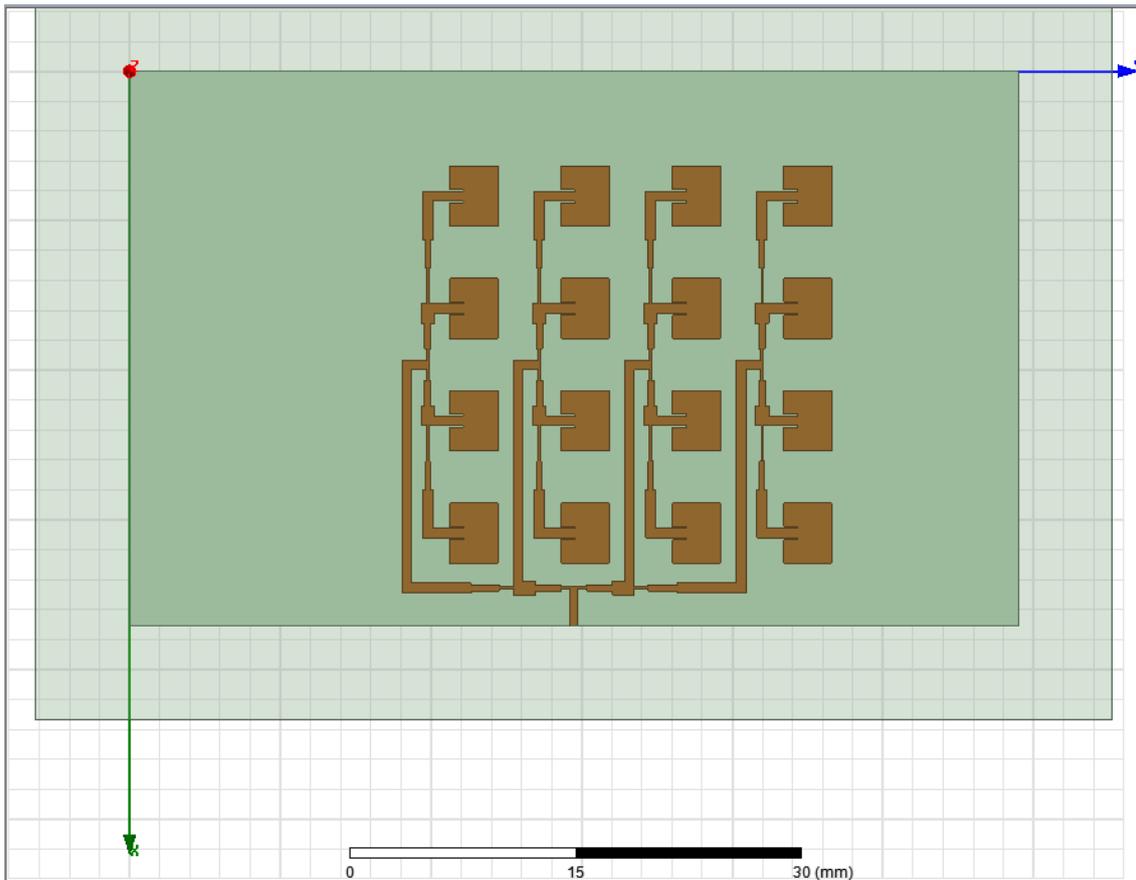


Figura 29 Circuito de la antena definitiva, Array de 16 parches con distribución triangular en ambos ejes

Para la entrada del diseño se han tenido que alargar las líneas de 48Ω de salida lo suficiente como para centrar el diseño. Quedando un diseño de definitivo de un tamaño de 30.76 mm de ancho (en el eje X) por 28.52 mm de largo (eje Y). Las medidas son desde los puntos más lejanos, en el eje X desde la entrada de la línea de 50Ω que simularía la entrada de la línea del microchip radar hasta el extremo de uno de los parches más alejadas y en el eje Y desde el codo de la línea de entrada más lejana hasta el extremo de uno de los parches más alejado. Además, la distancia horizontal entre antenas es de 7.39 mm y la distancia vertical es de 7.51 mm no siendo un cuadrado, pero lo más parecido posible para facilitar el procesado de la información en recepción. Como ya se ha comentado en el Array de 4 parches el hecho de que las antenas equidisten ha sido un aspecto crítico para poder conseguir que la radiación de los parches fuera en fase, como vamos a poder a continuación el radiar de los 16 parches en fase no ha sido posible:

Mario Royo Romero

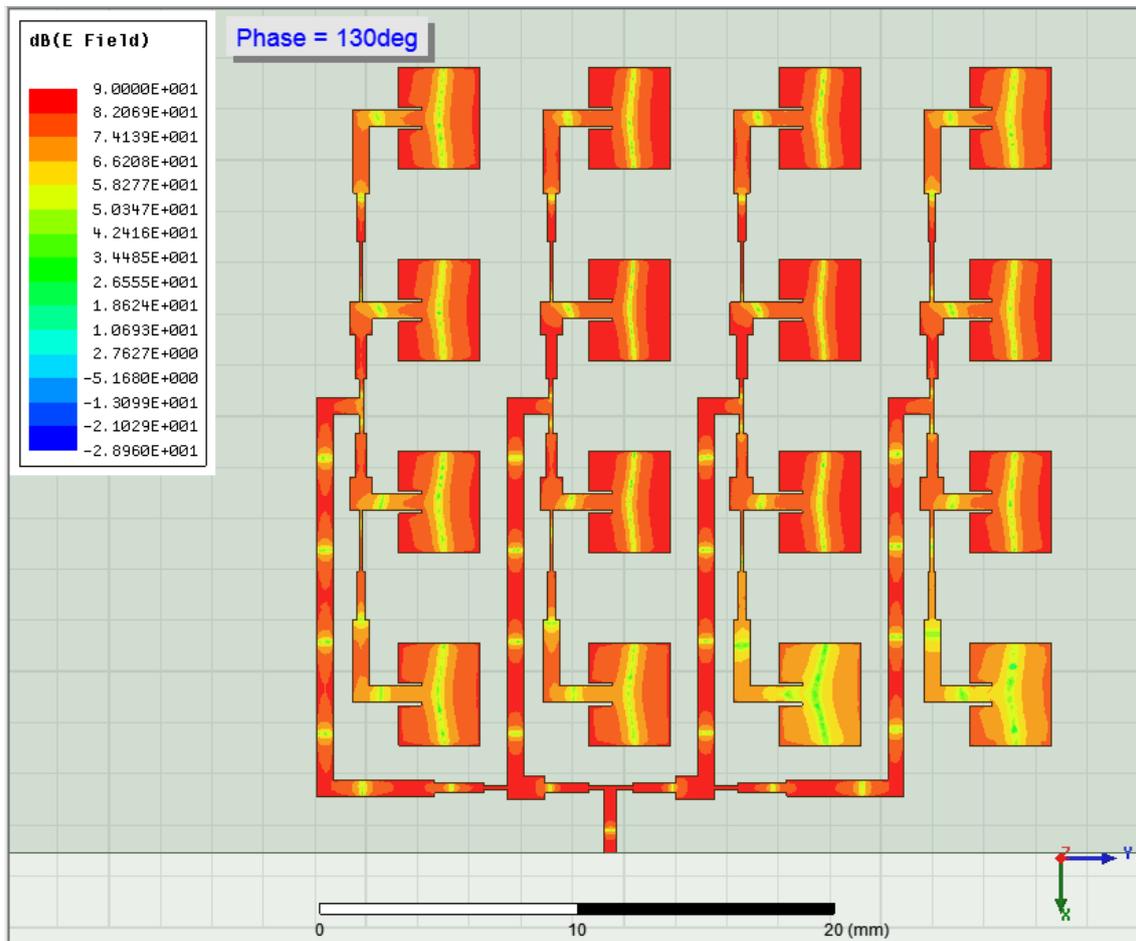


Figura 30 Radiación Campo E de la antena diseñada

Este desfase no es muy grande pero sí apreciable en todos los parches de la rama derecha de cada una de las cuatro filas que forman el Array. Estos parches sí radian en fase entre ellos dos a dos y el resto de los 12 como también se puede apreciar en la figura 28 radian en fase unos con otros. Este hecho además no lastra mucho porque al alimentar los parches con una distribución triangular en ambos ejes los parches de los extremos tienen mucha menos potencia para radiar que los parches de la zona central. Por lo tanto se ha preferido dejar así el diseño ya que los valores que se van a ver a continuación tanto del parámetro S_{11} como del diagrama de radiación son buenos y además el tamaño conseguido es el deseado. Puesto que este desfase se podía paliar haciendo esa rama más larga, alargando la línea que alimenta directamente al parche y por tanto conseguir que radien en fase todos los parches. Pero este hecho haría que ya los parches no equidistasen, debido al hecho de la equidistancia también se podía paliar el desfase creando un codo para retrasar la radiación del parche, pero el espacio que hay entre la línea de entrada y el parche es mínimo y además hay riesgo de acoplo entre ellas puesto que la separación es de 1 mm y este valor ya es un valor muy justo para que no se produzca el acoplo. Por lo ante la imposibilidad de radiar con todos los

Mario Royo Romero

parches en fase, se llegaron a probar cuatro diseños con distintas distancias de los parches en ambos ejes y eligiendo el más favorable a la vista de los resultados de las simulaciones puesto que de tamaño todos eran aceptables. Eligiendo el diseño mostrado con anterioridad y cuyo parámetro S_{11} se muestra a continuación:

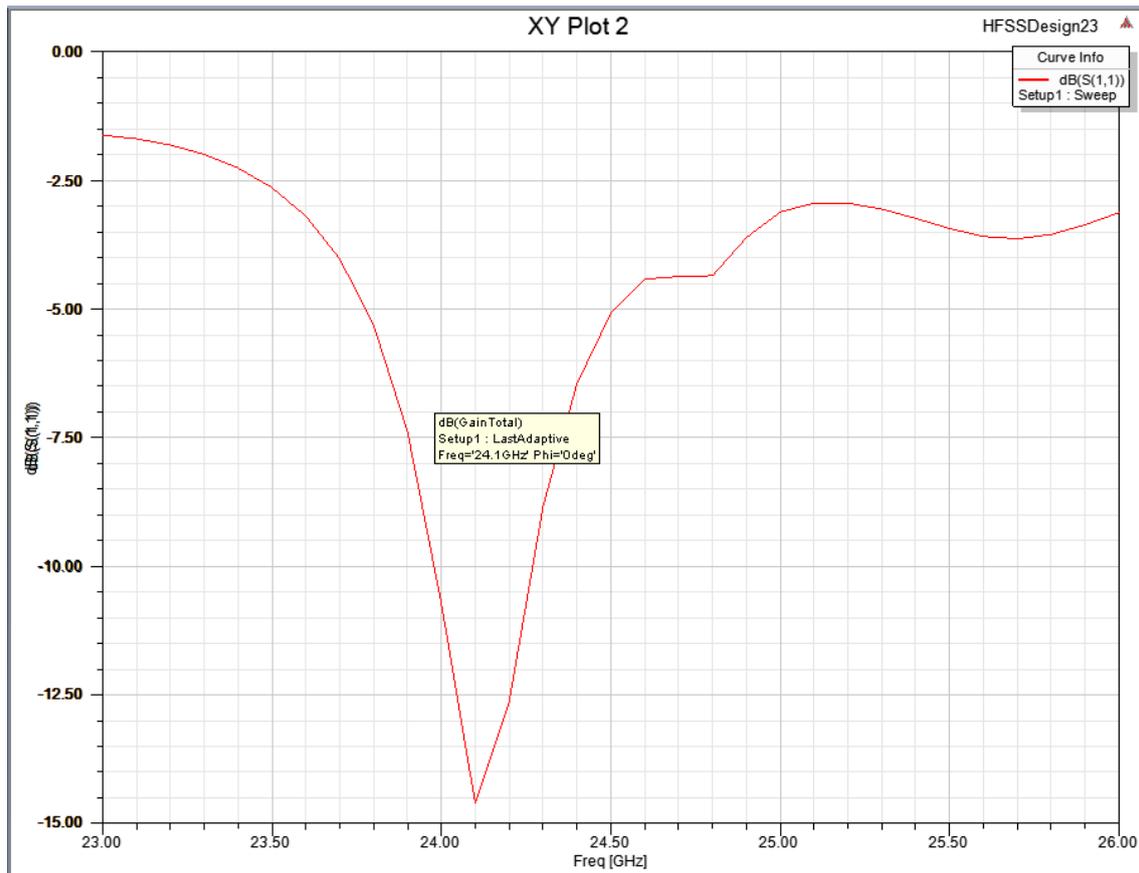


Figura 31 Parámetro S_{11} de la antena diseñada

Como se aprecia en la imagen el aislamiento del circuito es el adecuado y además la frecuencia de trabajo es la adecuada. Está centrado en 24.1 GHz, cumpliendo que en todo el ancho de 250 MHz los valores de este parámetro estén por debajo de -10dB. Por tanto, tras comprobar que la antena cumple los requisitos de aislamiento, a continuación, pasamos a comprobar que el diagrama de radiación fuera aceptable.

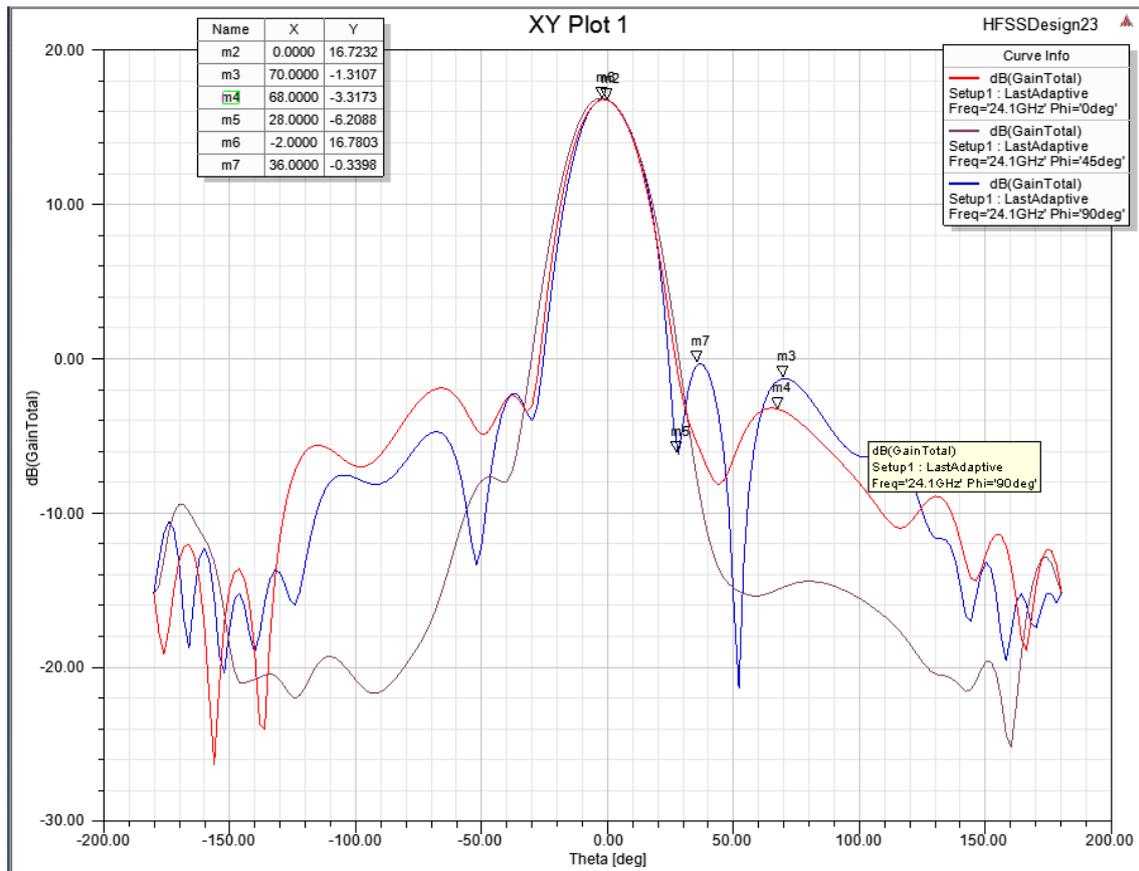


Figura 32 Diagrama de radiación de la antena diseñada

Como se puede apreciar el máximo de radiación se ha conseguido en el origen para ambos cortes tanto para $\phi = 90^\circ$ como para $\phi = 0^\circ$. Además, el máximo de radiación se ha conseguido con un valor de ganancia de 16.72 dB y el valor del lóbulo lateral más alto es de -0.34 dB por lo que la diferencia es algo superior a 17 dB. Valor inferior a los 25 dB que se pueden conseguir, pero mayor a los -13 dB teóricos que daba la distribución uniforme de corriente. Por tanto, ya estos valores mejoran el diseño de partida disminuyendo el valor del lóbulo lateral, de forma que este diagrama nos da muestras de haber conseguido otro de los objetivos del diseño. Además de haberlo conseguido con un circuito diseñado con un tamaño similar al circuito que se quería mejorar y a pesar de conseguir una ganancia máxima inferior al circuito con distribución uniforme (eso es algo que ya sabíamos puesto que la distribución triangular tiene valores máximos menores a la uniforme) la diferencia no es muy grande, puesto que con la distribución uniforme se conseguían valores de ganancia máxima alrededor de 17.5 dB. Por tanto, la diferencia no llega a ser de un dB, un valor más que aceptable en este caso.

Por último, añadir por separado los cortes de la antena para $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ de todas las componentes, tanto la componente Copolar como la Cross polar, para ver si

Mario Royo Romero

realmente el peor de los cortes es el corte $\phi = 90^\circ$ en Copolar y ver como en los máximos de la señal Copolar, la componente Cross polar tiene mínimos como se debe cumplir en teoría.

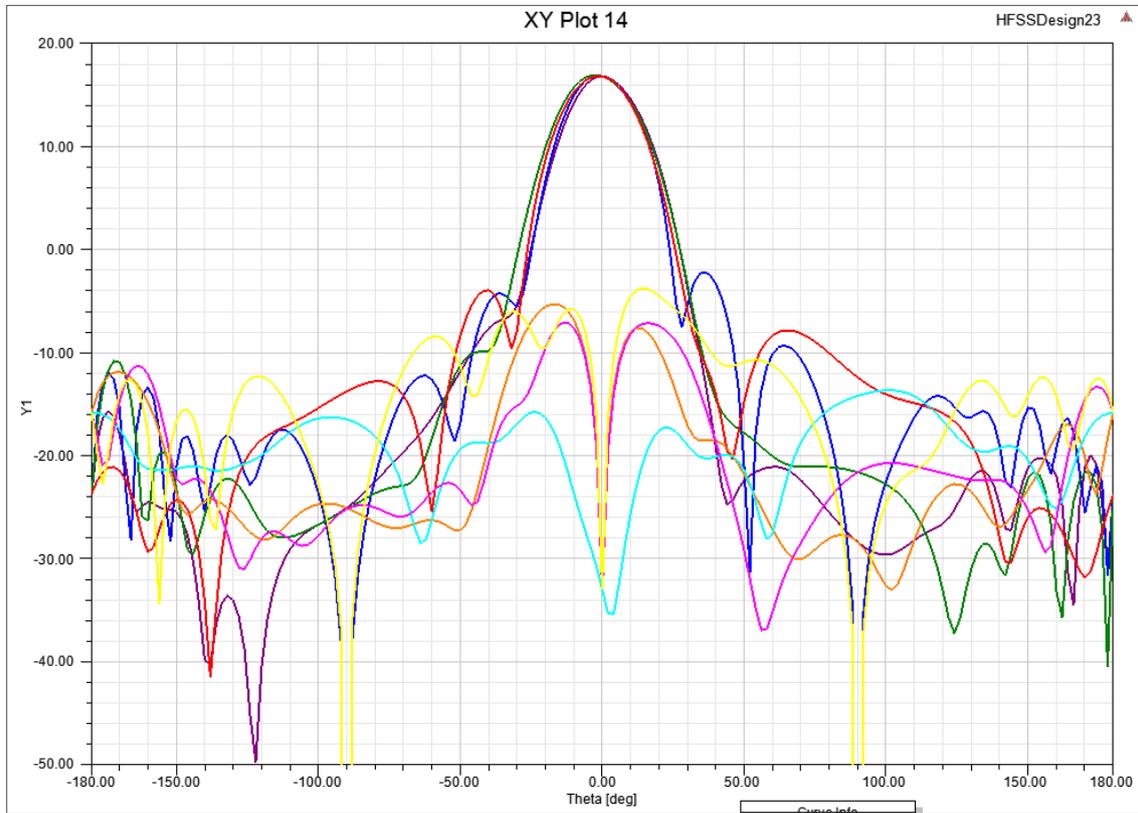


Ilustración 1 Componentes Copolar y Cross Polar de los cortes $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$

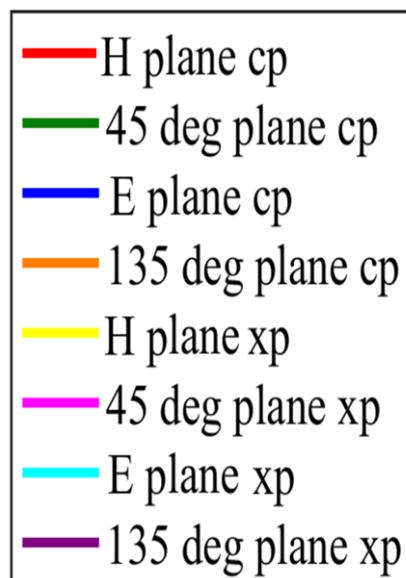


Ilustración 2 Leyenda ilustración 1

Mario Royo Romero

Realmente las componentes Copolar y Cross Polar se comportan como deben, asegurándonos que ninguno de los lóbulos laterales viene elevado por el valor de una componente Cross Polar elevada.

