

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

**Diseño de antenas para lector RFID para el control de acceso en
dependencias.**



AUTOR: Juan Salas Martínez
DIRECTOR: Alejandro Álvarez Melcón
Septiembre / 2013

Autor:	Juan Salas Martínez
E-mail del autor:	juansm.ct@gmail.com
Director:	Alejandro Álvarez Melcón
E-mail del director:	alejandro.alvarez@upct.es
Título del PFC:	Diseño de antenas para lector RFID para el control de acceso a dependencias
Descriptores:	Diseño de antenas, RFID, Microstrip, HFSS
Resumen:	Se plantea el diseño de diferentes modelos de antenas para un lector RFID, estudiando para ello modelos slot-coupled y SSFIP, así como diversas estructuras para redes de alimentación, con el fin de una futura posible implementación de dicha antena en el sistema de control de acceso a una institución docente, controlando así el flujo de personal, alumnado y materiales. Otro objetivo es analizar la utilidad de HFSS como software de simulación para el diseño de antenas de tecnología microstrip y/o SSFIP.
Titulación:	Ingeniería Superior de Telecomunicaciones
Intensificación:	Sistemas y redes de telecomunicación
Departamento:	Tecnología de la información y comunicaciones
Fecha de presentación:	Septiembre 2013

Agradecimientos:

A Carolina, por estar siempre a mi lado y apoyarme todos estos años.

A mis amigos, por las infinitas horas que hemos pasado juntos y las que nos quedan.

A mi director Alejandro, por la ayuda prestada y su guía en este proyecto.

A mi madre, por su apoyo y su ejemplo.

A mi padre, que ojalá pudiera ver ésto.

1. Introducción
 - 1.1. Antecedentes del proyecto
 - 1.2. Objetivos
 - 1.3. Conceptos Básicos
 - 1.3.1. Tecnología Microstrip
 - 1.3.2. Introducción a la tecnología RFID
 - 1.4. Software empleado
 - 1.4.1. Introducción a HFSS
 - 1.4.2. Introducción a Microwave Office
2. Diseño sin parche
 - 2.1. Limitaciones a tener en cuenta
 - 2.2. Diseño de una celda unitaria adaptada a 50Ω
 - 2.2.1. Resultados y comentarios
 - 2.3. Diseño de una celda unitaria adaptada a 100Ω
 - 2.3.1. Resultados y comentarios
 - 2.4. Reducción de tamaños de diseño
 - 2.5. Diseño de las Redes de Alimentación
 - 2.5.1. Diseño de red en árbol
 - 2.5.1.1. Diseño en MWO
 - 2.5.1.2. Implementación en HFSS
 - 2.5.2. Red en Bus
 - 2.5.2.1. Diseño en MWO
 - 2.5.2.2. Implementación en HFSS
 - 2.6. Diseño del Array definitivo
 - 2.6.1. Array sin red de alimentación
 - 2.6.2. Array con Red Árbol
 - 2.6.2.1. Resultados y comentarios
 - 2.6.3. Array con Red Bus
 - 2.6.3.1. Resultados y comentarios
3. Diseño con parche
 - 3.1. Cambios en la estructura
 - 3.2. Modelos a implementar
 - 3.3. Modelo 1
 - 3.3.1. Celda de 50Ω
 - 3.3.1.1. Resultados y comentarios
 - 3.3.2. Celda de 100Ω
 - 3.3.2.1. Resultados y comentarios
 - 3.3.3. Redes de alimentación
 - 3.3.3.1. Red en Árbol para el Modelo 1
 - 3.3.3.1.1. MWO
 - 3.3.3.1.2. HFSS
 - 3.3.3.2. Red en Bus para el Modelo 1
 - 3.3.3.2.1. MWO
 - 3.3.4. Array Modelo 1
 - 3.3.4.1. Limitaciones
 - 3.3.4.2. Array sin red de alimentación
 - 3.3.4.3. Array con red en Árbol

- 3.3.4.3.1. Resultados y comentarios
- 3.4. Modelo 2
 - 3.4.1. Celda de 50 Ω
 - 3.4.1.1. Resultados y comentarios
 - 3.4.2. Celda de 100 Ω
 - 3.4.2.1. Resultados y comentarios
 - 3.4.3. Redes de alimentación
 - 3.4.3.1. Red en Árbol Modelo 2
 - 3.4.3.1.1. MWO
 - 3.4.3.1.2. HFSS
 - 3.4.3.2. Red en Bus Modelo 2
 - 3.4.3.2.1. MWO
 - 3.4.4. Array Modelo 2
 - 3.4.4.1. Array sin red
 - 3.4.4.2. Array con red en Árbol
 - 3.4.4.2.1. Resultados y comentarios
- 4. Conclusiones en vista de resultados
 - 4.1. Celdas unitarias
 - 4.2. Redes de alimentación
 - 4.3. Arrays
 - 4.4. Posibles mejoras
- 5. Bibliografía

1. Introducción

En estos primeros apartados, comenzaremos dando una breve descripción de antecedentes y objetivos del proyecto, para posteriormente analizar las tecnologías y software empleados.

1.1 Antecedentes del proyecto

El auge de las tecnologías RFID está suponiendo un cambio radical en términos de control de inventariado y 'tracking' tanto de materiales como de personal. Cada vez son más las empresas e instituciones que se decantan por centralizar el control de inventariado y/o personal con un sistema de tracking RFID.

Las ventajas de estos sistemas se deben ante todo a la versatilidad de la tecnología, pudiendo modificar la cantidad de información almacenada en los tags en función de nuestras necesidades. Gracias a esto, podemos hacer un seguimiento exhaustivo de materiales sensibles haciendo controles en la cadena de producción y transporte para controlar variables sensibles como la temperatura, el trayecto seguido, etc. Pudiendo mostrarlo todo de una manera visual en una aplicación web o mediante la lectura directa in situ con un lector apropiado.

Dada las posibilidades de esta tecnología, surge la idea de aplicarla a un entorno institucional como es un centro de educación secundaria, concretamente con la intención de aplicar un sistema RFID para el control de acceso a aulas del alumnado y el control de inventariado de material del instituto.

1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto es el diseño de antenas apropiadas para un sistema RFID como el mencionado anteriormente. Se ha elegido como tipo de diseño las denominadas microstrip slot-coupled antennas, o antenas microstrip con acople por slot o ranura.

Comenzaremos mediante el diseño de modelos unitarios de antenas de estas características, centrándonos en buscar la adaptación para impedancias de 50 y 100 Ohmios, para posteriormente unir dichos elementos conformando un array, del que estudiaremos la correcta adaptación para una impedancia de entrada de 50 ohmios y sus respectivos diagramas de radiación para diferentes configuraciones de fase con el objetivo de observar las posibles variaciones en el apuntamiento del haz principal y sus efectos en la directividad general del sistema.

A la par estudiamos el diseño apropiado de las redes de alimentación aplicables a nuestro diseño, tomando en consideración las topologías equifase en árbol y en bus.

Por último estudiamos la adición de parches metálicos a la estructura para estudiar su efecto en la reducción de la radiación hacia atrás del sistema, así como otros beneficios o perjuicios que puedan suponer para nuestro diseño. Dicho estudio seguirá la misma estructura que en el caso sin parche, preparando previamente celdas unitarias de la antena para cada impedancia de entrada requerida y posteriormente uniéndolas conformando el array deseado.

Todos estos pasos nos llevarán también a tener una mejor perspectiva de la idoneidad de HFSS como software de simulación para antenas microstrip, tanto de modelos slot-coupled como modelos SSFIP.

1.3 Conceptos básicos

En este apartado vamos a explicar brevemente la tecnología microstrip, sus bases y fórmulas necesarias para el desarrollo de diseños en ésta tecnología. Por otro lado veremos también una pequeña introducción al estándar RFID, su nacimiento, aplicaciones, expansión y líneas futuras de desarrollo.

1.3.1 Tecnología Microstrip

La tecnología microstrip surge en 1952 en los laboratorios ITT como una manera de competir frente a la tecnología stripline de reciente desarrollo por aquella época. Una línea microstrip es una línea de transmisión fabricada con tecnología propia de circuitos impresos y que opera generalmente en el espectro de las microondas. Su estructura consta de una línea de metalización sobre una capa de dieléctrico con otra capa de metalización en su otra cara que hará a su vez de plano de tierra [Figura 1.1]. Esta estructura facilita su fabricación y abarata costes de implementación haciéndola una tecnología muy versátil para aplicaciones en este espectro electromagnético, pudiendo desarrollarse elementos como antenas, acopladores, filtros, divisores etc.