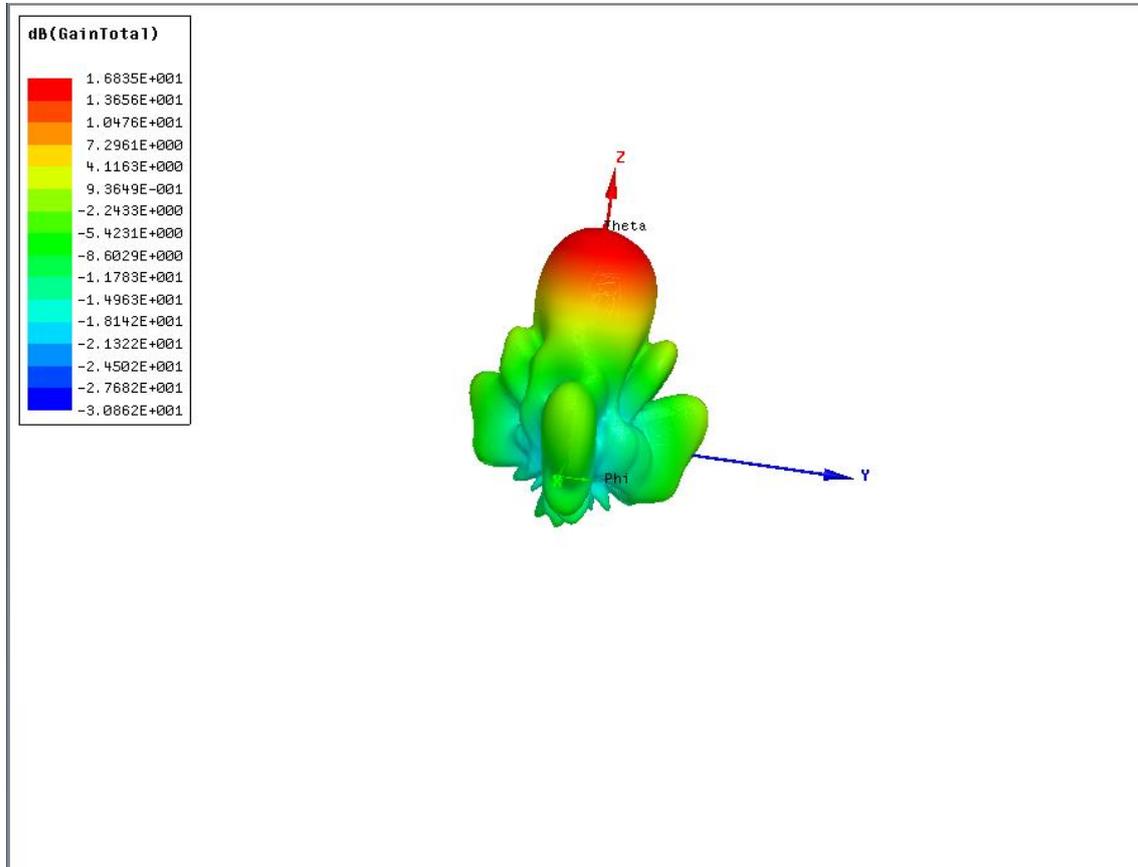


Figura 33 Diagrama antena en 3D corte plano XZ a la frecuencia central de trabajo 24.125 GHz

Además, en el diagrama en 3D se aprecia mejor que todos los lóbulos laterales tienen unos valores bajos respecto al máximo de radiación.

También es interesante tomar los valores de radiación para otras frecuencias de interés en la antena como son 23.5 GHz y 24.5 GHz. Para asegurarnos de que también radian bien a esas frecuencias que podrían ser de interés en futuras aplicaciones para el radar que llevará integrada esta antena. Lo ideal en el diagrama sería no ver mucha variación entre las frecuencias, siendo conscientes que el diseño está hecho para 24.125GHz de frecuencia central y por tanto que el diagrama de radiación va a ser ligeramente peor, pero no debe ser mucho peor.

Mario Royo Romero

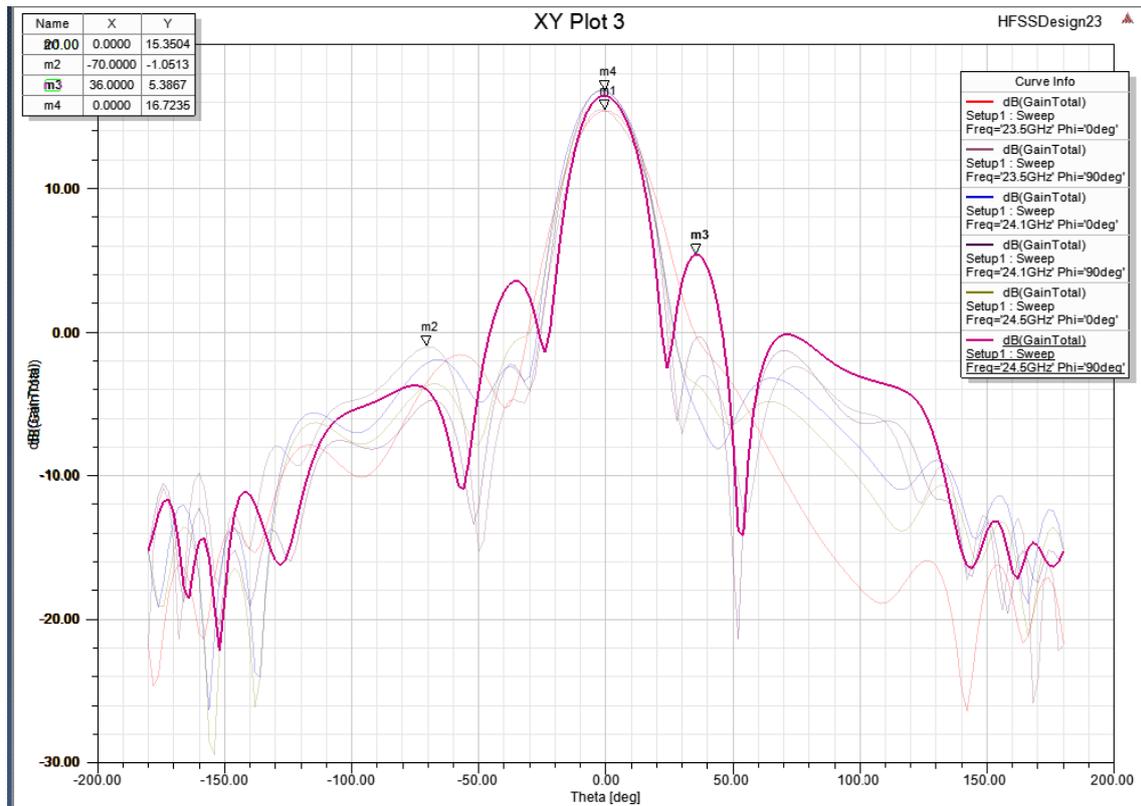


Figura 34 Diagrama de radiación a varias frecuencias de interés de la antena diseñada

Como se puede apreciar en la imagen la radiación a las demás frecuencias no es muy dispar a la obtenida a la frecuencia de trabajo para la que se ha diseñado el Array. Además se ha remarcado el caso más desfavorable que es la radiación para $\phi = 90^\circ$ a 24.5 GHz, ya que los lóbulo laterales son mucho mayores que a 24GHz llegando a alcanzar los 5.38dB. Estas medidas se apreciarán mejor en el diagrama en tres dimensiones ya que los lóbulos laterales bajos que se apreciaban a 24.1GHz en esta ocasión deberían ser más altos.

Mario Royo Romero

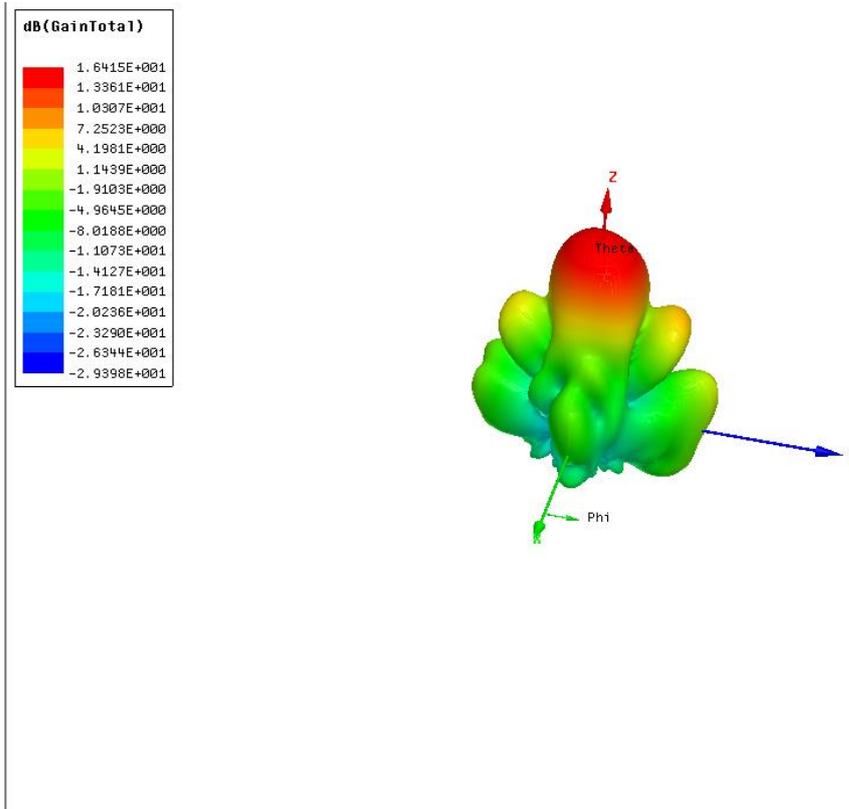


Figura 35 Diagrama de radiación a 24.5GHz de la antena diseñada

Efectivamente podemos apreciar que el nivel de los lóbulos laterales ha crecido como se podía deducir tras haber visto el diagrama en dos dimensiones. Aun así, sigue teniendo un valor bastante inferior al del lóbulo principal, puesto que 12dB inferior en potencia significa que en transmisión radia y en recepción recibe una señal 15.84 veces inferior. Es cierto que es un valor que no se puede despreciar puesto que para despreciarlo estaríamos hablando de valores en torno a 20dB que significaría radiar o recibir señales 100 veces menores. Pero aun así serán señales bastante inferiores a la señal principal.

Por último, se van a comprobar las componentes Copolar y Cross polar de la señal a 24.1GHz para así asegurar que la componente Cross polar no es mala y cómo va a tener va a valer cero en el punto de máxima radiación de la componente Copolar no está haciendo que el máximo de ganancia baje de forma considerable. Ya que es un hecho que se podría estar pasando por alto ya que al observar solo la ganancia total la gráfica muestra la suma de ambas componentes, no cada una por separado.

Mario Royo Romero

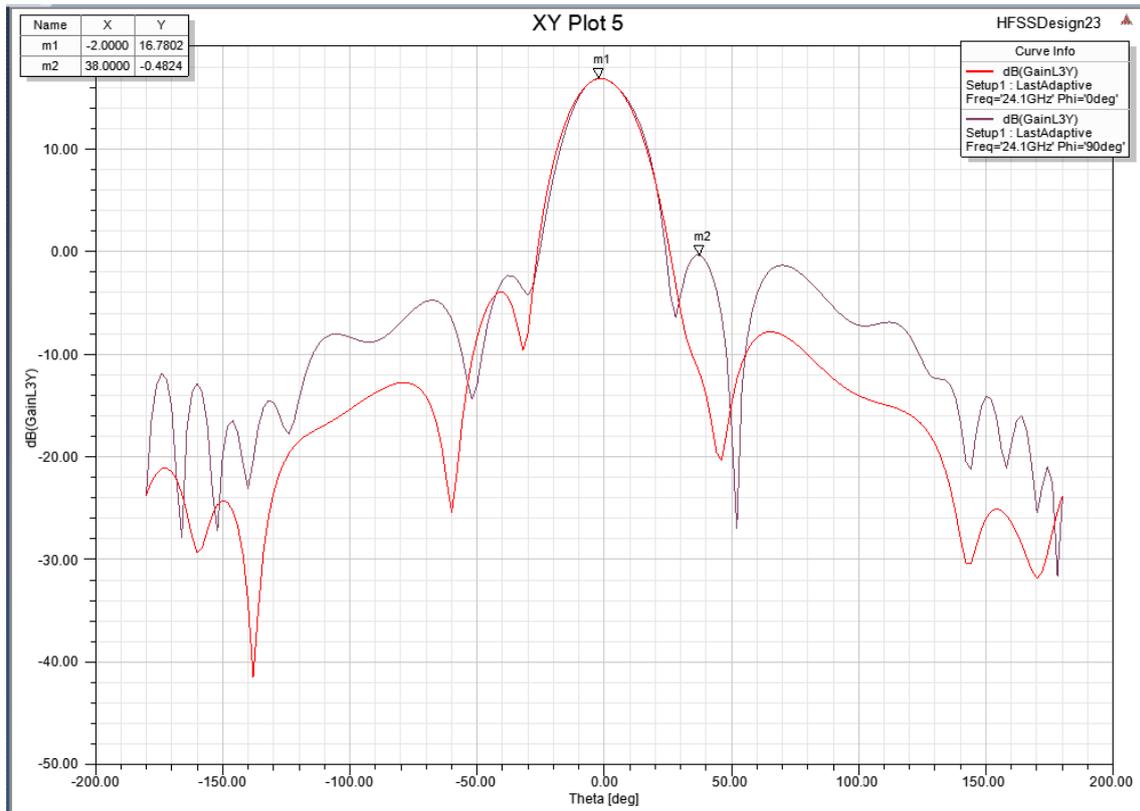
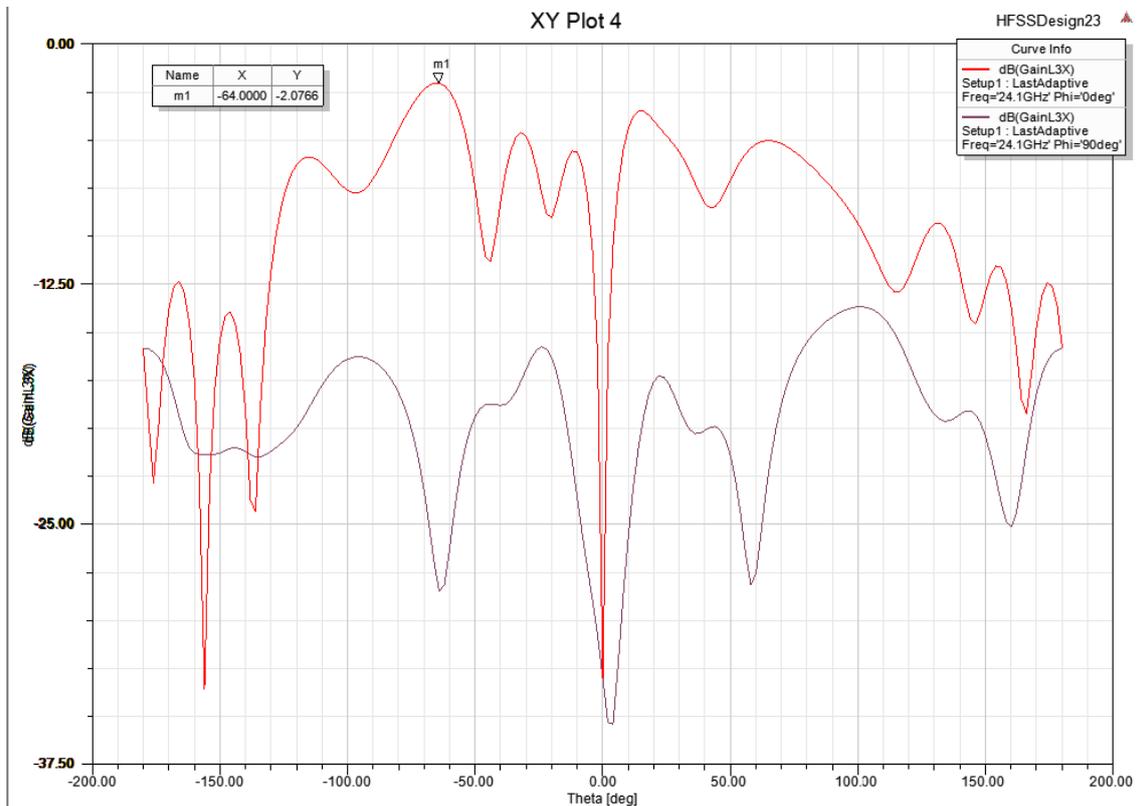


Figura 36 Componente Copolar del Diagrama de radiación de la antena diseñada



Mario Royo Romero

Figura 37 Componente Cross polar del diagrama de radiación a 24.1 GHz

Que el mínimo para ambos cortes en la componente Cross polar se debe a que tiene simetría la antena y a la vista de la figura 37 se puede observar que la componente Copolar en su diagrama de radiación es la que es muy parecida al diagrama de ganancia total que es lo que nos define que la antena se comporta de manera correcta.

Queda añadir que la polarización de la antena diseñada es lineal por su mayor simplicidad a la hora del diseño y porque ciertos objetos de una extensión notable y con superficie plana los capta la antena mejor que si tuviera polarización circular. También se ha probado a desarrollar el mismo tipo de antena con la misma distribución y en la misma tecnología microstrip, pero con polarización circular para ampliar la gama de objetos que podrían ser blancos. A costa de perder capacidad de visionar los objetos planos y de gran extensión, sin embargo, no ha habido forma de desarrollar una antena capaz de conseguir una polarización circular adecuada (Axial Ratio < 3dB) que tuviera una alimentación en línea microstrip como se alimentan los parches con polarización lineal. Ya que para obtener un funcionamiento adecuado el tamaño aumentaba del diseño por la incorporación de un adaptador $\lambda/4$ junto a la línea que alimenta el parche siendo ya demasiado grande. También se sopesó otra opción que fue la de alimentar un parche cuadrado con dos líneas desfasadas noventa grados, sin embargo debido al tamaño del parche y a la longitud de onda de la guía una de las guías era de 8.5mm y por tanto el codo no cabría en el espacio dejado entre parches del diseño lineal y por tanto desestimamos esta opción para conseguir la polarización circular. Quedando así el diseño con polarización lineal.

7.1. Imposibilidad de conseguir polarización circular

Una vez conseguido un diseño de parches que cumplía los requisitos del diseño apareció la posibilidad de dotar a la antena de polarización circular, ya que dotaría de mayor robustez al diseño que tiene polarización lineal. Para conseguirlo se contemplan tres posibilidades que tienen una forma de alimentar el parche similar a la usada ya. Es decir, alimentar el parche desde su centro con una línea microstrip, puesto que en la documentación había muchas más posibilidades de alimentarlo, pero no casaban con este diseño.

La primera manera de conseguir la polarización circular era una doble alimentación del parche, por el centro del mismo y después por un lateral una onda desfasada 90° para así conseguir la onda con polarización circular. Esta primera posibilidad en el Array de 16 parches era inviable, puesto que el espacio es muy reducido tanto entre parches como de distancia entre el mismo parche y las líneas de alimentación. Puesto que la opción de hacer más grande el diseño no estaba contemplada, si en el mismo espacio de diseño se conseguía una onda con

Mario Royo Romero

polarización circular el diseño quedaría con polarización circular, sino el diseño seguiría teniendo polarización lineal.

Descartada esta primera posibilidad de conseguir una onda con polarización circular se contemplaba otra vía que ya con una alimentación simple en el centro, se basaba en realizar unas hendiduras a ambos lados del parche y eso dotaría a la onda de polarización circular. Esta posibilidad no se encontró documentada con simulaciones que la sustentaran solo en algunos escritos teóricos y al intentar realizarla los resultados de las simulaciones realizadas eran muy malos y no conseguía ni un parámetro S_{11} aceptable para la simulación. Por tanto, descartada también esta segunda opción se dijo de optar por la tercera opción de cortar dos esquinas diagonales del parche para conseguir la polarización deseada.

Esta tercera opción era la más simple puesto que a los mismos parches que formaban el Array de 16 parches en polarización lineal, pero recortando en diagonal dos de sus cuatro puntas pero que estén en diagonal entre ellas mismas. Quedando una forma de parche como la siguiente

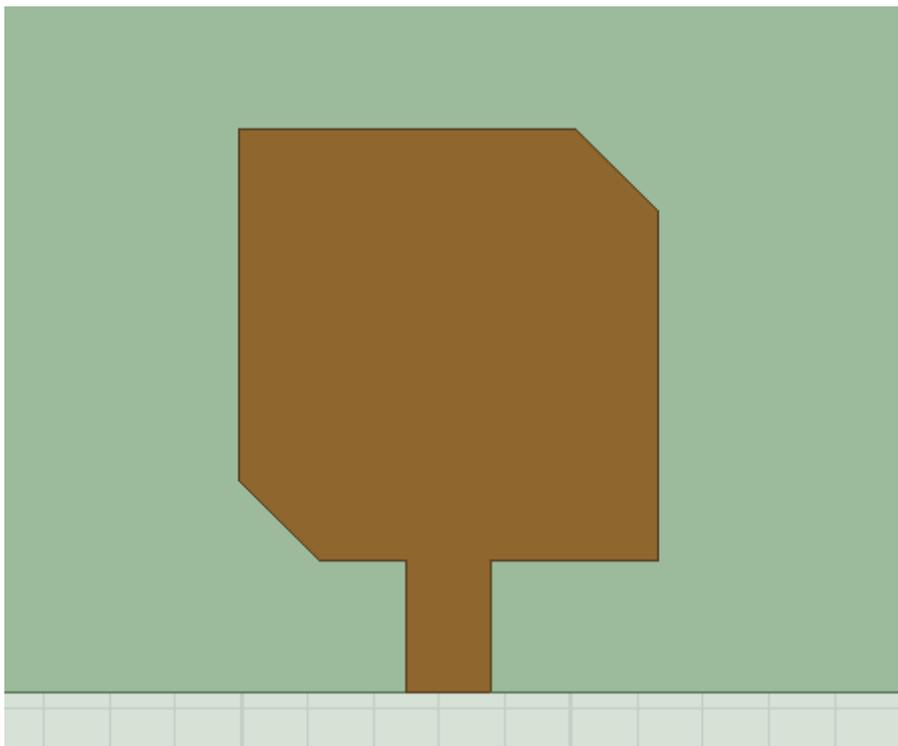


Figura 38 Parche achaflanado para conseguir polarización circular

En principio achaflanar ese par de puntas debía bastar para conseguir polarización circular, eso se cumplía y se conseguía polarización circular. Por tanto, con una parametrización del valor del chaflán debía bastar para conseguir una polarización circular aceptable. Solo variaríamos el valor del chaflán porque el tamaño del parche

Mario Royo Romero

debía permanecer constante para que fuera igual que el parche usado ya en el Array lineal de 16 parches. De este modo tras la optimización del chaflán obtenemos un parámetro S_{11} bastante bueno como se mostrará en la figura 39 a continuación junto a la figura 40 que nos mostrará el diagrama de radiación del parche.