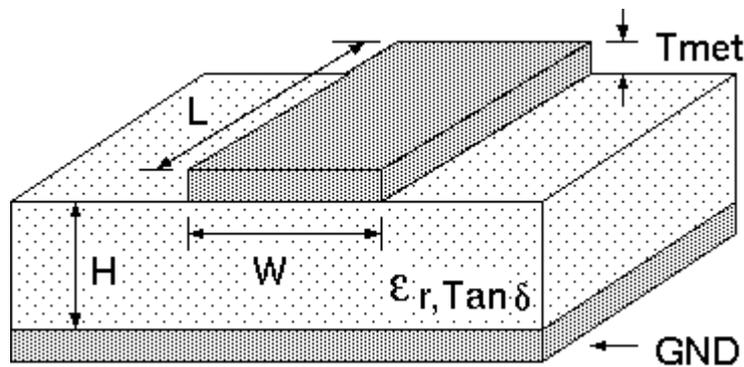


Figura 1.1 Estructura Microstrip

Estructuralmente, la presencia del dieléctrico y su ausencia en la zona por encima de la línea de transmisión, hace que el análisis del comportamiento de estas antenas se complique respecto a otras tecnologías como la mencionada stripline. En éstas los campos están contenidos dentro de una región de dieléctrico homogéneo, mientras que en el caso microstrip, las líneas de campo se concentran en su mayoría en el dieléctrico pero dejando una fracción de estas en la zona de aire sobre la zona del substrato [Figura 1.2]. Por esta razón una línea microstrip no puede tratar con una onda TEM, al tener una diferencia en la velocidad de fase del campo en la zona de aire y en la del dieléctrico, siendo ésta última afectada por la ϵ_r de éste. [1]

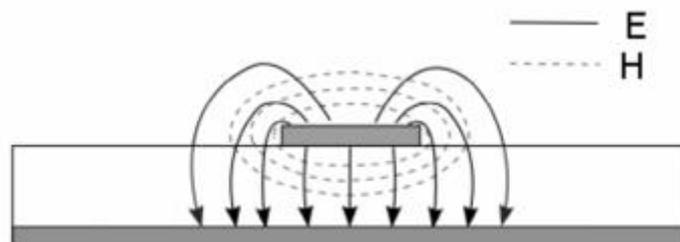


Figura 1.2 Campos en Microstrip

Para nuestro proyecto aplicaremos esta tecnología para el diseño de antenas donde en concreto usaremos dos tipos, las llamadas Slot Coupled Microstrip Antennas y posteriormente una mejora de este diseño conocido como SSFIP o antenas Strip Slot Foam Inverted Patch .

Las antenas de tipo Slot Coupled Microstrip son las primeras que analizaremos en este proyecto. Este modelo de antenas debe su existencia principalmente a los trabajos de David M. Pozar, que con su artículo de 1984 titulado ‘Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline’ [2] dio los primeros pasos en esta tecnología que a día de hoy sigue siendo estudiada en numerosos artículos para campos tan diversos como el RFID, el análisis de estructuras o aplicaciones a altas frecuencias. En este artículo se presenta la estructura general de este modelo de antenas, consistente en dos planos dieléctricos, uno de ellos contendrá un plano de tierra con una apertura y el otro nuestro elemento encargado de la radiación. Podemos ver una imagen de la estructura expuesta por Pozar en la Figura 1.3

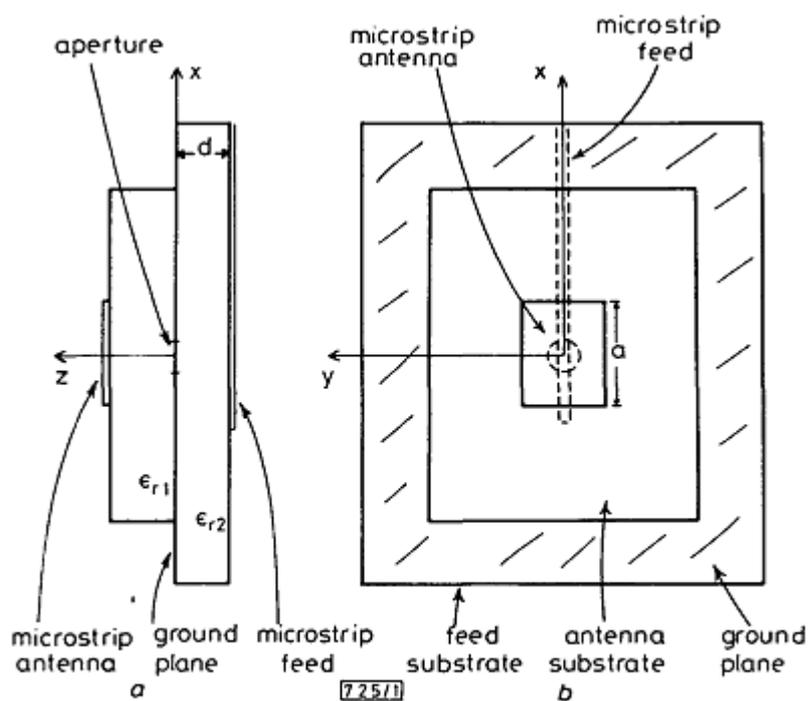


Fig. 1 Side view (a) and top view (b) of a rectangular microstrip antenna aperture coupled to a microstripline

Figura 1.3 Diseño original de Pozar

Ventajas asociadas a este diseño son entre otras la sencillez asociada al proceso de fabricación, que permite el uso de técnicas por impresión, la ausencia interacción en la radiación del elemento de alimentación con la antena dado el plano de masa intermedio etc. A pesar de las ventajas, este diseño no está exento de problemas como las ondas superficiales que contribuyen al aumento de lóbulos laterales y a la aparición de cros polarización. [3]

En nuestro caso, el diseño de estas antenas se ha visto modificado en algunos aspectos. Primeramente a nivel de dimensiones, dado que nuestra frecuencia de trabajo es de 867MHz hemos tenido que ampliar el tamaño de nuestra antena respecto al modelo de Pozar que originalmente trabajaba a 2.15GHz. Dado este cambio, hemos tenido que recurrir a las fórmulas de diseño clásicas para antenas de microstrip como la que buscamos. Buscando unas dimensiones que permitan la resonancia a nuestra frecuencia optamos por un tamaño base de substrato de $\lambda/2 \times \lambda/2$ para asegurar dicha resonancia y posteriormente tratar de reducir en función de los resultados obtenidos. Con el

dieléctrico elegido de entrada, usando para este modelo de antenas el Duroid 5880 de espesor 1.57mm y $\epsilon_r=2.2$ necesitamos calcular la ϵ_{eff} para poder calcular la longitud de onda efectiva. Nos basamos en la fórmula siguiente para estos cálculos [Figura 1.4] [1]:

$$\epsilon_{\epsilon} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

Figura 1.4 Permitividad efectiva

En este caso aplicamos la fórmula partiendo de que $\epsilon_r=2.2$, $d=1.57\text{mm}$ y W varía en cada caso al ser el ancho de la línea dependiente de la impedancia que deseemos. Establecidos los tamaños nuestra estructura consistirá entonces en una placa de dieléctrico cuadrada de las dimensiones que obtuvimos con la expresión anterior a la que uniremos por una cara nuestra línea de alimentación microstrip con las dimensiones apropiadas para obtener una impedancia de 50 o 100 Ω según dicte la necesidad del problema, y al otro lado un plano de masa que será una placa de metalización con una incisión que regularemos en tamaño y posición en las simulaciones como veremos en próximos apartados. Quedará un diseño similar a la Figura 1.5.