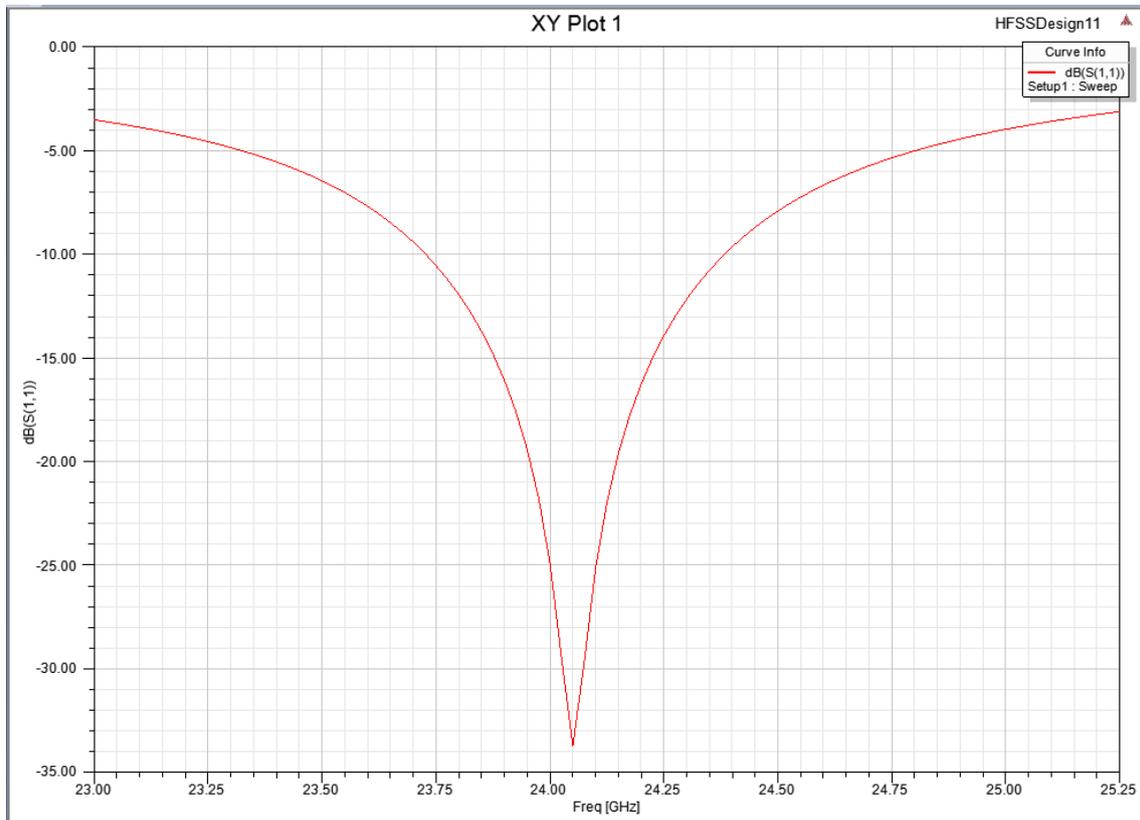


Figura 39 Parámetro S_{11} del parche achaflanado

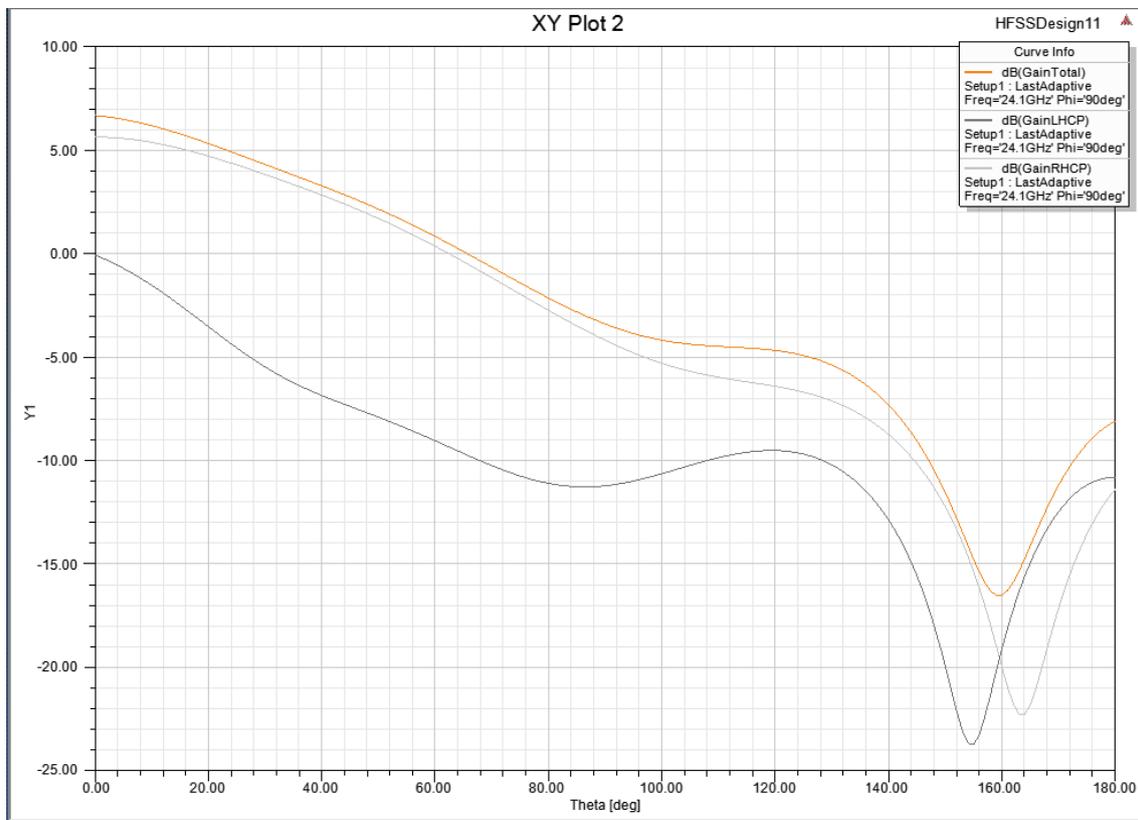


Figura 40 Diagrama de radiación del parte achaflanado

A pesar de que el parámetro S_{11} es bastante bueno, el diagrama de radiación no es tan bueno, de hecho es menor a la ganancia que se conseguía con un solo parche sin achaflanar. También vemos en la figura 40 que se consigue una onda polarizada a izquierdas, este hecho no es relevante ya que era indiferente el conseguir una onda polarizada a derechas o una onda polarizada a izquierdas.

Aun así, el parámetro más importante a la hora de dar por buena una polarización circular es la relación axial. Si esta relación es de 0dB entonces se podría hablar de una onda perfectamente circular, como conseguirlo es muy complicado, entonces las exigencias para poder hablar de haber conseguido polarización circular son que la relación axial no sea mayor de 3dB, de forma que todo lo que pase de esa cifra ya se considerará polarización elíptica y ante una relación axial muy grande se considerará que la onda es lineal. La relación axial que se ha obtenido es la siguiente:

Mario Royo Romero

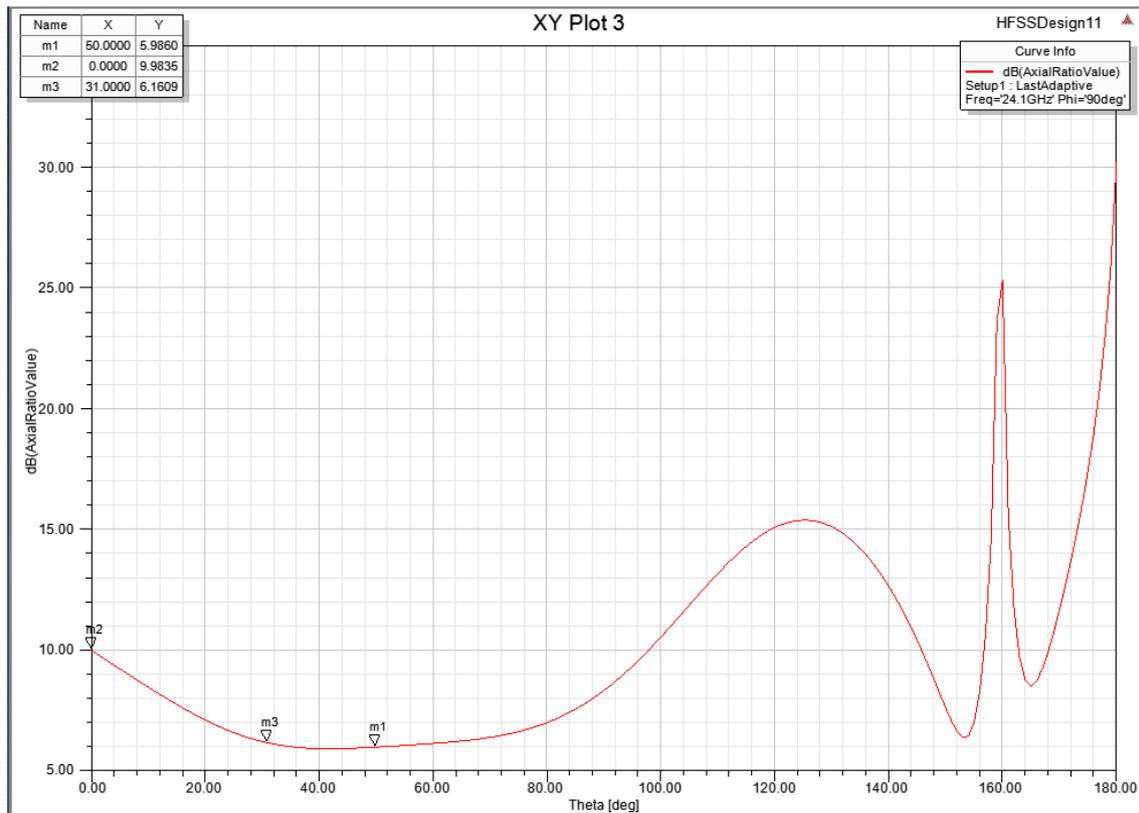


Figura 41 Relación axial obtenida del parche achaflanado

A la vista de los resultados la relación axial no es buena y por tanto no se puede considerar una onda con polarización circular. De forma que se desecha la opción de conseguir una antena con polarización circular y se mantiene el diseño de un Array de 16 parches con polarización lineal.

8. Antena Fabricada

Tras dar por válido el diseño, se envió el diseño al fabricante para poder probarla antes de la finalización del plazo de entrega del trabajo fin de grado. La placa llegó a tiempo y efectivamente se pudo probar la antena que era el propósito del trabajo para comparar si realmente mejoraba a la antena con distribución uniforme, como realmente sí ocurría en el simulador.

Mario Royo Romero

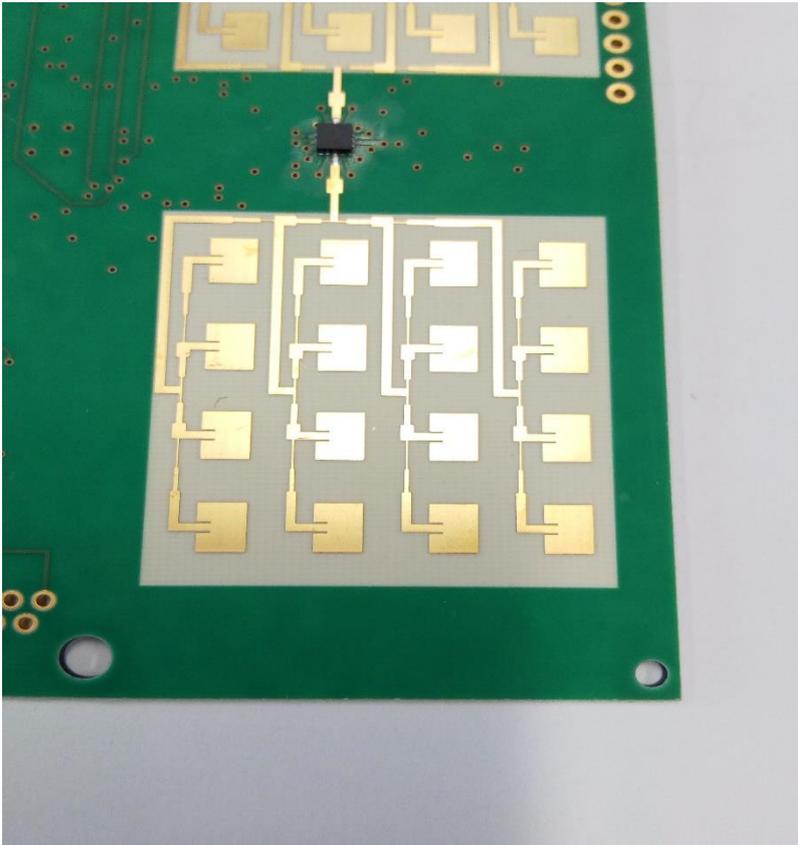


Ilustración 3 Imagen de la antena transmisora diseñada

En la ilustración 3 se puede ver la antena transmisora diseñada, la cual se va a comparar en la cámara anecoica con la antena transmisora ya en uso por el radar que tiene una alimentación con la distribución de corriente uniforme y unos parches que no tienen alimentación reentrante, es decir, el diseño más simple posible.

Mario Royo Romero

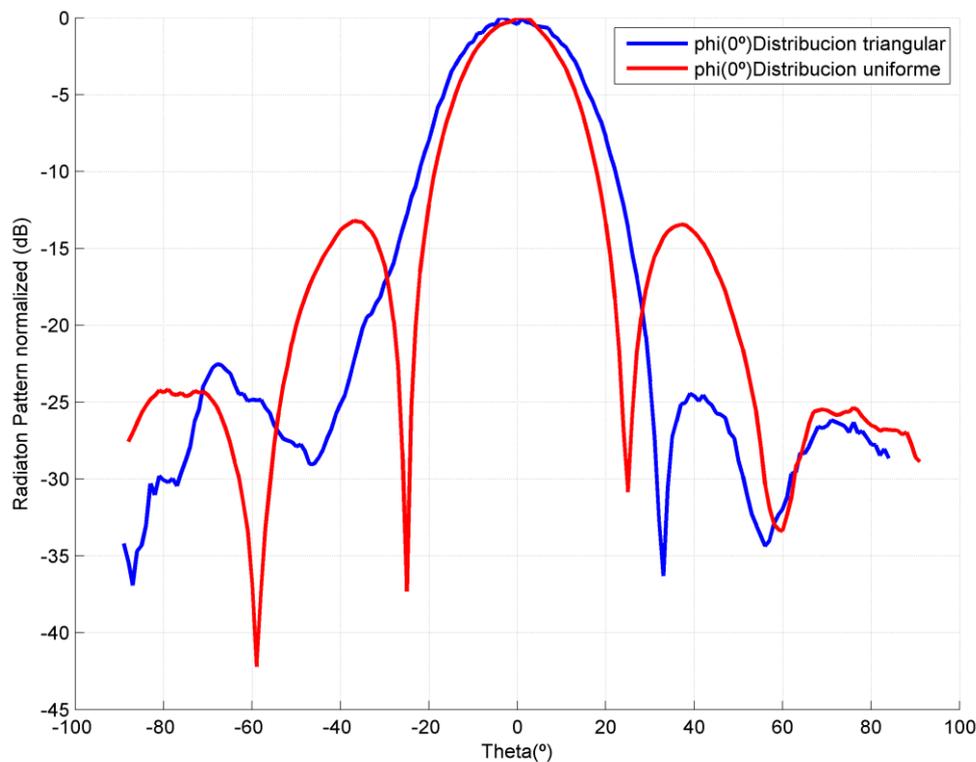
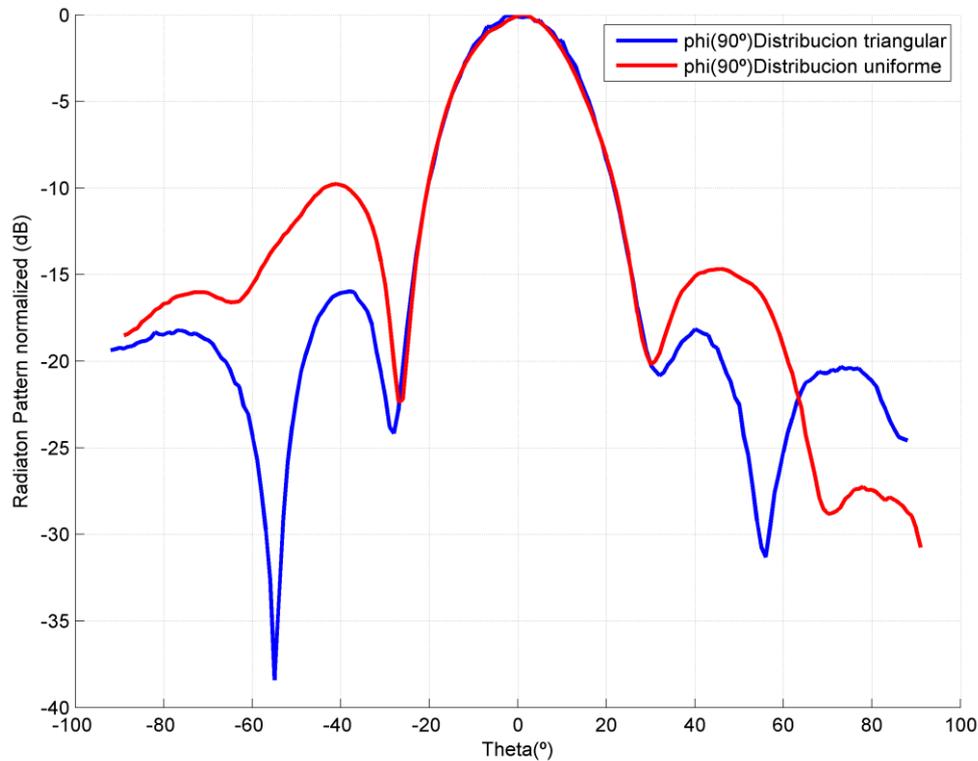


Ilustración 4 Comparación corte $\phi = 0^\circ$ (plano H) de ambas antenas

A la vista queda de la ilustración 4 que el propósito del diseño se ha cumplido, puesto que en la antena alimentada con distribución uniforme los lóbulos laterales son más bajos, llegando a un nivel de 22.2 dB de diferencia con respecto al lóbulo principal. Siendo mejor que la antena alimentada con distribución triangular cuyos lóbulos laterales tienen un nivel de diferencia de -13.2 dB con respecto al lóbulo principal. En la imagen los 2 diagramas no están centrados en theta 0° porque a la hora de medir las antenas tanto transmisora como receptora no estaban perfectamente alineadas, pero los diagramas están bien ya que guardan la simetría que cabía esperar, el diagrama de radiación de la distribución uniforme, es simétrico perfectamente y el diagrama de radiación de la distribución triangular no es simétrico perfecto porque los parches no radian en fase como ya se ha dicho antes. Pero sí que se puede asumir como simétrico ya que es preferible tener ese desfase y que los parches equidisten que no paliar ese desfase y que los parches no equidisten.

Mario Royo Romero

*Ilustración 5 Comparación de las antenas corte $\phi = 90^\circ$ (plano E)*

De nuevo en la ilustración 5 se puede ver como en el corte del otro de los planos en de ϕ igual a 90° , la antena alimentada con distribución triangular mejora a la uniforme ya que el lóbulo lateral está 16 dB por debajo del lóbulo principal, frente a los 10 dB de diferencia que tiene la antena alimentada por la distribución uniforme. En la simulación la diferencia entre el lóbulo lateral y el principal de la antena alimentada por la distribución triangular era de 17 dB, pero esa diferencia de 1 dB está dentro de las tolerancias de fabricación con las que se trabaja, es un error que se asume a la hora de mandar fabricar los diseños.

La ilustración 4 y la ilustración 5 se ha dibujado en Matlab a partir de los datos extraídos de las mediciones en la cámara anecoica, este script se encuentra en el anexo 5.

Mario Royo Romero

9. Teoría y usos de las antenas planas:

Una vez hecho el diseño en tecnología microstrip de una de las antenas, ahora se busca darle otro uso al radar. En este caso ya no se va a intentar que la antena llegue a detectar blancos lo más lejanos posibles y con la mayor claridad, sino que pueda detectar blancos en los 360º teniendo una vista panorámica. Aun así la ganancia es importante pero no va a ser el factor limitante en este caso, a pesar de ello siempre vamos a elegir la antena que tenga mayor ganancia para unas condiciones de tamaño en el diseño similares.

Este tipo de antenas planas en tecnología microstrip se denominan también antenas de banda ancha porque en teoría su banda de funcionamiento va desde 1GHz hasta 90GHz. En la realidad no tiene un ancho de banda tan amplio, pero sí es mucho más ancho que el de un parche o un conjunto de parches. Este tipo de antena Vivaldi se denomina también antena de apertura puesto que la mayor parte de la misma la forman un par de exponenciales que se encargan de transportar la potencia a lo largo de la antena hasta radiarla. La peculiaridad de estas antenas frente a las vistas hasta ahora reside en la alimentación, no es una alimentación directa con cable coaxial a una línea de transmisión como veíamos en la primera parte. Sino que la antena consta de dos partes distintas y forman a su vez parte de un mismo todo. La alimentación llega en la parte de abajo que acopla a través del sustrato la potencia a la parte de arriba de la antena que es la que radia. El ancho de banda y la potencia están estrechamente ligados al tipo de sustrato utilizado y a la altura del mismo, sin embargo, no le vamos a dar importancia puesto que en nuestra antena radar la constante dieléctrica del sustrato está fijada, ya que es el mismo sustrato que antes y este constante vale 3.66, la altura del sustrato es también la misma que en la antena anterior, son 254 micras nuevamente. Por tanto, con estos dos parámetros ya fijos del diseño, debía diseñar una antena que cumpliera con las siguientes especificaciones:

- Debía tener un tamaño cuanto más reducido mejor, puesto que el tamaño siempre es un aspecto importante en los diseños, ya que a menor tamaño menor precio.
- Un ancho de haz lo mayor posible, puesto que cuanto mayor fuera el ancho de haz, menor debe ser el número de antenas para barrer los 360º grados de visión del que queremos dotar a nuestra antena.
- Y por último como ya se ha dicho antes, tener el mayor alcance posible mediante la ganancia máxima. Pero priorizando las especificaciones de diseño anteriores, puesto que este radar no sería un radar de mucho alcance sino de visión panorámica.

Por lo tanto, las dificultades en el diseño no residen tanto en la alimentación que solo nos va a marcar el ancho de banda sino en el tamaño de la parte de la apertura de la

Mario Royo Romero

antena. Ya que el ancho de banda que el radar demanda no ha variado, siguen siendo los 250MHz por tanto parte inferior de la antenna que forma parte de la alimentación no va a variar en tamaño al ejemplo tomado, ya que el S_{11} va a ser bueno en un rango frecuencial grande siempre para este caso. Sin embargo, el ancho de haz es lo que por nuestra se va buscar maximizar, ese ancho de haz viene dado por la apertura de la bocina y la longitud de la misma. Llegando además a un compromiso entre las dos, puesto que una antenna con la parte de la bocina muy larga, pero sin apertura es una antenna que no tiene una ganancia suficiente para considerarla adecuada en el diseño y una antenna muy corta y con una apertura muy grande tampoco es adecuada, puesto que antes de ser radiada la corriente, debe circular por los bordes de la misma y en este caso no lo haría. Por tanto, en el diseño debemos encontrar una antenna que sea proporcionada en su tamaño para que tenga las especificaciones que buscamos.

Además, a la hora del diseño de la antenna la idea del mismo es que la parte de la transmisión la haga una antenna y la recepción la hagan dos antenas, todas ellas las antenas Vivaldis diseñadas. De tal manera que para cubrir los 360° de visión periférica el número de arrays de tres antenas en el disco será de $N = \frac{360^\circ}{\text{Ancho de Haz}}$ queriendo minimizar el número de antenas, es así que debemos aumentar el ancho de haz al máximo posible como se viene recalando con anterioridad. También habrá otra exigencia de diseño que relacionará el tamaño de la antenna con la longitud de onda de trabajo, que marcarán los grados que puede tener de visión la antenna que se denomina Field of View.

Este tipo de antenas además radian de forma plana, en el sentido de la abertura de la antenna y no en perpendicular a la misma como ocurría con los parches. De forma que la antenna hará de borde dentro de una de las caras planas del círculo que las fuera a contener estando las dos antenas que comparten la misma función pegadas y separadas algún milímetro de esta tercera antenna que haría las funciones de transmisora. Siendo el triple el número de antenas que de arrays que quedarían repartidos por toda la superficie del disco cubriendo todo el campo de visión periférico. Teniendo un plano conductor en la superficie al que se le va quitar del material conductor la parte del mismo con forma de antenna. Sin embargo, la parte de alimentación será tan solo la que esté formada por material conductor de toda la parte de debajo de la antenna.

Además de tener esta idea del diseño a la hora de la simulación debemos asegurarnos de las condiciones de contorno que cumple o no cumple la antenna Vivaldi diseñada y que luego extrapolaremos al conjunto de todo el Array que forme nuestra antenna. En este caso debemos asegurar que si el disco tiene encima un material como el sustrato con un cierto grosor, la antenna será aun así capaz de radiar, al igual que hay que asegurarse que si tiene un material conductor en otra capa superior pegada al sustrato que haría las veces de material del que formaría parte un elemento de un circuito electrónico por ejemplo encargándose del procesado de la señal y de la suma de

Mario Royo Romero

señales en recepción. Asegurando así que la antena funcionaría en ambos casos o no en ambos, sino solo en alguno de ellos, para así cubrir todos los casos en el funcionamiento de la misma y que no lleve a sorpresas si luego en alguno de estos casos no funciona el radar de la forma esperada y sería por esta razón.

10. Vivaldi diseñada

Esta antena va a ser diseñada con la intención de conseguir un radar con visión periférica que dé información sobre cualquier objeto que esté alrededor del mismo. Por tanto, en las simulaciones primero se mostrará toda la información de los diagramas de radiación en las simulaciones de una sola antena y posteriormente en las simulaciones de arrays de antenas, solo se va a comprobar que el acoplo entre antenas sea el adecuado para cumplir el requisito de que el circuito con el que se procesa la señal de entrada no sature.

10.1. Especificaciones del Diseño

En primer lugar, la alimentación se consigue con una transmisión microstrip-slotline que consta de dos elementos:

- Microstrip, necesaria para la conexión con todo el circuito además de suministrar alimentación a toda la antena. Consta de un stub uniforme que tiene terminación radial, cuyo radio ha sido optimizado con las simulaciones.

Mario Royo Romero

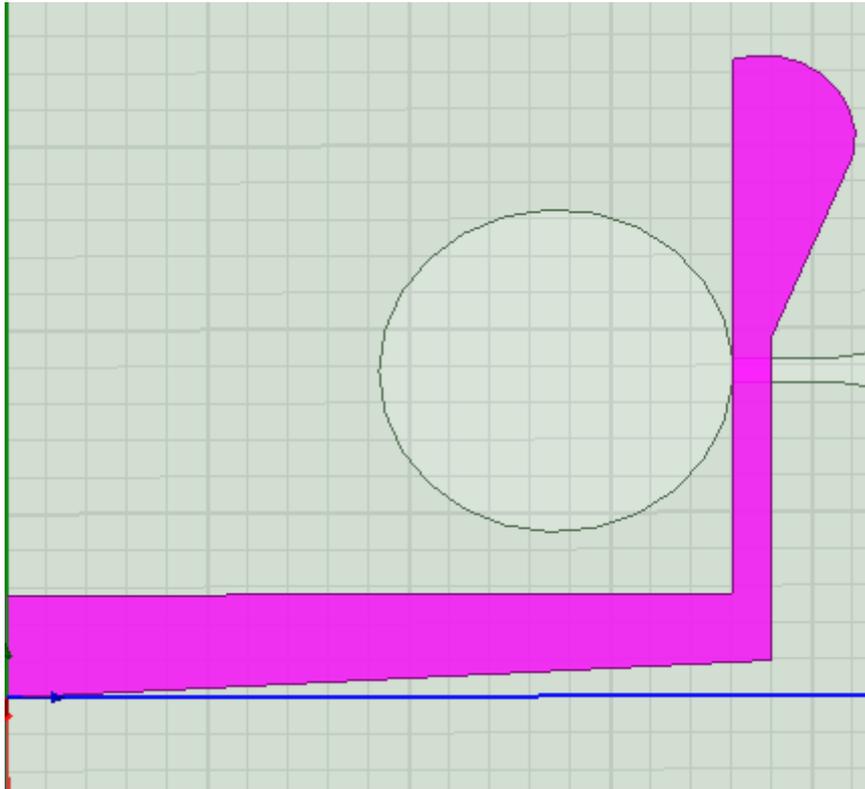


Figura 42 Conexión Microstrip del circuito

La parte remarcada de la figura 42 se representa la conexión microstrip en la parte izquierda con la entrada del coaxial y la parte derecha con la terminación en forma de cuerda (esfera incompleta que une dos puntos, en este caso una dos rectas).

- Slotline es la parte imprescindible para acoplar potencia a la parte de la antena radiante, consta de una ranura uniforme que en nuestro diseño quedará unida a una circunferencia cuyo radio se va a simular y seleccionar según el resultado de las mismas. Además, en el otro extremo de la cavidad serán los puntos de los que parten las exponenciales que formen parte de la apertura de la antena, donde la longitud y apertura de la misma también será calculada en función de las simulaciones.

Mario Royo Romero

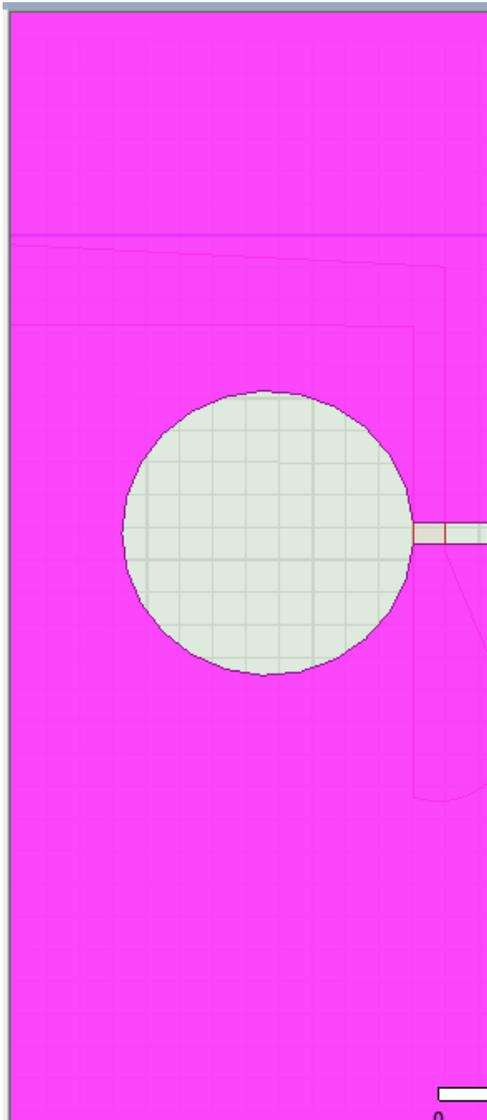


Figura 43 Conjunto del Slotline formada por la circunferencia y la cavidad

En la figura 43 se puede apreciar la circunferencia que forma el Slotline junto a la cavidad que une ambas partes, la parte del diseño de la apertura y la parte de la circunferencia que sí se aprecia en la imagen.

El conjunto de ambos elementos Microstrip-Slotline en el circuito quedaría de la siguiente manera:

Mario Royo Romero

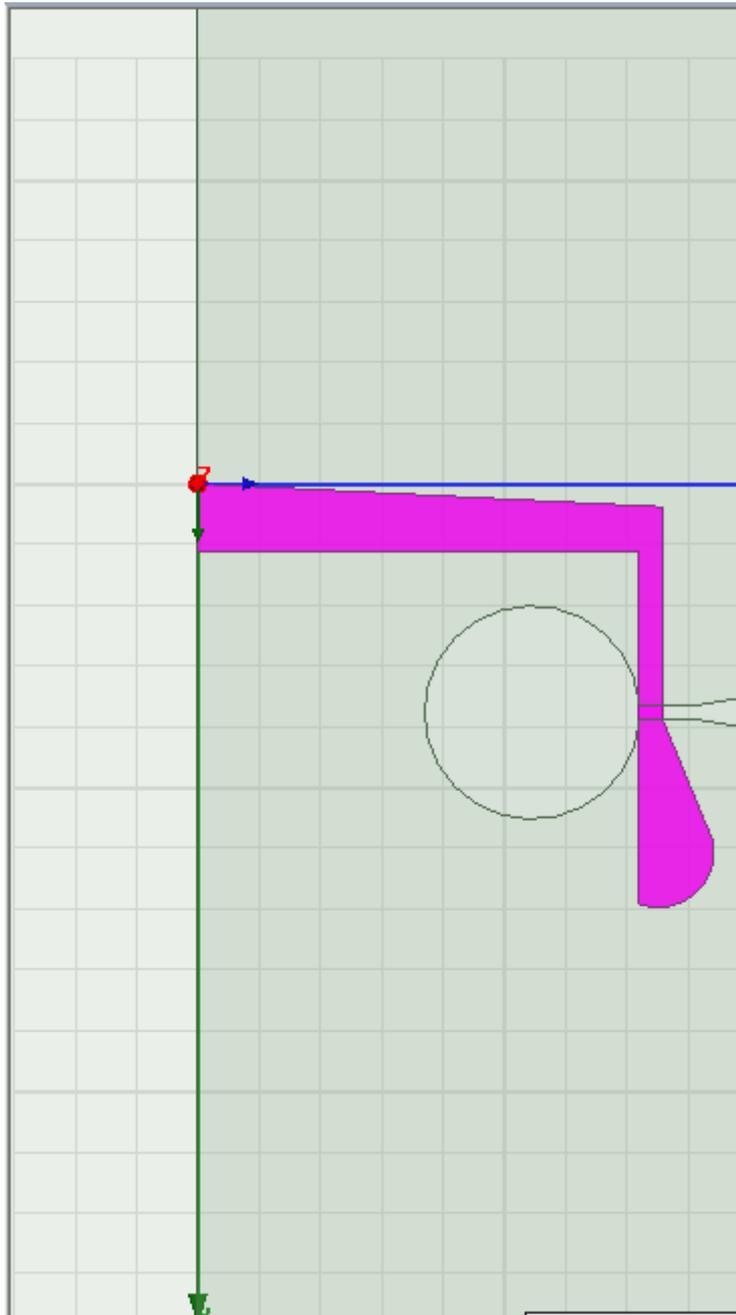


Figura 44 Conjunto de la conexión Microstrip-Slotline

Por último, para completar el diseño quedaría el cálculo de las exponenciales que forman la apertura de la antena. Para ello los cálculos se han realizado en Matlab, cuyo script se puede encontrar en el anexo1. Habiendo marcado el primer punto y el último (ya que se fija un punto como el final de la longitud de la apertura, aunque luego se pueda ver desplazado en las simulaciones) debiendo buscar una exponencial de la forma:

Mario Royo Romero

$$x = a + be^{-cy}$$

Donde a es la ordenada en el origen y c es la pendiente que debe llevar la recta, además tanto x como y son los valores que adopta la exponencial en el diseño del simulador HFSS. A continuación, se va a mostrar la gráfica de Matlab resultante de la exponencial:

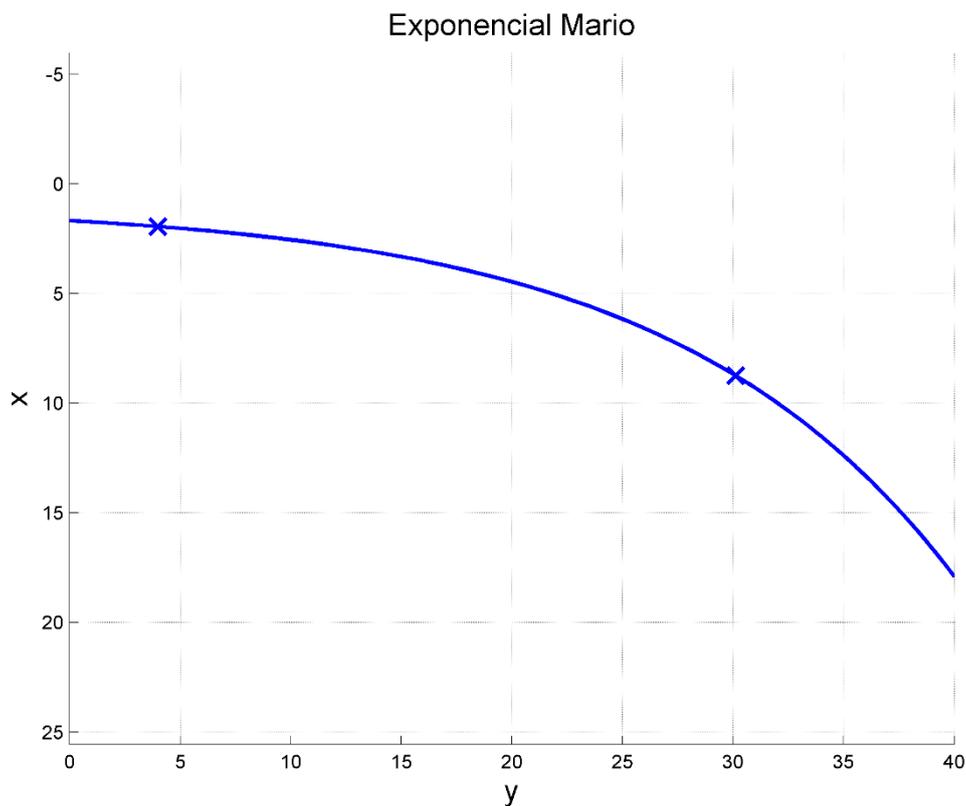


Figura 45 Exponencial calculada para la antena Vivaldi

Las cruces de la figura 45 harían referencia a los puntos dentro del diseño que debe atravesar la exponencial. Tanto el primer punto que sería el final de la cavidad como el segundo punto que hace referencia a la longitud que se le haya querido marcar. Por tanto, el circuito siguiente es como queda el diseño completo:

Mario Royo Romero

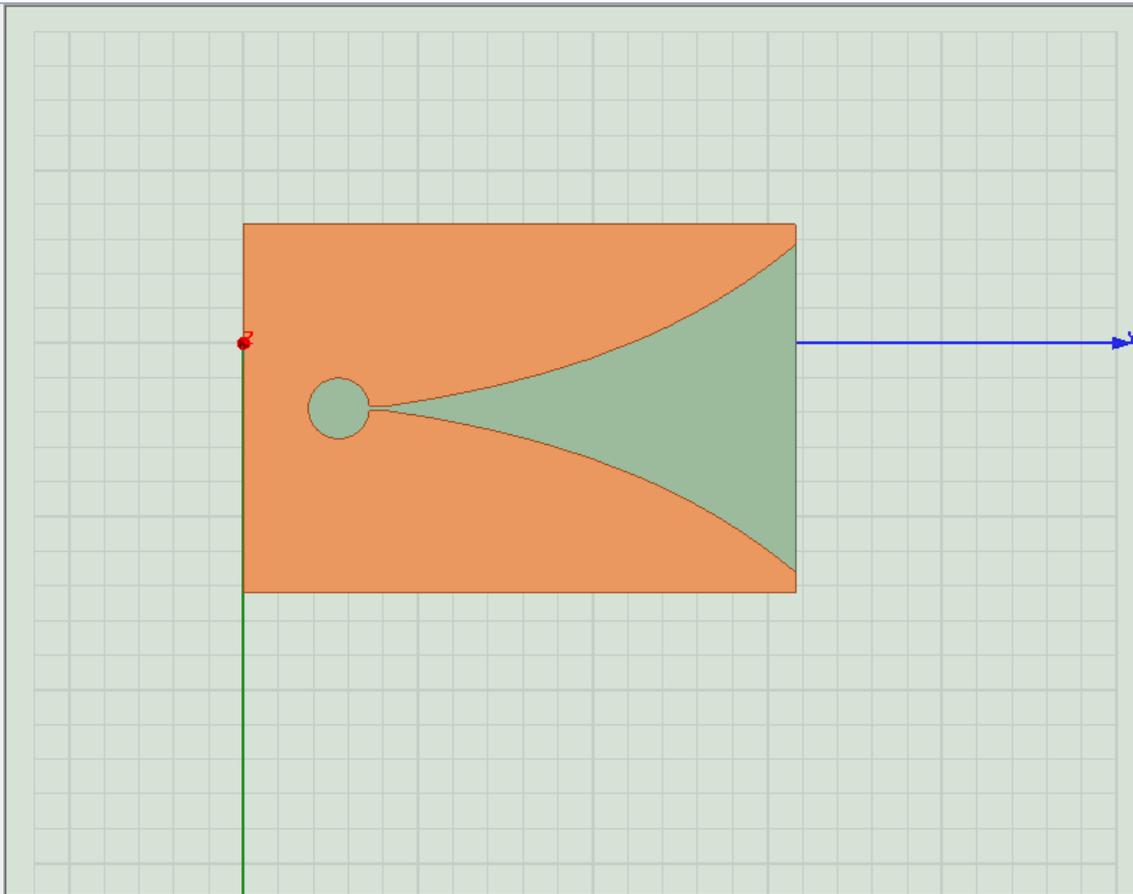
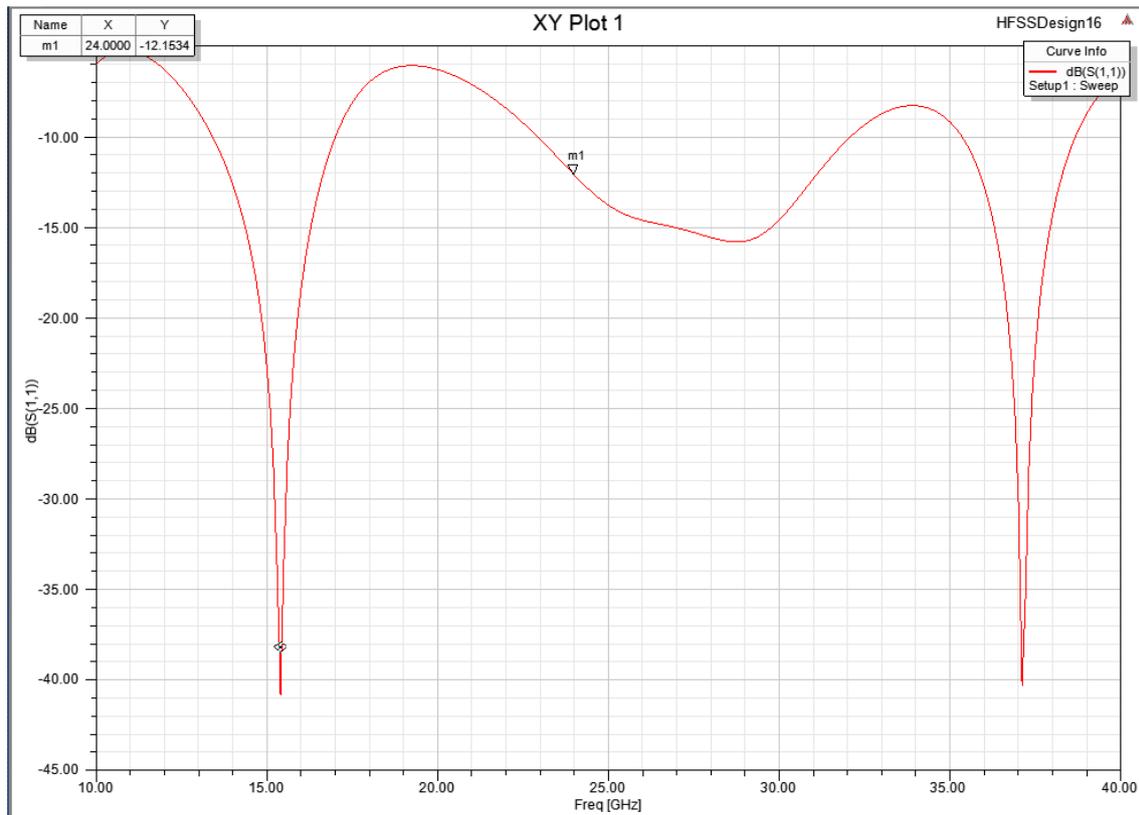


Figura 46 Circuito antena Vivaldi completo

10.2. Funcionamiento de la antena diseñada

En primer lugar reseñar que la conexión microstrip junto con el Slotline son los que van a marcar el valor del parámetro S_{11} que en el caso de estas antenas es bastante amplio el conjunto de valores de frecuencias que va adoptando que cumplan el requisito de diseño que tenemos, y es que ese valor sea inferior a -10dB.

Mario Royo Romero

Figura 47 Parámetro S_{11} de la antena diseñada

Como se preveía el ancho de banda que tiene la antena es muy amplio de hecho no está centrado en los 24.125 GHz de la frecuencia central de la antena, pero este hecho se debe a que en el diseño un mejor valor de S_{11} no significaba tener un ancho de haz mejor, por lo tanto, buscamos el ancho de haz más amplio ya que en este caso el valor de S_{11} de -12.15 dB ya es suficiente.