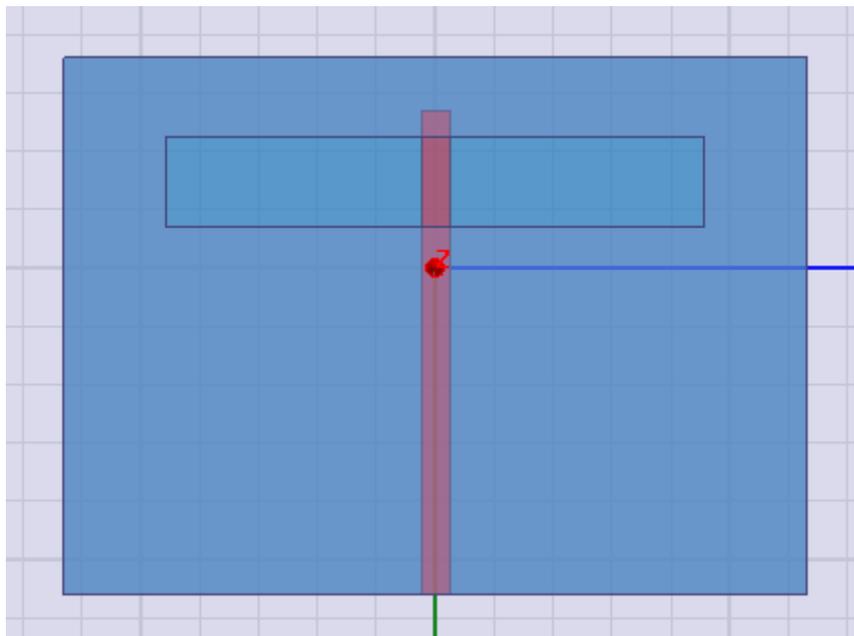


Figura 1.5 Vista General Slot Coupled Microstrip Antenna

El otro modelo empleado es el mencionado SSFIP, cuya principal diferencia radica en la adición de un parche al sistema con el fin de eliminar la radiación trasera y conseguir un ancho de banda de adaptación mayor, así como una mejora en la directividad del lóbulo principal obtenido en los resultados de las simulaciones.

La estructura original entonces se ve modificada con la adición de este nuevo elemento radiativo. Se añaden pues al diseño dos nuevos substratos sobre el original que contenía el plano de masa con el slot y la línea de alimentación en su otro extremo. En primer lugar disponemos una capa de espuma dieléctrica con una permitividad relativa similar a la del aire, es decir aproximadamente unitaria, que nos ayudará a separar parche de slot. Por último añadimos un substrato para el parche, manteniendo en este caso el parche hacia el interior de la estructura, en contacto también con la espuma [4].

Podemos ver una representación de esta estructura en la Figura 1.6

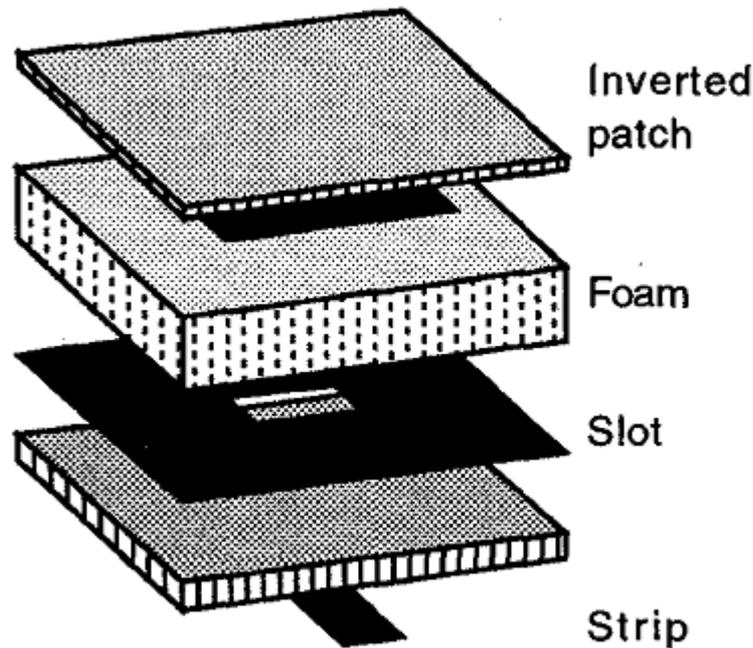


Figura 1.6 Estructura General Antena SSFIP

El origen de esta disposición viene de la necesidad de emplear un substrato grueso de baja permitividad para evitar la concentración del campo en el propio substrato de la antena y la necesidad paralela de emplear un substrato fino con alta permitividad para evitar radiación para el plano del parche. Separar ambas etapas es pues prioritario, y de ahí surge la idea original de las antenas SSFIP, cuyo nombre se refiere a las etapas consecutivas que va viendo la onda en la antena. Ventajas de este diseño son un ancho de banda un 30% mayor que el diseño anterior [5], reducción de la radiación trasera, y una implementación sencilla con tecnologías impresas. Mencionar aparte, que dependiendo del diseñador se puede sustituir la capa de espuma por aire añadiendo unos pilares que den estabilidad a la estructura final, en cualquier caso este cambio es relativamente inocuo eléctricamente ya que la espuma y el aire tienen parámetros similares, siendo un cambio más a nivel de facilidad de construcción.