Ahora se va a mostrar el ancho de haz, que ha sido la parte más importante del diseño, ya que en ella se ha tenido que variar sobre todo la longitud y la amplitud de la apertura, para conseguir ese compromiso entre un tamaño de la antena adecuado para tener una buena ganancia que posibilite llegar a una distancia adecuada y además tener un ancho de haz bueno para tener que usar un número mínimo de antenas. A continuación, se mostrará el diagrama de radiación con los valores de ancho de haz con conseguidos:

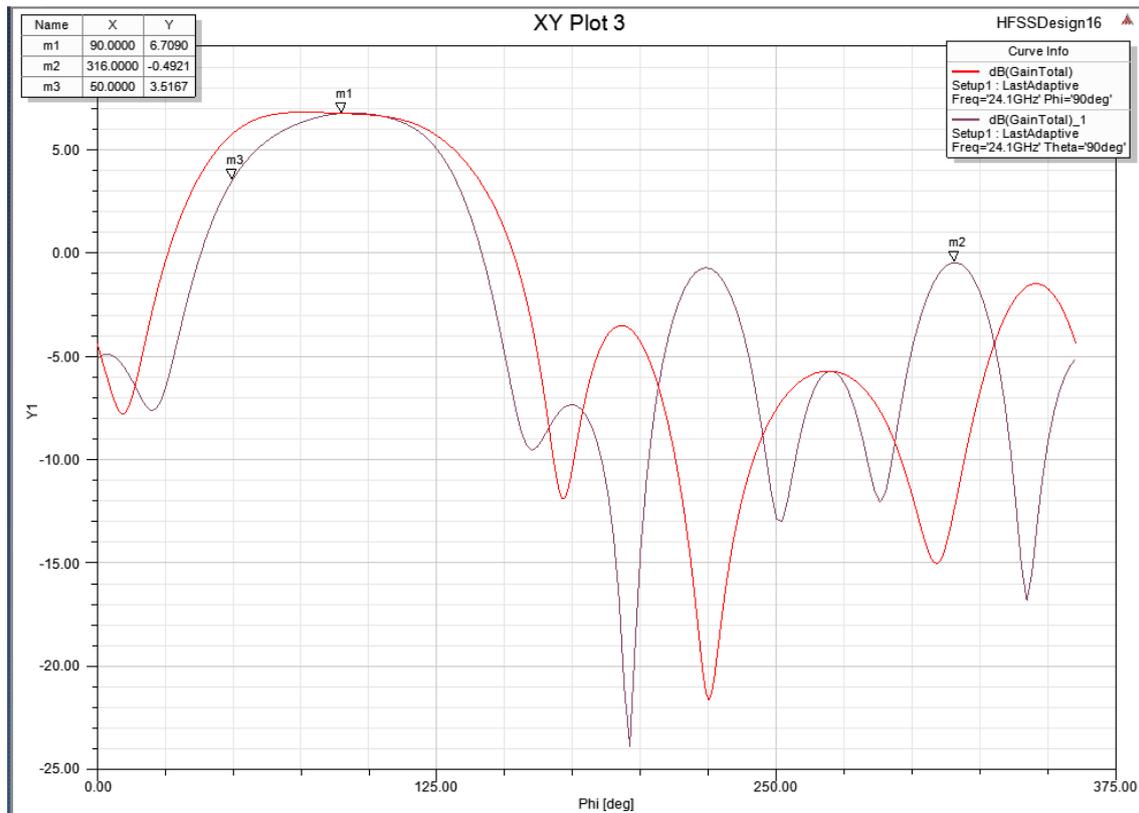


Figura 48 Diagrama de radiación de la antena Vivaldi diseñada

Como se puede apreciar en la figura 48 el máximo de radiación de la antena es en $\phi = 90^\circ$ y en $\theta = 90^\circ$ como era de esperar por la forma de radiar de la antena Vivaldi en el plano ZY. El valor del máximo de ganancia es de 6.7090 dB y la caída de 3dB se produce en $\phi = 50^\circ$ dando lugar a un ancho de haz de $\pm 40^\circ$. Más tarde se presentarán unos cálculos también hechos por Matlab calculando el número de antenas y el funcionamiento de las mismas, viendo las distancias a las que llegaría la antena con los valores de ganancia y ancho de banda. Por último, el diagrama de radiación de la antena también nos muestra que el lóbulo lateral más cercano está 7.19dB por debajo y además por detrás de la radiación de la antena por lo tanto no es importante además de estar a un nivel aceptable (como se podrá ver mejor en el diagrama en 3D).

Mario Royo Romero

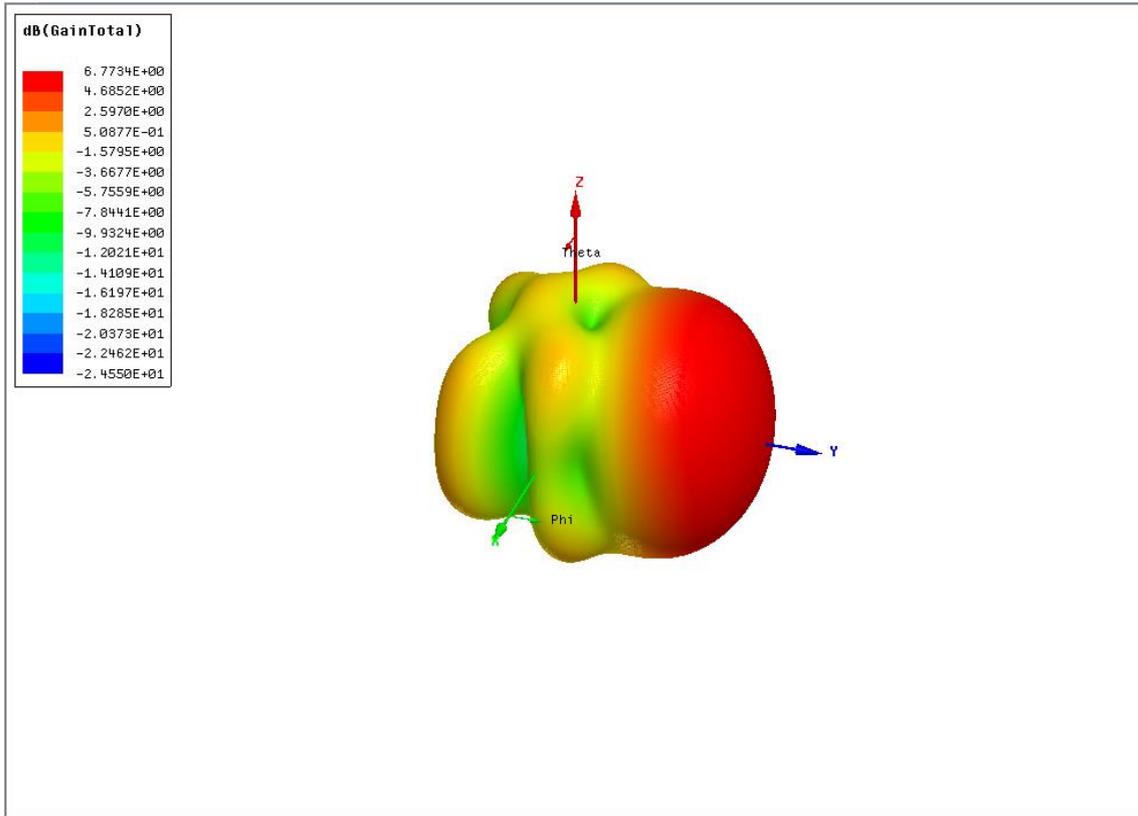
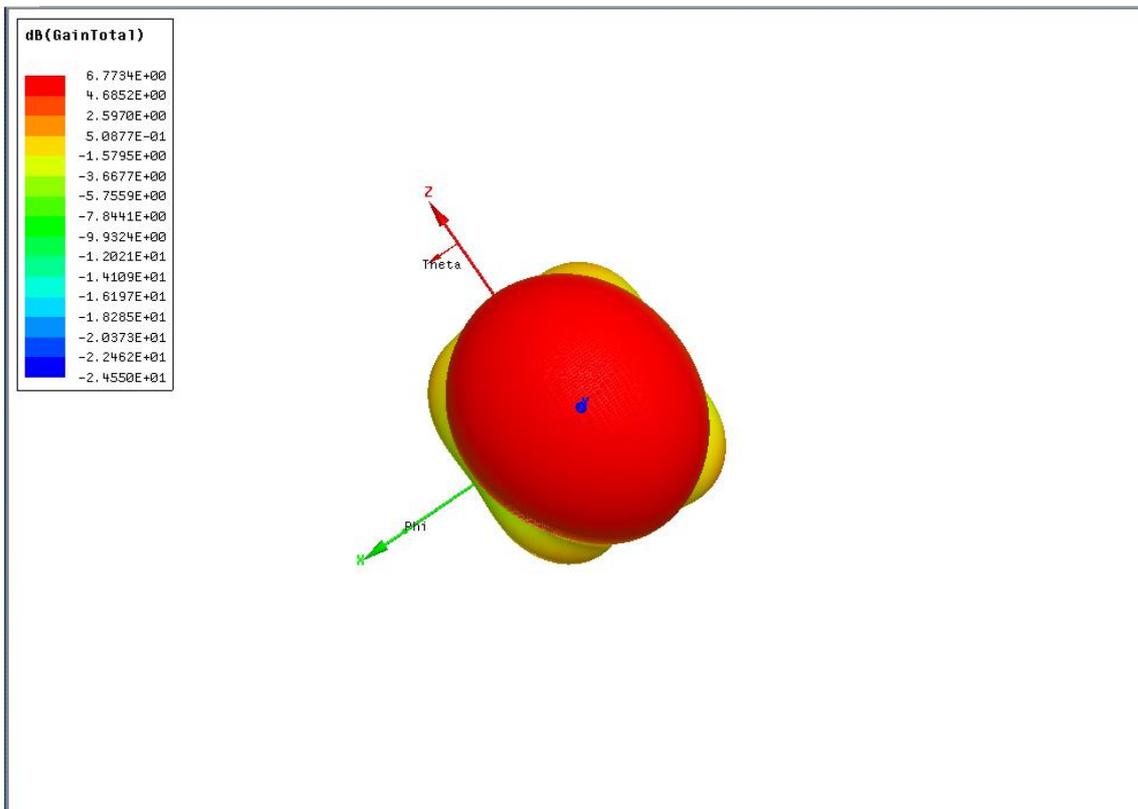


Figura 49 Diagrama de radiación en 3D plano XZ



Mario Royo Romero

Figura 50 Diagrama de radiación en 3D plano ZY

En el diagrama en 3D en el plano XZ (Figura 49) se pueden apreciar los lóbulos laterales en la parte de detrás del diagrama de tal forma que esto podría suponer un problema debido a que la radiación de una antena podría entrar en la recepción del resto de antenas bien las antenas enfrentadas como las antenas contiguas, la forma de paliar este problema es ya tema de software y de programación del PLL y microcontrolador del circuito que trataré en un aparte más adelante. Además, como en el diagrama de radiación plano se podía apreciar al ver los tamaños de ambos planos alrededor del máximo de radiación, el tamaño de ambos es muy similar pero no llegan a ser iguales por tanto no es esférico, sino que es una elipse. Siendo ligeramente más alto que ancho. A la hora de hacer el diseño se ha intentado que el tamaño del corte plano $\theta = 90$ fuera el mismo o mayor que el de $\phi = 90$ pero no ha sido posible, ya que la única forma de conseguirlo era haciendo que la apertura fuera bastante más corta que larga pero en ese caso la ganancia era mucho peor que la conseguida en este diseño descrito. Por tanto se eligió este porque las prestaciones del mismo eran mejores a las conseguidas en otros diseños y el ancho de haz era aceptable ya que con $\pm 40^\circ$ el número de antenas sale de $N = \frac{360}{64} = 4.5$ un número asumible que el número de arrays sea un número igual o mayor a 5. Más tarde se van a presentar unos cálculos en Matlab que describirían el número de antenas y como funcionarían, ya que a la hora de tomar la decisión de cuantos arrays de antenas se necesitarían para hacer funcionar el radar no solo se va a tener en cuenta esta condición del ancho de haz, sino también otra condición que relaciona el valor de la longitud de onda de la antena y la apertura de la misma que se va a denominar Field of View.

Por último, el conjunto de medidas de la antena serían los siguientes:

- Anchura de entrada Microstrip: 0.556 mm que es la entrada de 50Ω
- Longitud Línea de alimentación Microstrip: 1.754 mm
- Valor del radio de la cuerda esférica: 1.345 mm
- Anchura de la ranura: 0.125 mm
- Longitud de la ranura: 0.3 mm
- Longitud de la apertura de la bocina: 11.8 mm
- Anchura de la apertura: 9.4 mm

Ahora se va a proceder a presentar como funciona la antena en el caso de que en su superficie se presenten dos tipos de obstáculos, uno de ellos en forma de sustrato y otro en forma de plano conductor.

Mario Royo Romero

10.2.1. Vivaldi con sustrato encima:

En este caso se ha simulado el mismo diseño que el anterior pero con una capa de sustrato de altura tres veces la altura del sustrato es decir $h_2 = 3h = 762 \text{ micras}$ y los resultados de la simulación son los siguientes:

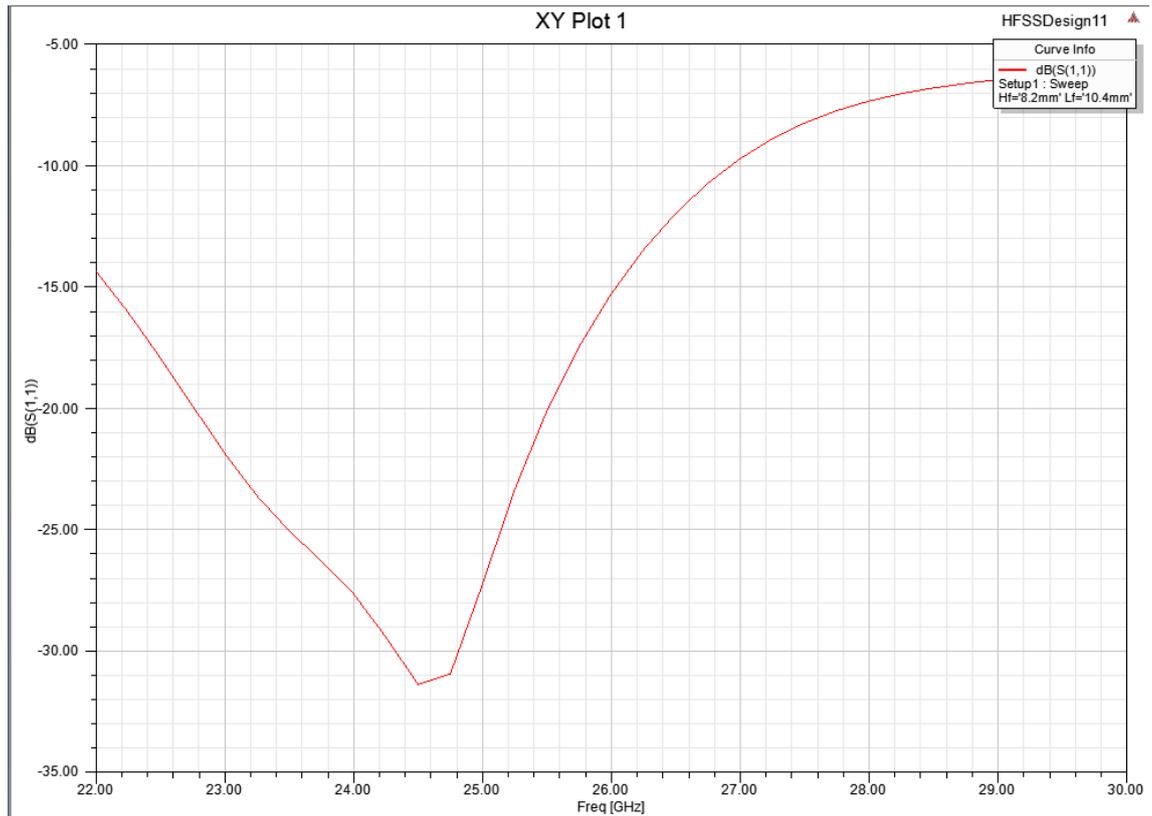


Figura 51 S11 del diseño con una capa de sustrato encima

En términos de aislamiento empeora el ancho de banda disminuyendo el ancho que se obtenía con el diseño anterior, pero para las frecuencias que competen en el diseño los valores seguirían siendo aceptables en este caso particular hasta mejores ya que el valor de S_{11} es mucho menor.

Mario Royo Romero

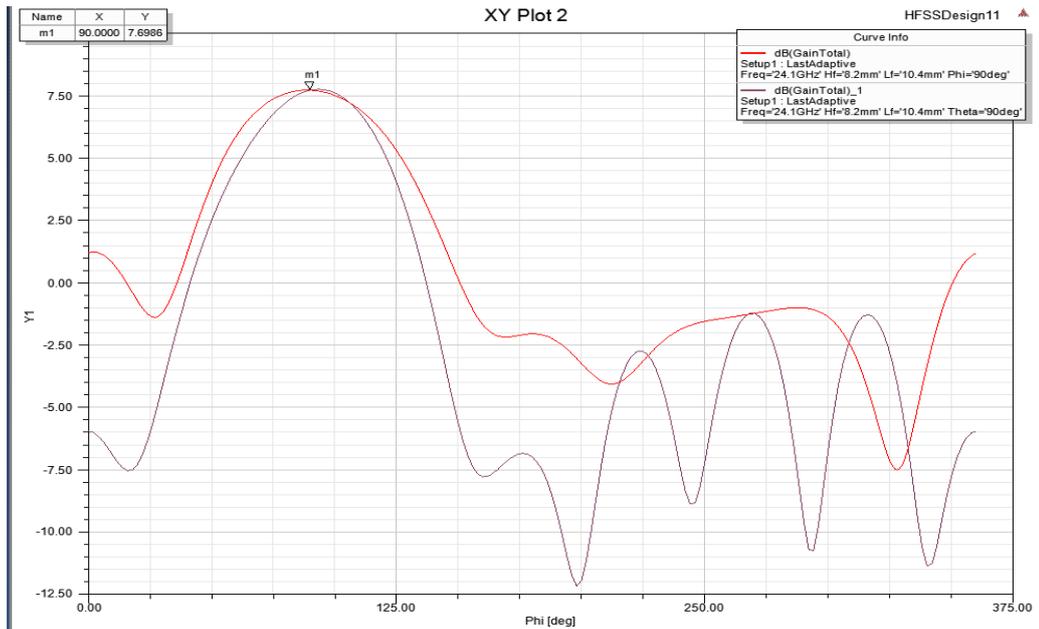


Figura 52 Diagrama de radiación del diseño con sustrato encima

En términos del diagrama de radiación no desplaza el máximo, pero sí deforma ambos cortes como cabía esperar, además de hacer que suban los lóbulos laterales por la propia atenuación del sistema, por tanto, la diferencia entre el máximo y los lóbulos laterales no va a ser tanta. Este lóbulo lateral se va a apreciar mejor en el diagrama en tres dimensiones que se va a mostrar a continuación.

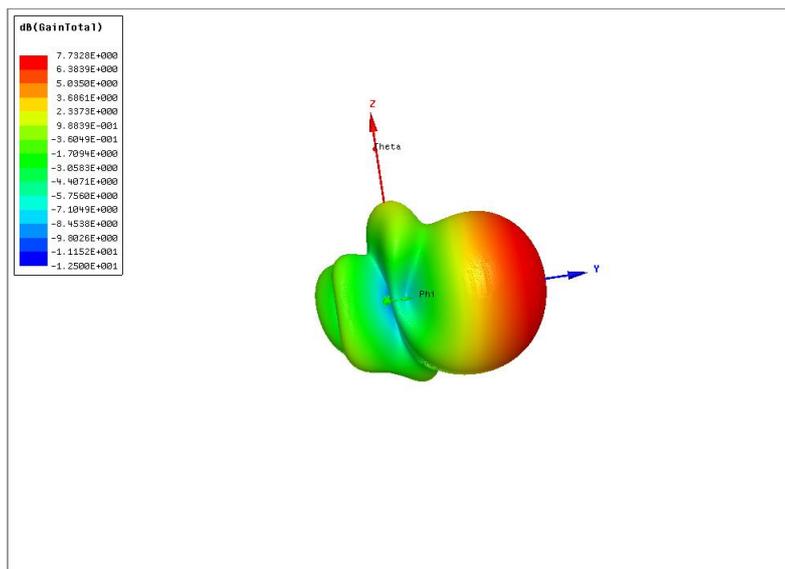


Figura 53 Diagrama en 3D con sustrato encima

Mario Royo Romero

Como se suponía al ver el diagrama de radiación plano, aparece un lóbulo lateral que antes no tenía, esto se debe a la atenuación que pueda introducir el sustrato encima de la antena radiando. Pero no supone ningún problema de funcionamiento más allá de una cierta atenuación con un lóbulo lateral, fuera de la parte principal de radiación.

10.2.2. Vivaldi con sustrato encima además de un plano de masa:

Esta simulación añadiría a un sustrato como el anterior un plano de masa conductor, que haría las veces de un plano de masa al que iría unido alguno de los componentes electrónicos que servirían para luego procesar las señales de entrada o sumar ambas señales de las 2 antenas receptoras.

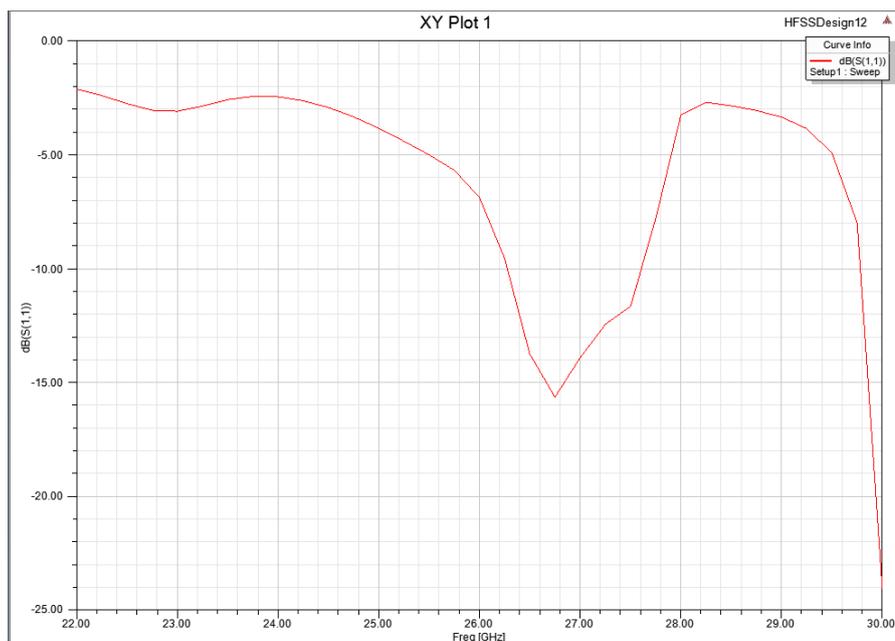


Figura 54 S11 con un plano encima

En este caso vemos que el funcionamiento de la antena no se parece para nada al de la propia antena, ya que el plano de masa cambia la naturaleza de la propia radiación, nos puede dar pie a pensar que desplaza el funcionamiento de la antena, pero no es así como veremos en los diagramas de radiación ocurre lo que nos da pie a pensar, que la onda rebota en el plano conductor reflejándose.