En este diseño empleamos para las medidas iniciales las obtenidas mediante un programa diseñado por el grupo de investigación que explicamos en el apartado 3 de la memoria.

1.3.2 Introducción a la tecnología RFID

Un sistema de identificación por radiofrecuencia, o RFID del inglés RadioFrequency IDentification, permite la lectura de datos de etiquetas electrónicas por medio electromagnético tanto con línea de visión directo como sin ella. Esta característica convierte a esta tecnología en una implementación interesante para sistemas de ‘tracking’ e inventariado en diferentes escenarios industriales, siendo hoy día ampliamente estudiada y usada a nivel mundial.

Diversos autores fechan el inicio de esta tecnología en la Segunda Guerra Mundial, donde los alemanes observaron que mediante un viraje concreto al aproximarse a una de sus bases podían variar la respuesta que daba el avión a el radar. Los aliados por su lado implementaron el primer identificador de Friend or Foe (IFF), consistente en un transmisor situado en el avión que al detectar una señal de radar respondía con una señal que identificaba al avión como aliado. Este último comportamiento es muy similar al comportamiento de un sistema RFID, donde un lector (reader) envía una señal a un receptor, mayoritariamente pasivo, llamado ‘tag’, que responde indicando ciertos parámetros. [6]

Los primeros referentes de RFID moderno se basan en los trabajos de Stockman en su artículo ‘Communication by means of reflected power’ de 1948, siendo en 1950 con el desarrollo de los transistores de semiconductores añadida la componente de codificación al sistema. No es hasta 1973 que nos encontramos con la primera patente propiamente de tecnología RFID, siendo Mario Cardullo el desarrollador de un sistema de identificación con memoria aplicado a tráfico portuario en Nueva York. Estos primeros estudios y trabajos han sido la base para el desarrollo moderno del estándar RFID.

En términos de funcionamiento, un sistema RFID consta de diferentes etapas bien diferenciadas. Es necesaria pues la presencia de un lector o ‘reader’ que será el encargado de buscar los elementos etiquetados de nuestro sistema, conocidos como ‘tags’, pudiendo ser estos activos o pasivos dependiendo de la funciones que cubran y las necesidades del usuario. Para poder traducir la información enviada por los tags se necesita una etapa intermedia conocida como ‘Middleware’, que se encargará de las labores de codificación en nuestro sistema, cambiando las señales recibidas a una serie de parámetros mejor entendibles por el usuario final. Podemos ver un esquema de esta estructura en la Figura 1.7:

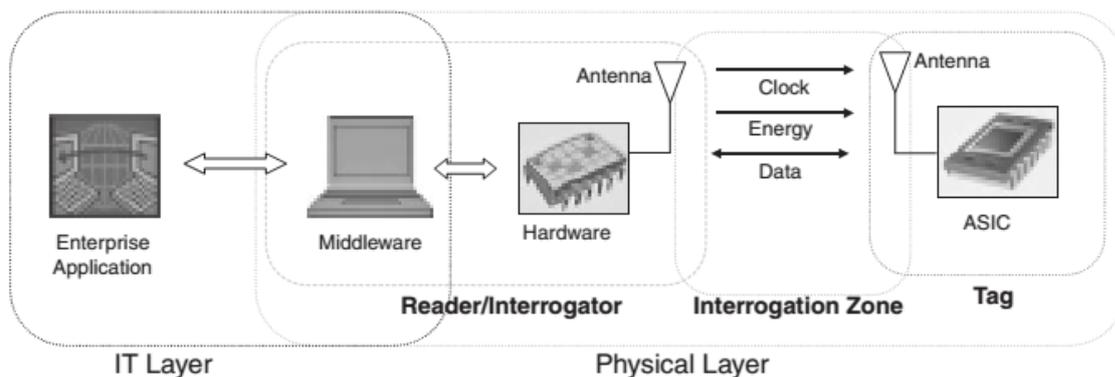


Figura 1.7 Esquema estructural RFID

Cabe destacar que los ‘tags’ constan de una antena y un chip que contendrá la información que queramos introducir en ellos, y que a diferencia de los códigos de barras suponen dos etapas extra en cuestión de implantación, ya que aparece la necesidad de imprimir o fabricar el tag y la de añadirlo al bien que deseamos etiquetar, mientras que en casos como el código de barras se imprime directamente en el propio objeto. Este detalle sumado al evidentemente superior coste de fabricación hace necesario un estudio detallado de la relación coste-necesidad de nuestra posible futura implementación.