Mario Royo Romero

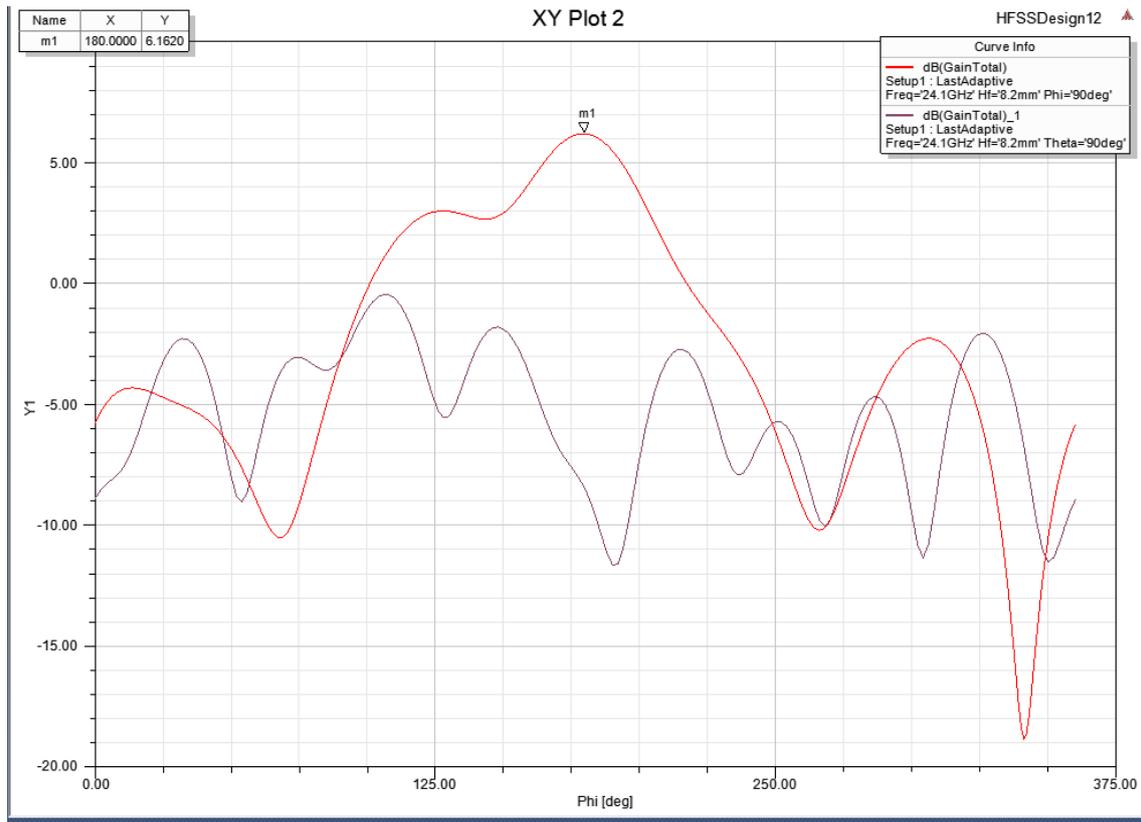


Figura 55 Diagrama de radiación con plano de masa encima

Se ve que en el plano $\theta = 90^\circ$ el comportamiento de la antena no tiene ningún sentido simplemente deja de funcionar correctamente. En el otro plano $\phi = 90^\circ$ se puede ver que esta vez la radiación no es donde debía sino en $\phi = 180^\circ$ es decir debajo del plano de masa, rebotando toda la potencia en el mismo. En el diagrama en tres dimensiones se podrá apreciar mejor este hecho.

Mario Royo Romero

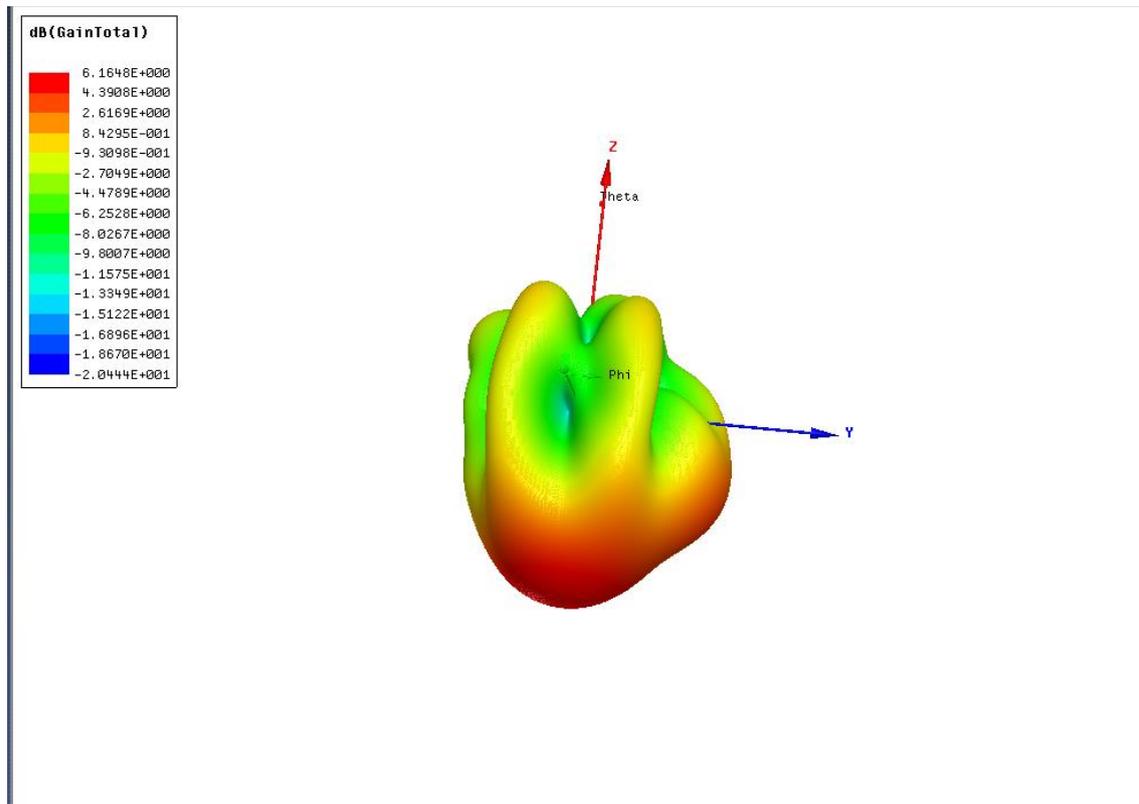


Figura 56 diagrama en 3D plano de masas encima

Como era de esperar tras ver el anterior diagrama toda la potencia se refleja en el plano, pero no del todo uniformemente, por lo que también se puede concluir que parte de la potencia se pierde en el viaje de ida y vuelta que sufre antes de reflejarse. Se pierde el doble que antes porque rebota una vez pasado el sustrato y por tanto el sustrato realiza una doble absorción, además de deformar el diagrama de radiación.

Por lo tanto, en el diseño se puede concluir que sí se podría tener encima del diseño una capa de sustrato porque solamente lo que haría sería absorber una pequeña parte de la radiación, pero no se podría colocar ningún plano conductor encima puesto que haría rebotar y además deformaría la señal.

10.3. Cálculo de la SNR en función de la distancia

En primer lugar, vamos a comprobar el conjunto de antenas que harían falta en función de la señal a ruido conforme varía la distancia máxima, comprobando si efectivamente la antena cubre toda la vista panorámica y además para una distancia aceptable para el diseño. En primer lugar, se van a hacer los cálculos de la Señal a Ruido, para ello se va a utilizar la fórmula que se ha presentado al principio del trabajo para explicar la teoría radar que es la siguiente:

$$SNR = \frac{PtGt(\theta, \phi)Gr(\theta, \phi) \lambda^2 \sigma}{4\pi^3 R^4 (FKT_0 B + NoiseFlicker)} \frac{1}{L}$$

En ella se van a fijar unos valores previos que son fijos como la potencia entregada en 4mW, la lambda de la onda en el aire que es de 12.5 mm, la sección recta radar que la fijamos en 1 pero podría valer cualquier otro valor más específico según la necesidad de los objetos que vayamos a medir. También serán fijos el factor de ruido F que nos lo da el fabricante como 10, la constante k que es de $1.38e^{-23} J/K$ en el sistema internacional, la temperatura T_0 que es igual a 293 Kelvin que son 20 grados centígrados y por último el ancho de banda más restrictivo de lo que sería el radar que son 100KHz. A este ruido Gaussiano le sumamos un ruido Flicker que existe en el microchip que se explica abajo en el punto 9.7 con más detalle cómo se ha aproximado y calculado para las frecuencias de interés en el radar. Además, añadimos un conjunto de pérdidas a los cálculos que representan la L en la fórmula y cuyos valores pueden variar dependiendo de las pérdidas del tipo de material sobre todo que se van a fijar en 3dB. En este caso se tendría el valor de la SNR en función de la distancia, además de un conjunto de valores de N que se van a ir cambiando y representando a lo largo de los 360º en Matlab, con el script que se encuentra en el Anexo 2:

En primer lugar, se va a fijar el valor del número de arrays en 3 conjuntos de antenas, en el cálculo hecho a partir del ancho de haz obtenido salían valores mayores o iguales a 5 arrays, necesarios para poder tener una vista panorámica de los 360º. Pero no era muy claro si con un pentágono sería suficiente o se necesitaría un hexágono. En el anexo 3 hay unos cálculos de Matlab que se basan en comparar el alcance del Array de 16 parches con el Array de Vivaldis fijando como distancia estándar máxima un valor de compromiso de 35 m para el Array de parches. Este valor es un valor medio ya que

Mario Royo Romero

dependiendo de la sección recta radar se podrán captar objetos más o menos lejanos. De tal forma que en los cálculos se van a tener dos factores importantes a la hora de definirnos la distancia y con ello el número de arrays de Vivaldis. Además del ancho de haz a -3dB de 80° también se va a introducir el valor del ancho de haz a -6dB viendo que el ancho de haz es de 100° por tanto un parámetro denominado Field off view (es decir el punto donde el campo de visión ya ha desaparecido para el radar) va a estar entre estos dos anchos de haz. Considerando que estará la caída cercana del ancho a -5dB el Field off view será de 83.35° que cumple la obligación de quedar entre ambos anchos y por tanto ya con todos estos requisitos previos se puede abordar el número de arrays de tres Vivaldis considerando poder dejar ese número N de antenas, viendo que funciona a una cierta señal a ruido buena. Hay que decir que el radio que se fijado es de un máximo de 40 metros, distancia que no se va a llegar a cubrir en vistas a los resultados obtenidos en los cálculos del Anexo3 que la distancia máxima no salía mayor de 12m para los puntos de máxima radiación de las antenas.

Con N = 3:

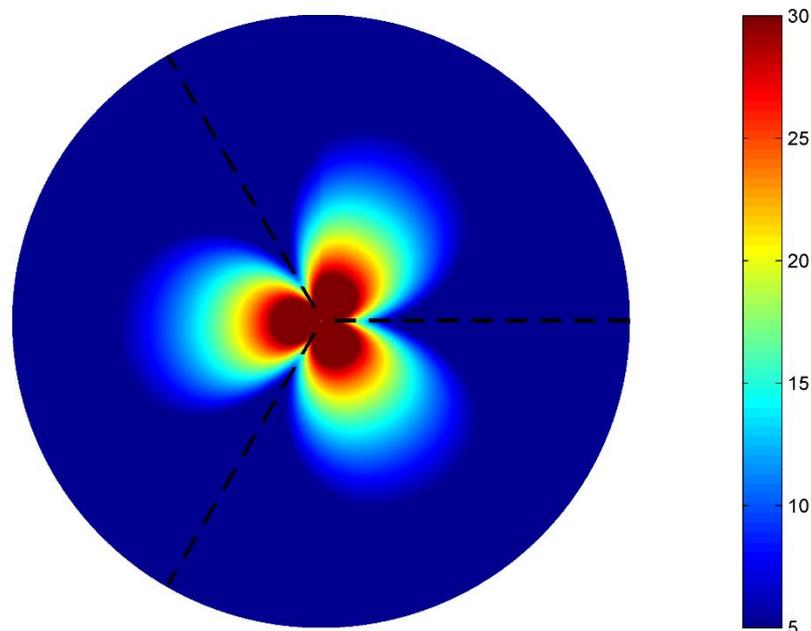


Figura 57 SNR en función de la distancia para N igual a 3 arrays

Mario Royo Romero

Se puede apreciar perfectamente que efectivamente no se es capaz de cubrir todo el campo de visión ya que existen puntos ciegos donde la SNR mínima que se ha fijado existe para una distancia igual a 0. Por tanto, como ya se había previsto con solamente 3 arrays de antenas no se seríamos capaces de cubrir todo el campo de visión.

Ahora se va a comprobar que efectivamente con $N = 4$ arrays de antenas tampoco se va a ser capaz de cubrir todo el campo de visión, aunque salga mejor, debería haber ciertas zonas donde la SNR sea igual al mínimo de distancia que se asemeja al cero de distancia.

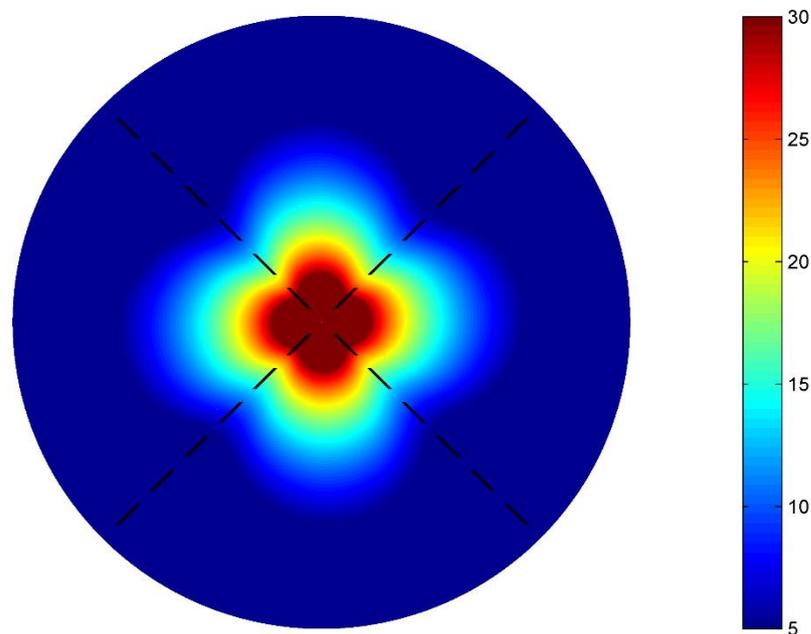


Figura 58 SNR en función de la distancia para N igual a 4 arrays

También se puede apreciar en la imagen que hay puntos ciegos, donde la señal a ruido es solo importante en puntos demasiado cercanos al mínimo de distancia. Por tanto, este mínimo no es aceptable, puesto que se podrían tener puntos ciegos debido a que el Field off View comentado antes que se va fijar está muy cerca del ancho de haz a -6 dB que sería el mínimo de visión fijado, por tanto, se descarta la opción de que el disco esté formado por un cuadrado de arrays ya que hay un riesgo bastante importante de tener puntos ciegos. En el Field of View la condición es más estricta que la condición que acompaña al ancho de haz, puesto que la antena tiene un tamaño muy cercano a

Mario Royo Romero

una lambda de hecho tiene $\frac{10.625mm}{12.5mm} = 0.85\lambda$, este tamaño va a obligar a usar 6 antenas, puesto que con 4 o con 5 antenas el Field of View no se va a cumplir.

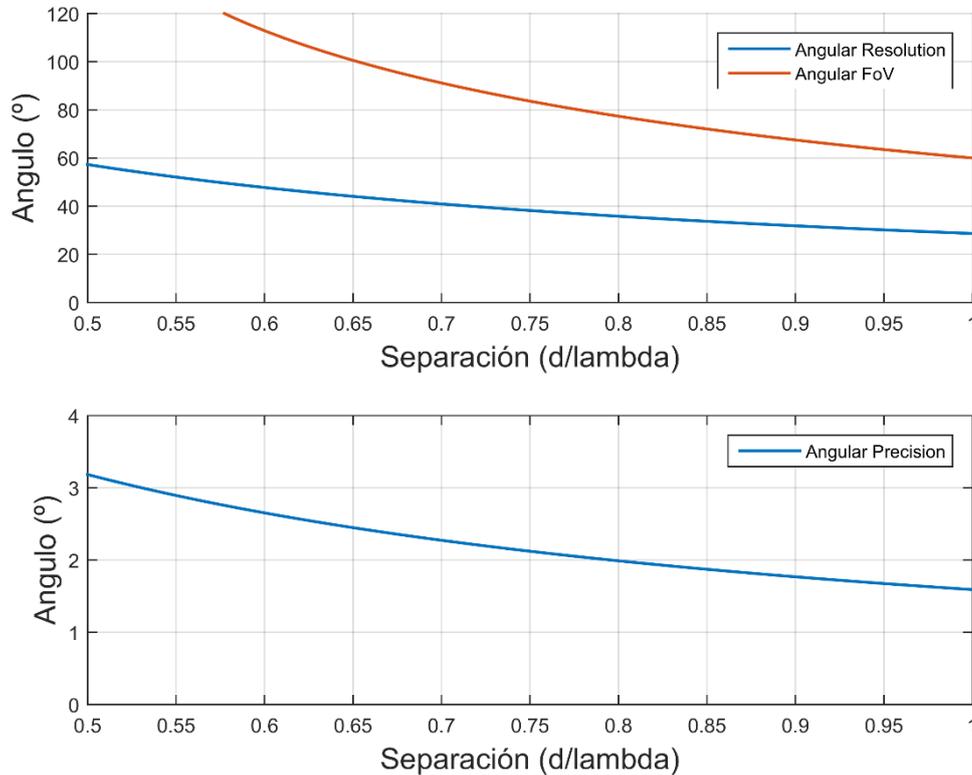


Figura 59 Field of View, Resolución angular y Precisión angular

En la figura 59 se puede ver la gráfica de la que se hablaba con anterioridad, el Field of View que relaciona el tamaño de la antena Vivaldi con la longitud de onda. De forma que el 0.85λ que se tienen, el FoV es de 72° y el error marcado por la precisión angular es de 2° . He ahí la razón por la que, aunque en términos de Señal a Ruido cómo se va a poder ver a continuación la visión periférica se completa si se habla de formar un pentágono, pero en términos de FoV con un pentágono no se aseguraría que la visión fuera completa, por tanto, se elige formar un hexágono que se explicará en los puntos siguientes.

Por lo tanto, buscando asegurarnos visibilidad en todos puntos sin riesgo de que en ocasiones se pierdan puntos de visión por la cercanía al valor del Field off View al punto de mínima visión que hemos marcado como límite. Ahora se va a mostrar el sistema con 5 arrays de antenas que debería confirmar que con $N = 5$ se es capaz de tener la vista panorámica que se desea.

Mario Royo Romero

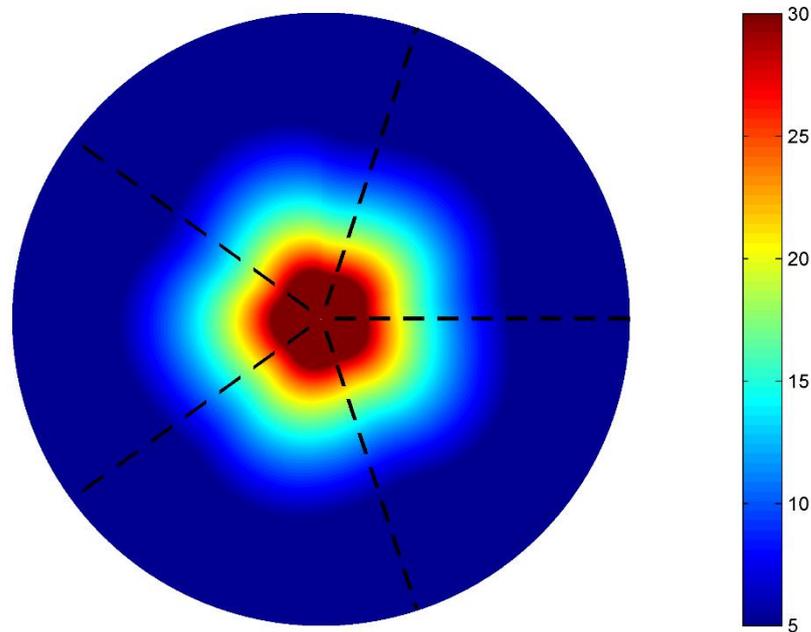


Figura 60 SNR en función de la distancia para N igual a 5 arrays

Efectivamente los valores de Señal a Ruido ya son significativos en todos los puntos del campo de visión siendo un valor de señal a ruido mínimo cercano a 10 dB para distancias de 8-10 metros de modo que solo existe el riesgo de quedarse con puntos ciegos por no cumplir la condición del Fiel off view. De este modo a la hora de elegir un diseño bajo la condición única de la Señal a Ruido en función de la distancia, el diseño sería el de un pentágono de arrays de antenas Vivaldis como las del diseño.

También se puede apreciar cómo era de esperar que la distancia a la que se podrían captar los objetos no aumenta con el número de antenas, ya que las antenas no varían, son siempre las mismas. Solo si se aumenta su número y disminuye la posibilidad de dejar algún ángulo muerto en el que no se puedan captar objetos. Nunca se va a poder ver más lejos si no se usa otra antena que tenga una ganancia máxima y los valores del ancho de haz a -3dB y a -6dB más altos.

Mario Royo Romero

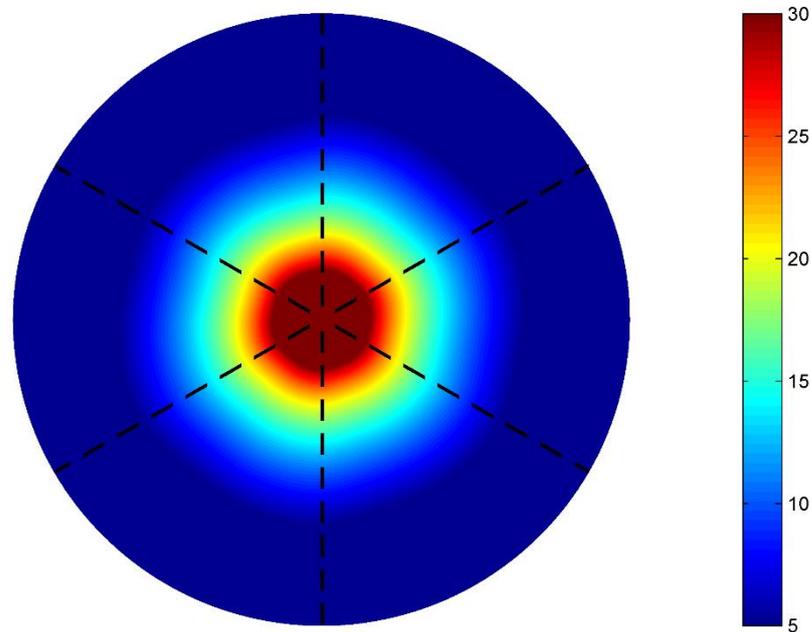


Figura 61 SNR en función de la distancia para N igual a 6 arrays

Efectivamente el campo de campo de visión ahora apenas presenta puntos donde la Señal a Ruido sea mucho más pequeña que en la parte central de máxima radiación, dando la sensación de formar un círculo debido a que la Señal a Ruido se reparte de forma uniforme. Este diseño no sería necesario en el caso de que el Field of View con un conjunto de 5 arrays fuera suficiente, pero debido al tamaño de las antenas, el diseño de 6 antenas ha tenido que ser el que sea elegido como definitivo para evitar tener puntos ciegos provocados por la relación de tamaño que guardan la antena y la longitud de onda a la que funciona.

10.4. Funcionamiento del Array de 3 antenas Vivaldi

Como se ha dicho con anterioridad, la simulación de los Array no está enfocada a ver cómo se produce la radiación conjunta de las antenas, ya que radiar solo radia una antena transmisora y las otras 2 antenas juntas, forman un conjunto de receptoras independientes. De forma que con esta simulación lo que se busca es comprobar que efectivamente no se produce acoplo de potencia importante entre la transmisora y sus

Mario Royo Romero

receptoras que haga que el circuito electrónico sature, la referencia está sacada del Datasheet del Transceptor [9] y para ser más restrictivos no se busca el punto de saturación de los mezcladores o del amplificador, sino que se marce el punto de compresión a 1dB del amplificador como el límite para la saturación del sistema. Dejando así cierto margen ya que la saturación del chip llegaría después.

En las simulaciones de los circuitos que se van a mostrar a continuación no se entra en la radiación que pueda tener el Array de antenas, puesto que cada transmisora y cada una de las receptoras van a tener su microchip que les haga funcionar como antenas independientes. Sino que se va a simular el conjunto de antenas y sus aislamientos, para ver si la potencia de acoplo de las diferentes transmisoras en las receptoras es adecuado o haría que el circuito saturase, haciendo que el diseño no funcionara y por tanto la antena quedaría descartada como un diseño que no podría funcionar.

En primer lugar, se simuló el conjunto de 3 antenas, las 2 receptoras juntas y la transmisora a una cierta distancia, esa distancia cuanto mayor era menores salían los acoplos, por tanto, se decidió dejar en esta simulación una distancia de 18mm y posteriormente en la simulación de la antena completa ir variando esta distancia, siempre y cuando el Array de 3 antenas funcionase de forma correcta y podría pasarse a simular el Array de 18 antenas. El valor del punto de compresión a 1dB es de -17dBm y la potencia transmitida de 11dB por tanto la cifra máxima que podría valer el acoplo en potencia sería de -28dB, dejando un margen sería de -30dB el valor del acoplo para que el circuito funcionara de forma correcta.

Mario Royo Romero

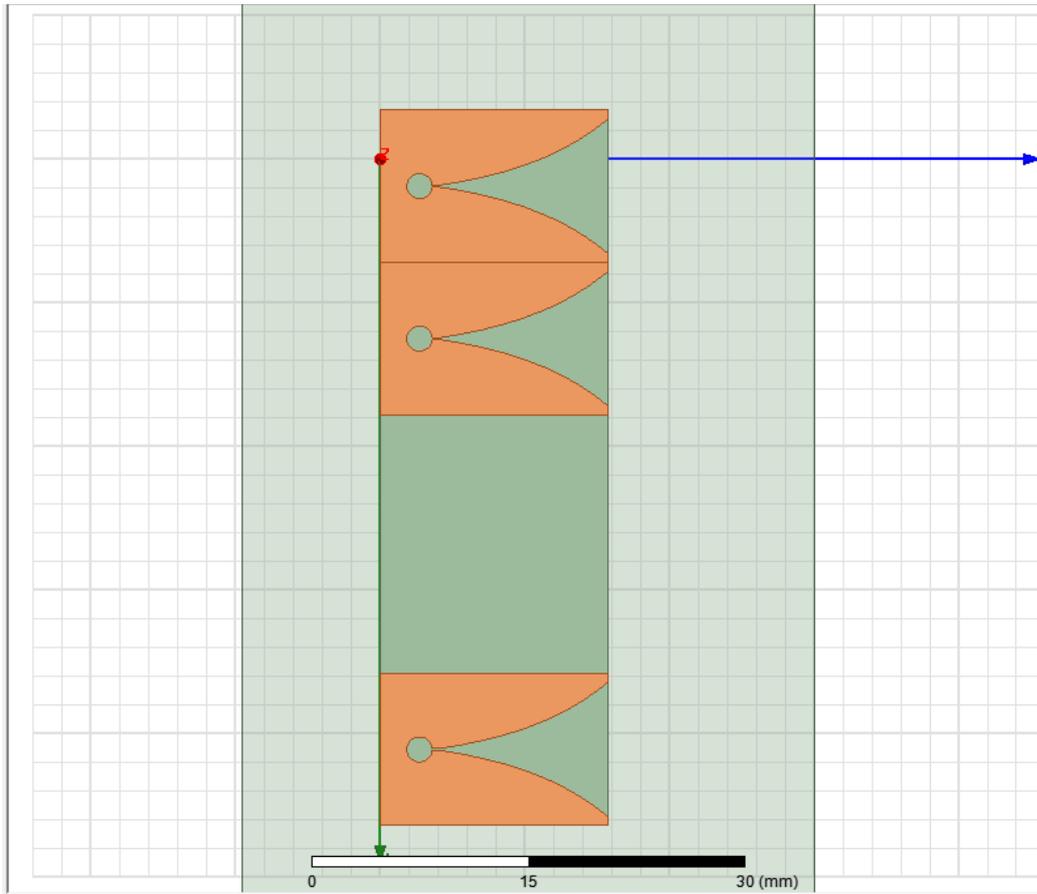


Figura 62 Circuito de 3 Vivaldis

En la figura 62 se puede ver el circuito y a continuación se van a mostrar los resultados de la simulación:

Mario Royo Romero

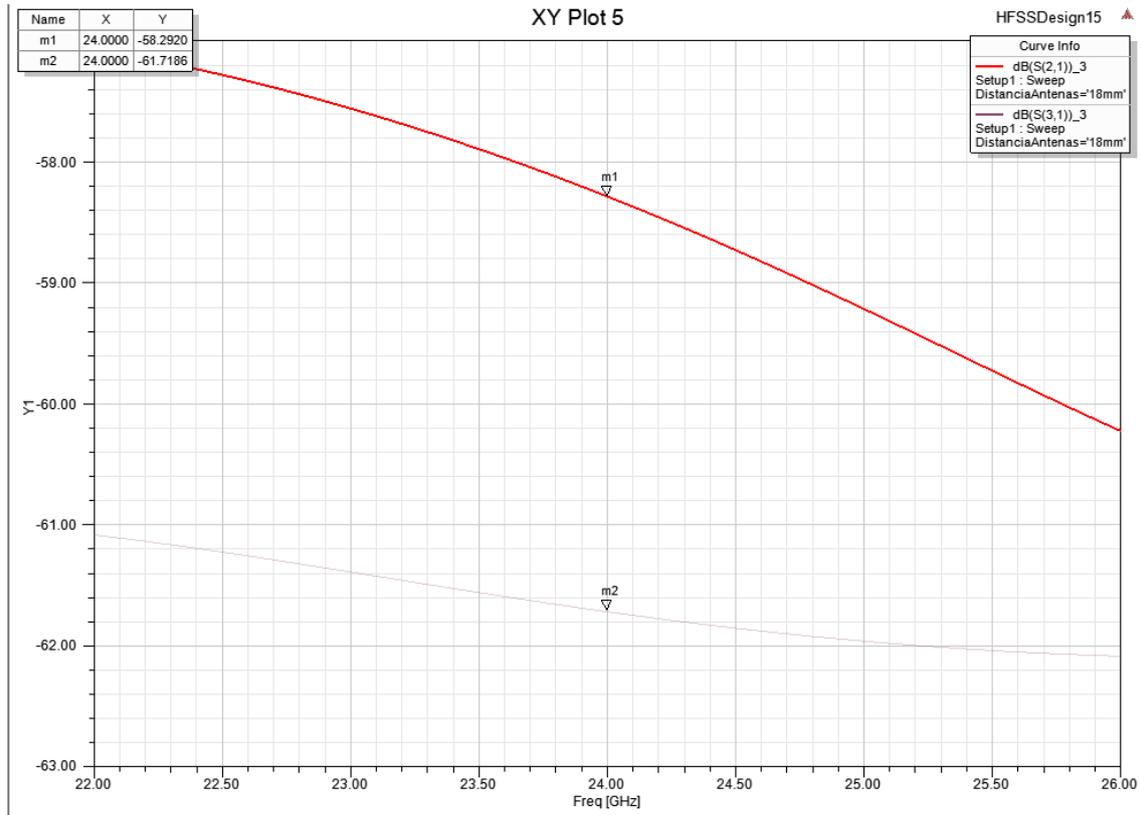


Figura 63 Resultados de acoplo del Array de 3 Vivaldis

Los resultados de acoplo son muy satisfactorios ya que el acoplo a la receptora más cercana es de -58.29dB y los resultados del acoplo a la receptora más lejana son de -61.72dB. Estos resultados de acoplo están muy por debajo del límite máximo de -30dB que se había marcado límite superior, por tanto, el funcionamiento de este conjunto es bueno. Antenas de pasar a la simulación de las 18 Vivaldis, quedaría comprobar que el acoplo entre las 2 receptoras contiguas es menor de unos 10dB que sería la cifra crítica.

Mario Royo Romero

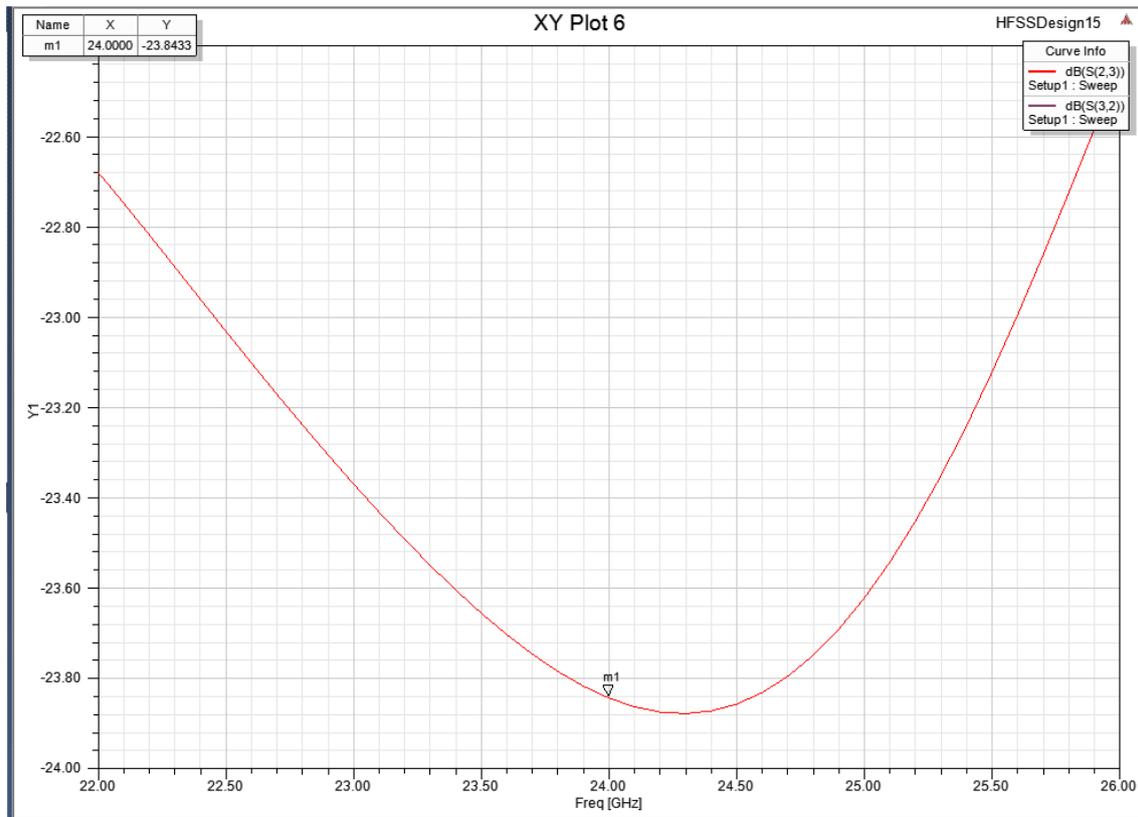


Figura 64 Acoplo entre las 2 receptoras juntas

La gráfica del acoplo es la misma de una a otra por eso se han superpuesto, y el valor obtenido es muy bueno ya que es de -23.84dB.

Por tanto, habiendo comprobado que el Array de 3 antenas funciona correctamente en todos los casos en los que podría fallar, se pasó a simular el conjunto de 18 antenas Vivaldi.

10.5. Funcionamiento del circuito Completo hexagonal de Vivaldis

Nuevamente el criterio para dar por válido el diseño, será que la potencia acoplada en cualquiera de los receptores por parte de los transmisores no supere los -30dB que hagan peligrar el correcto funcionamiento del amplificador de bajo ruido del chip. De esta forma el diseño del Array de 3 antenas no se va a modificar y se van a repartir los 6 Array de forma uniforme en la circunferencia para así lograr un hexágono como el que se va a mostrar a continuación:

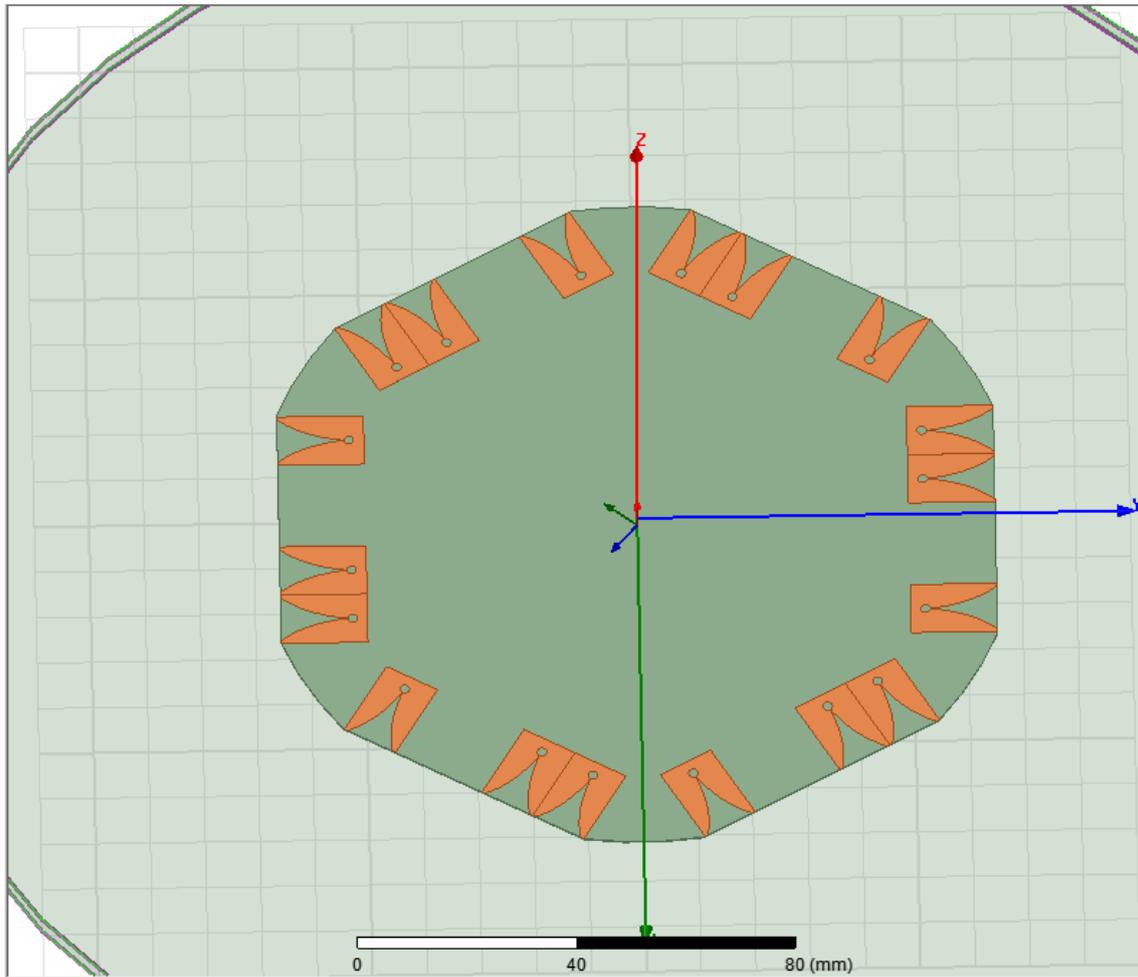
Mario Royo Romero

Figura 65 Antena hexagonal de 18 Vivaldis

Se ha conservado en el diseño la distancia de 18mm entre cada transmisora y la receptora que forma su Array. De esta forma el radio del hexágono es de 70mm y la distancia mínima entre una transmisora y la receptora más cercana es de 15.56mm por tanto esta distancia va a ser la más crítica en cuanto al acoplo se refiere. A continuación, se van a mostrar los resultados de la simulación:

Mario Royo Romero

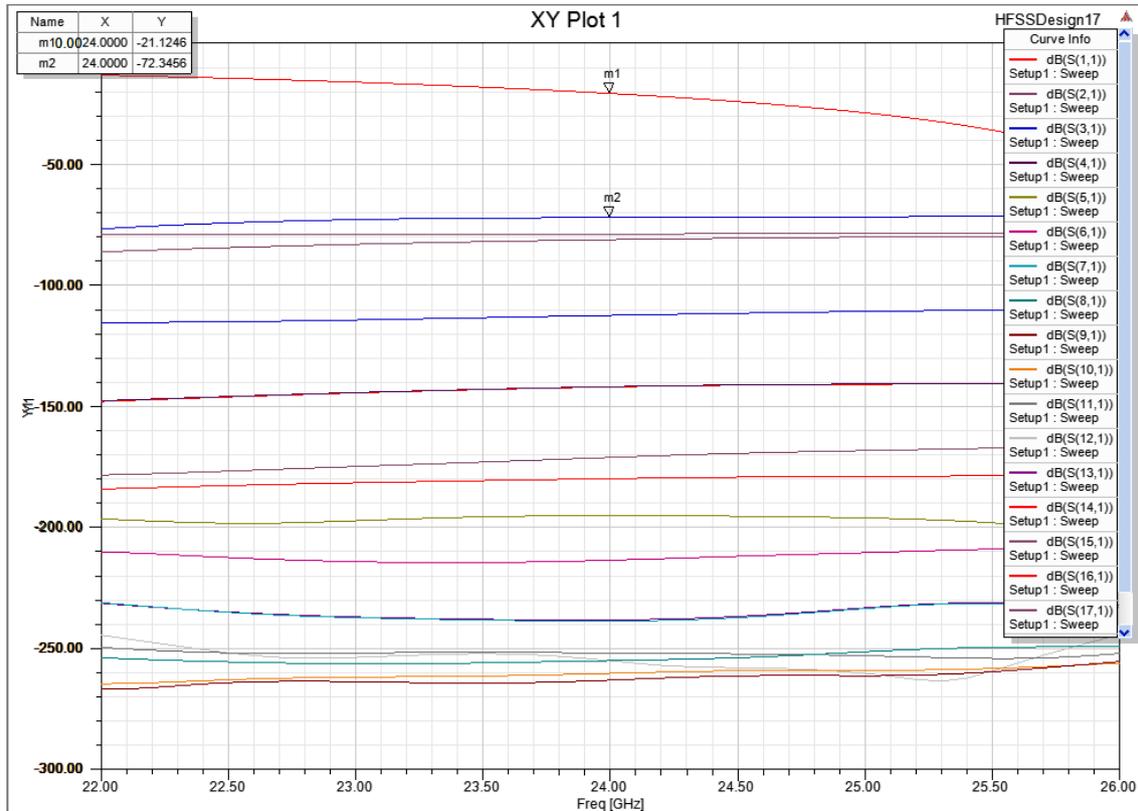


Figura 66 Resultados de simulación del array de 18 antenas Vivaldi

A la vista de los resultados, el aislamiento es bueno ya que está en torno a -21dB y el acoplo a la distancia mínima es de -72dB. El resto de acoplos están por debajo, en realidad en esta simulación podían obviarse los acoplos con las demás transmisoras, pero para facilitar la elección de los resultados que se querían sacar, no se ha hecho distinción. Los resultados nuevamente son muy satisfactorios y por tanto la antena funcionaría perfectamente sin ningún tipo de riesgo en la saturación del chip. Por tanto, a la vista de estos resultados, se procedió a simular la antena, pero con el tamaño algo más reducido, esta vez el radio del hexágono sería de 60mm. De esta forma en la simulación se esperaba que los acoplos subieran de forma proporcional a la disminución de distancia entre las antenas, pero los resultados obtenidos seguirían siendo válidos. Teniendo una distancia esta vez entre las transmisoras y sus receptoras de 9mm.

El circuito no se muestra porque no se va a apreciar diferencia con el hexágono anterior, puesto que es igual. La distancia mínima que será crítica en este circuito es de 5.18mm y los resultados de la simulación se muestran a continuación:

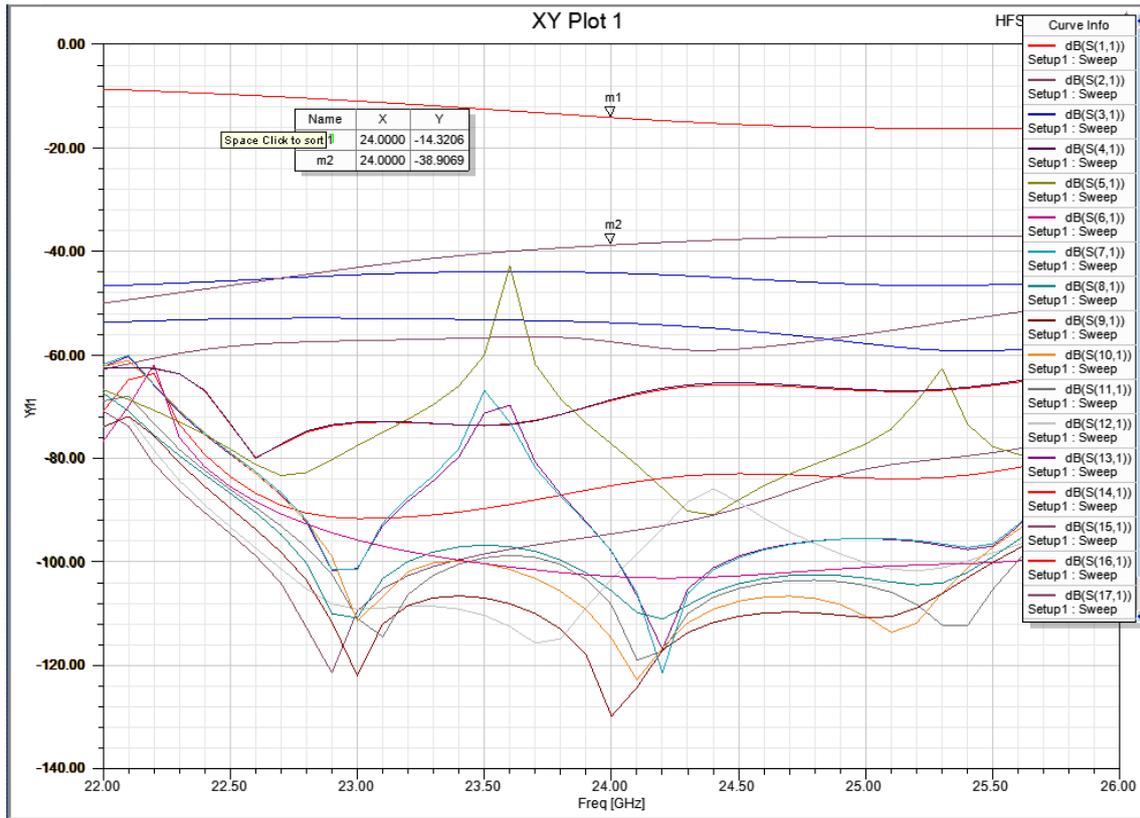


Figura 67 Simulación del array de 18 Vivaldis y 60mm de radio

Esta vez para la distancia crítica el nivel del acoplo es de -38dB, sigue siendo bueno ya que está 8dB por debajo de los -30dB que era el máximo. Pero como se preveía han empeorado bastante los resultados de los acoplos, siendo válidos, pero no tan buenos como en la simulación anterior. Aun así, la antena funcionaría sin problemas y por tanto el diseño más pequeño sigue siendo válido. El escalar la antena y hacerla aún más pequeña no merece la pena ya que posiblemente no quepan las Vivaldis y el espacio entre ellas sea insuficiente para colocar todo el conjunto de los chips que cada una de ellas llevaría acoplado. También se aprecia que el S_{11} es peor pero todavía sigue siendo aceptable, porque es menor de -10dB. Por último, reseñar que solo se muestran los resultados para un transmisor, pero los resultados se han sacado para cada uno de los 6 transmisores, confirmando que éstos son iguales, porque el diseño es totalmente simétrico y si estos resultados no serían iguales, entonces habría problemas en el diseño puesto que no sería simétrico cuando debería serlo.

10.6. Solución de la interferencia entre antenas

Como ya se ha hecho referencia con anterioridad el mayor problema que se ha encontrado en el diseño de la antena formada por los arrays de antenas Vivaldis ha sido que los lóbulos laterales de la antena radian en la parte trasera de la misma. De forma que esta radiación puede interferir con el rebote de los blancos detectados y por tanto las señales detectadas no solo serían los rebotes de los objetos que se quieren detectar, sino que también habría parte de señal que interfiere del resto de antenas creando un espectro que no sería real. Para eliminar la interferencia esta vez no se tendría que modificar el diseño a nivel físico, sino que ya se tendría que entrar en la forma de programar los 5 chips que acompañan a cada uno de los arrays de las antenas. Este procesado para eliminar las interferencias es correcto, ya que hemos comprobado con anterioridad que los acoplos entre las antenas no hacen saturar el circuito y por tanto con este procedimiento en los PLLs se podría eliminar la interferencia de otras antenas y quedarse solo con el blanco detectado. En concreto habría que programar los PLLs de cada uno de los 5 arrays de antenas para que tuvieran una distancia en frecuencia de 10 MHz así cumplir el criterio de Nyquist y dar tiempo suficiente al receptor a procesar tan solo la señal que llega del rebote del blanco y no ambas. En términos de tiempo rampa, significaría que el procesado de cada uno de los PLLs de las antenas comienza en tiempos distintos evitando que la recepción de uno sea sensible a la transmisión de otra de las antenas. Quedando en términos de tiempo de rampa de la siguiente manera:

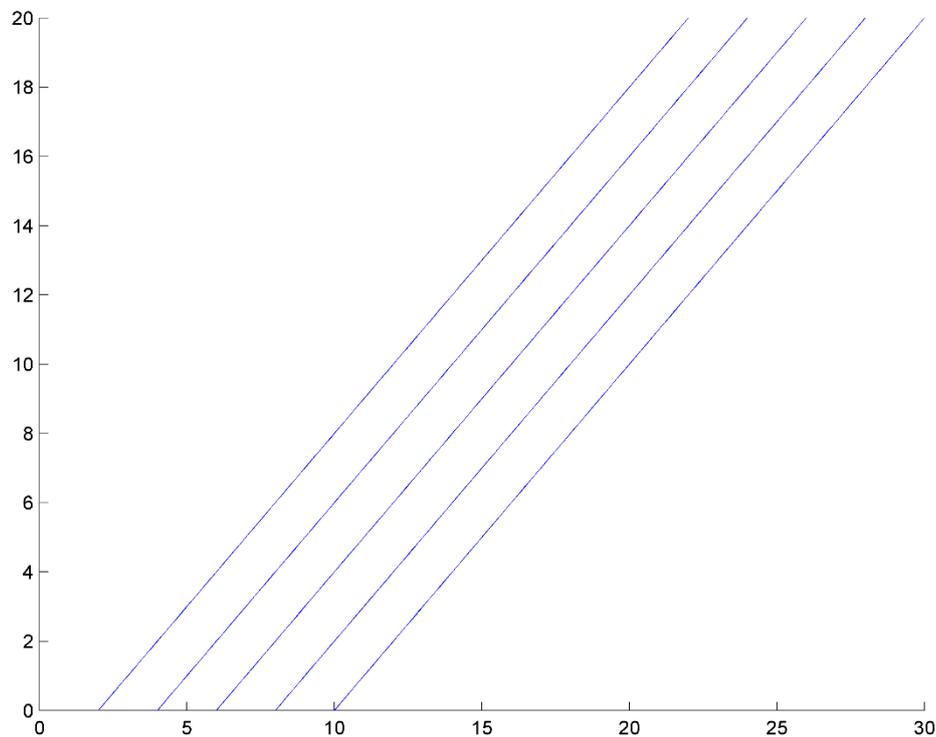
Mario Royo Romero

Figura 68 Tiempos de Rampa de cada uno de los PLLs

En la figura 68 se muestran la forma que tendrían los distintos tiempos de rampa, iniciando con un desfase tal que la interferencia no haría mella en la señal recibida. El problema en este caso estaría ligado al mezclador y al amplificador de bajo ruido que forman parte del PLL de cada uno de los chips, ya que puede que estos elementos se vean saturados por el exceso de potencia que les llega y por tanto no funcionen correctamente, haciendo inútil el desfase que se programaría en los PLLs ya que en el circuito primero se encuentran el amplificador y el mezclador y luego ya se procesa la señal. Por tanto, si la señal que llega para procesar no es válida el procesado tampoco lo será. En los acoplos solo se miden la mella que haría cada antena transmisora sobre una receptora, de modo que faltaría la suma y las contribuciones de todas las transmisoras sobre el caso peor. En el primer caso donde el radio del hexágono es de 14cm los resultados son tan buenos que no cabe duda de que vaya a funcionar perfectamente, pero en el segundo caso cabe la posibilidad de que no sea así. El peor caso sería la contribución de 6 antenas transmisoras, por lo tanto, habría que mirar el acoplo de cada una de ellas sobre la receptora, en realidad el acoplo de las demás transmisoras es menor que el de la más cercana, pero en realidad para simplificar los cálculos y como margen se va a tomar como que cada transmisora es el caso peor. Por tanto como contribución en potencia se tendría: $10^{-3.8} \times 6 = 0.00095W$ que en escala logarítmica son -30.21dB. Por tanto, podemos asegurar que en el hipotético caso que

Mario Royo Romero

se ha creado que es aún peor que el real, no se va a llegar a saturar el circuito, puesto que se está 3dB por debajo del punto de compresión de 1dB. De forma que variando los tiempos de rampa se podrían eliminar las interferencias de las antenas perfectamente y así conseguir captar los blancos sin problemas.

10.7. Aclaración del ruido en el cálculo de la Señal a Ruido

A la hora de calcular el ruido no solo tenemos el ruido Gaussiano, sino que existe un ruido denominado Flicker que es importante al inicio del espectro del filtro paso banda (entre 1KHz y 9KHz) hasta que ya a partir de los 10KHz frecuencia que se especifica en el Datasheet del microchip, donde este ruido es menor al ruido blanco Gaussiano y por tanto no se tiene en cuenta. Este ruido Flicker cae de forma inversamente proporcional a la frecuencia y por tanto para calcularlo en potencia se necesita una aproximación de la distribución espectral de potencia en la puerta del diodo de tal manera que con ese valor de voltaje, el valor de la impedancia que también está en el Datasheet y el ancho de banda que también lo podemos encontrar en el Datasheet se calcula el valor de este ruido y se suma al ruido Gaussiano que es el ruido más común que se calcula con la fórmula ya conocida KT_0B .

En la referencia a la tesis [10] se encuentra una aproximación fiable a las puertas del microchip dando el valor de la densidad espectral de corriente que es de $10^{-18} \frac{A^2}{HZ}$ en la puerta del Mosfet, para poder sumar al ruido Gaussiano cuyas unidades son Vatios (W) se debe multiplicar por el valor de la impedancia del Mosfet que también está recogida en el Datasheet y por el valor de ancho de banda, además de tener que asumir un punto crítico del ruido ya que no es lineal con la frecuencia sino inversamente proporcional a la misma, por tanto se calcula el valor medio de todos los valores a la hora de calcular el valor del ruido. De esta forma el valor del ruido Flicker queda de $2.305e^{-15}W$ frente al valor del ruido Gaussiano que es de $6.408e^{-15}W$.

Además de esto, también hay que recalcar que el ruido es inversamente proporcional a la frecuencia y por el funcionamiento del radar hay una estrecha relación entre la distancia y la frecuencia. Puesto que cuanto más lejos está el blanco detectado la frecuencia que produce es menor y por tanto el ruido Flicker que produciría también sería menor, sin embargo, para simplificar los cálculos y yéndose al peor de los casos, en los cálculos el desvanecimiento con la distancia no se ha tenido en cuenta, tan solo se ha tenido en cuenta el desvanecimiento con la frecuencia dentro del ancho de banda crítico donde este ruido es mayor al Gaussiano. Todos los cálculos están recogidos en el script de Matlab que se recogen en el anexo segundo, calculando el ruido Flicker aparte y luego sumándoselo al ruido Gaussiano que se calcula en la fórmula general del cálculo de la Señal a Ruido. En el anexo tercero se incluyen estos

Mario Royo Romero

cálculos de la señal a ruido y se explica en el código de Matlab la parte donde se calcula el ruido Flicker y en la fórmula general, se especifica la propia suma de ambos ruidos.

11. Anexos

11.1. Anexo primero: Cálculo de función exponencial para antena Vivaldi

```
clear all
close all
clc
%%marco los puntos en los ejes vertical y horizontal
x0 = 1.9451;
x1 = 8.745;
y0 = 3.98465;
y1 = 30.11912;

%%limito el eje de ordenas que en este caso es y
y = linspace(0, 40, 100);

%%fijo los valores de a y b
b = 1;
a = x0 - b;

%%obtengo el valor de c y de la propia funcion
c = log ((x1-x0+1)/b) / (y1-y0);
x = a + b*exp(c*(y-y0));

%%Pinto las graficas
Figure(1)
hold on
plot(y0, x0, 'bx', 'MarkerSize', 12, 'LineWidth', 2)%%pinto
el punto mas a la izquierda
plot(y1, x1, 'bx', 'MarkerSize', 12, 'LineWidth', 2)%%pinto
el punto mas a la derecha
plot(y, x, 'LineWidth', 2)%%pinto la exponencial en funcion
de los valores de y

axis('equal')
view(0, -90)
```

Mario Royo Romero

```
grid on
xlabel('y', 'FontSize', 15)
ylabel('x', 'FontSize', 15)
title('Exponencial Mario', 'FontSize', 15)
print('-dpng', '-r400', 'Exponencial_Mario')
```

11.2. Anexo segundo: Cálculo de la distancia máxima de la antena Vivaldi

```
clear all
close all
clc

Gt_array_parches = 10^(16/10); %%potencia en lineal de los
parches
Gt_vivaldi_0dB = 10^(7.85/10); %%potencia en lineal de la
vivaldi
Gt_vivaldi_3dB = Gt_vivaldi_0dB/2; %%potencia en lineal de
la vivaldi en la caída a 3dB
Gt_vivaldi_6dB = Gt_vivaldi_0dB/4; %%potencia en lineal de
la vivaldi en la caída a 6dB

BW_3dB = (90-58)*2; %%ancho de banda a 3dB
BW_6dB = (90-47.24)*2; %%ancho de banda a 6dB

Lados_poligono_3dB = 360/BW_3dB; %%calculamos los lados del
poligono con la caída a 3dB
Lados_poligono_6dB = 360/BW_6dB; %%calculamos los lados del
poligono con la condicion a 6dB
Lados_poligono_definitivo = ceil(360/BW_6dB); %%lados del
poligono definitivos redondeando
CoerturaAngularPorSector =
360/Lados_poligono_definitivo; %%sale la cobertura angular
en funcion de los lados definitivos
Gt_extremos = 10^(3.9964/10); %%valor de potencia en los
extremos de la cobertura angular
```

Mario Royo Romero

```

Rmax_array_parches = 35; %%distancia maxima a la que llega
el parche, en promedio sin especificar objeto concreto

Rmax_vivaldi_0dB = Rmax_array_parches *
((Gt_vivaldi_0dB/Gt_array_parches)^2)^(1/4) %%distancia
maxima vivaldi en el punto de maxima radiacion
Rmax_vivaldi_3dB = Rmax_array_parches *
((Gt_vivaldi_3dB/Gt_array_parches)^2)^(1/4) %%distancia
maxima vivaldi en su caída a 3dB
Rmax_vivaldi_6dB = Rmax_array_parches *
((Gt_vivaldi_6dB/Gt_array_parches)^2)^(1/4) %%distancia
maxima vivaldi en su caída a 6dB
Rmax_vivaldi_extremos = Rmax_array_parches *
((Gt_extremos/Gt_array_parches)^2)^(1/4) %%distancia maxima
vivaldi en el extremo de su cobertura de vision

separacion = 9.4e-3; %%abertura de la vivaldi
separacion_lambda = separacion / (3e8/24e9); %%separacion en
funcion de la frecuencia
FoV = 180/pi * 2 * asin(pi./(2*pi*separacion_lambda)); %%
Field of View

```

11.3. Anexo tercero: Cálculo de la señal a ruido en función de la distancia

```

clear all
close all
clc

filename = 'Diagrama3DVivaldi.txt';
[~,~,Gain_dB] =
importfileRadiatioPattern(filename); %%importamos los datos
del diagrama
Theta = linspace(0, pi, 181); %%el eje theta
Phi = linspace(0, 2*pi, 181); %%el eje phi

Gain_dB = Gain_dB(1:32761); %%variable de ganancia

```

Mario Royo Romero

```

Gain_dB = reshape(Gain_dB,181,181);%%pasa a ser una
variable matricial

[Theta_grid, Phi_grid] = meshgrid(Theta, Phi);%%replicar
para poder dibujar en 3D

Gain_lineal = 10.^(Gain_dB./10);%%obtener la ganancia en
lineal
%Dibujar en 3D
%x = abs(Gain_lineal) .* sin(Theta_grid) .* cos(Phi_grid);
%y = abs(Gain_lineal) .* sin(Theta_grid) .* sin(Phi_grid);
%z = abs(Gain_lineal) .* cos(Theta_grid);

%surf(x,y,z, Gain_lineal);
%colorbar;
%axis('equal')

%%constantes de la ecuacion

Pt_W = 10^(-19/10);
F = 12;
K = 1.38e-23;
T0 = 293;
B_Hz = 100e3 ;
pi_cubo = (4*pi)^3;
Seccion_Recta_Radar = 1;
lambda = (3e8/24e9);
L=10^(3/10);%3 dB de pérdidas adicionales
% Flicker noise

f = linspace(1, 10, 1000) * 1e3;
%%figure(2)
%%plot(log10(f/1e3), log10(1./f))
grid on

SpectralCurrentDensity_SiGe = 10^-18;
IF_Impedance = 1000;
BW = f(end) - f(1);

FlickerNoise = SpectralCurrentDensity_SiGe * mean(1./f) *
IF_Impedance * BW

%%F = 10^(12/10);
%%k = 1.38e-23;
%%T0 = 273 + 20;
%%B = 100e3;
%%GaussianNoise = F*k*T0*B

```

Mario Royo Romero

```

R_m = linspace(0.1, 40, 1001);%%delimitamos los valores de
distancia a 40metros
Theta_desired = 90;%%fijamos el valor de theta en 90°
 [~, index_theta] = min(abs(Theta*180/pi -
Theta_desired));%%salen los valores del indice theta

N = 3;%%numero de lados del poligono
desplazamiento_deg = 360/N;%%desplazamiento en grados
desplazamiento_samples = desplazamiento_deg/((Phi(2)-
Phi(1))*180/pi);%%desplazamiento en muestras

SNR = zeros(length(Phi), length(R_m));%%crear la matriz
señal a ruido

for i = 1:N
    if (i>1)
        Ganancias_cuadrado = [Gain_lineal(end-(i-
1)*desplazamiento_samples+1:end,index_theta).^2;
Gain_lineal(1:end-(i-
1)*desplazamiento_samples,index_theta).^2];
    else
        Ganancias_cuadrado = Gain_lineal(:,index_theta).^2;
    end
    %%salen las ganancias al cuadrado para meterlo en la
ecuacion

    numerador =
(Pt_W*Ganancias_cuadrado*lambda^2*Seccion_Recta_Radar);
    denominador =
1./(pi_cubo.*(R_m).^4)*(F*K*T0*B_Hz+FlickerNoise)*L);

    SNR = SNR + numerador*denominador;%%va sumandose la
señal a ruido en cada operación a la siguiente

end

% imagesc(R_m, Phi * 180/pi, 10*log10(SNR));
% colormap(jet)
% colorbar
% caxis([5 30])

% [Phi, R_m] = ndgrid(Phi, R_m);
% % Z = f(Phi,R_m);
% [X, Y] = pol2cart(Phi,R_m);
% surf(X, Y, 10*log10(SNR));

```

Mario Royo Romero

```

imagecartesian2polar(10*log10(SNR'),min(R_m),max(R_m),360,0
);%%introducimos la funcion para la señal a ruido calculada
colormap(jet)
colorbar
caxis([5 30])
hold on
%%condiciones para dibujar las lineas
if (mod(N, 2) == 0)
    if (mod(N/2,2) == 0)
        alpha = 45;
    else
        alpha = 0;
    end
else
    alpha = 90;
end
%%dibujar las lineas
for i=1:N
    plot3([0 max(R_m)*sin((alpha + (i-1)*360/N) * pi/180)],
[0 max(R_m)*cos((alpha + (i-1)*360/N) * pi/180)],
[max(10*log10(SNR(:))) max(10*log10(SNR(:)))]), '--k',
'LineWidth', 2)
end
view(0, 90)

print('-dpng', '-r400', 'N_3')

```

11.4. Gráfica de los distintos tiempos de rampa

```

y = linspace(0, 10, 100); %%se dan valores para la gráfica
for i=1:5
x = y+2*i;%%ecuación de rectas paralelas con distinta
ordenada en el origen
hold on
plot(x,y);
print('-dpng', '-r400', 'Tiempos de rampa')

end

```

Mario Royo Romero

11.5. Graficar datos de la cámara anecoica

```
filename = 'FFRP_Antenna_CP_phi0.dat';

RadiationPattern_Mario = importfilePattern(filename);
vector1 = RadiationPattern_Mario(:,1)-2 ;

filename = 'FFRP_Arduino_CP_phi0.dat';
RadiationPattern_Arduino = importfilePattern(filename);
vector2 = RadiationPattern_Arduino(:,1) + 2;
max(RadiationPattern_Arduino);

figure(1)
hold on
xlabel('Theta(°)');
ylabel('Radiaton Pattern normalized (dB)');

plot(vector1, RadiationPattern_Mario(:,2)-
max(RadiationPattern_Mario(:,2)), 'b', 'LineWidth', 2)
plot(vector2, RadiationPattern_Arduino(:,2)-
max(RadiationPattern_Arduino(:,2)), 'r', 'LineWidth', 2)
legend('phi(0°)Distribucion triangular',
'phi(0°)Distribucion uniforme');

%plot(RadiationPattern_Mario(:,1),
RadiationPattern_Mario(:,2), 'b', 'LineWidth', 2)
%plot(RadiationPattern_Arduino(:,1),
RadiationPattern_Arduino(:,2), 'r', 'LineWidth', 2)

grid on

print('-dpng', '-r400', ['Comparacion'])
```

Mario Royo Romero

12. Referencias

[1 - <https://loschispasalesianos.wordpress.com/meteorologia-3/>]

[2 –Javier Fernández de Muniain Comajuncosa, Apuntes de Radiolocalización de la asignatura “Sistemas avanzados de comunicación” del curso 2015/2016]

[3 - <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/Sound/radar.html>]

[4 – Google imágenes, antena parche]

[5 - <https://spanish.alibaba.com/g/2x2-rectangular-microstrip-patch-antenna-array.html>]

[6,7,8 – Iñigo Ederra Urzainqui, Apuntes de la asignatura “Antenas y Microondas” del curso 2017/2018]

[9 – Datasheet BGT24MTR12 Silicon Germanium 24 GHz Transceiver MMIC]

[10 – tesis Low-frequency Noise Characterization of Silicon-Germanium Resistors and Devices]