Respecto al lector, podemos encontrarlos tanto manuales como fijos, en posiciones predeterminadas por el diseñador del sistema. Su composición consta básicamente de dos partes, la antena y el circuito de interrogación, que hace de puente entre la antena y la capa software o de Middleware. Tenemos un par de ejemplos de lectores de RFID en la Figura 1.8



Figura 1.8 Ejemplos de lectores RFID. Modelo fijo y handheld.

Por último la etapa de Middleware se encarga de enviar y recolectar datos del interrogador, y de aplicar procesos relacionados con el negocio o industria en la que esté implantado el sistema. Esta información es recogida y procesada previamente para enviarla al software implementado por la empresa que se encarga de configurar y manejar la etapa completa.

En términos de espectro electromagnético, los sistemas RFID pueden trabajar en las bandas LF, HF y UHF. Para nuestro proyecto empleamos las frecuencias consideradas de UHF para el estándar europeo, siendo nuestros diseños funcionales para 867MHz, que cae en el margen de frecuencias apropiado para 'tags' pasivos. Todos los protocolos en este margen frecuencial UHF tienen algún tipo de sistema anticolidión implementado, por lo que se puede trabajar en un escenario con lectura múltiple, pudiendo además tener un margen de lectura de hasta 20 metros en buenas condiciones. Cabe destacar que en UHF surge un problema, y es que los 'tags' asociados a elementos que contengan agua, tejidos orgánicos o metales, ven su rendimiento reducido por absorción y desintonización.

En conclusión, podemos hacer un resumen de las ventajas y desventajas propias de estos sistemas:

- No es necesaria una línea de visión directa, por lo que podemos reducir la interacción humana al mínimo.
- Los 'tags' pueden ir asociados tanto a elementos concretos, como a contenedores, palets etc. lo que resulta beneficioso a efectos de inventariado y control.
- Tienen una mayor capacidad que otros estándares como los códigos de barras o los QR.
- La estructura de los 'tags' es variada, pudiendo emplearse en condiciones difíciles para otros estándares, contando con diversos encapsulados apropiados para cada caso.
- Se puede obviar la apertura de palets o contenedores haciendo una lectura desde fuera para comprobar que estén todos los bienes en el interior.
- Aunque es una tecnología en auge, aún está menos desarrollada que otras como el código de barras, y su implementación aun no ha alcanzado cotas globales.
- El coste de los 'tags' es un factor prioritario, necesitándose un estudio previo detallado para comprobar la viabilidad de la implantación de un sistema de estas características.

- Los tags requieren dos etapas, de fabricación e instalación, mientras que otras tecnologías se imprimen directamente en los objetos, reduciendo el tiempo necesario para su manipulación.

1.4 Software empleado

Durante el transcurso del proyecto hemos empleado fundamentalmente dos programas de diseño, Microwave Office (MWO) y HFSS. A continuación veremos una breve introducción a cada uno de los programas y comentaremos las opciones más usadas a lo largo de los diseños que hemos ido abordando durante el proyecto.

1.4.1 Introducción a HFSS

El software de Ansoft HFSS es el programa central de nuestro proyecto. Su nombre proviene del inglés High Frequency Structure Simulator, y nos permite, en efecto, diseñar y estudiar estructuras tridimensionales a nivel de radiación y otros parámetros. Se trata pues de un simulador de campos para estructuras tridimensionales, que con un entorno intuitivo estilo Windows nos permite el modelado, simulación, automatización y resolución de problemas avanzados de una manera relativamente sencilla y precisa.

Dentro de las peculiaridades propias de HFSS, cabe destacar el empleo conjunto del método integral y el método de elementos finitos, que nos permitirán un mallado adaptativo a nuestro problema dependiendo de su estructura, no teniendo que dedicarnos a buscar el mejor mallado previamente a las simulaciones.

El método de los elementos finitos es empleado para el cálculo del mallado, y tal y como está implementado en HFSS consiste en una aproximación de la función de error mediante la discretización y muestreo de la función. Podemos ver un ejemplo en la Figura 1.9, donde vemos una función general, que hemos discretizado dividiéndola en 5 celdas. [7]

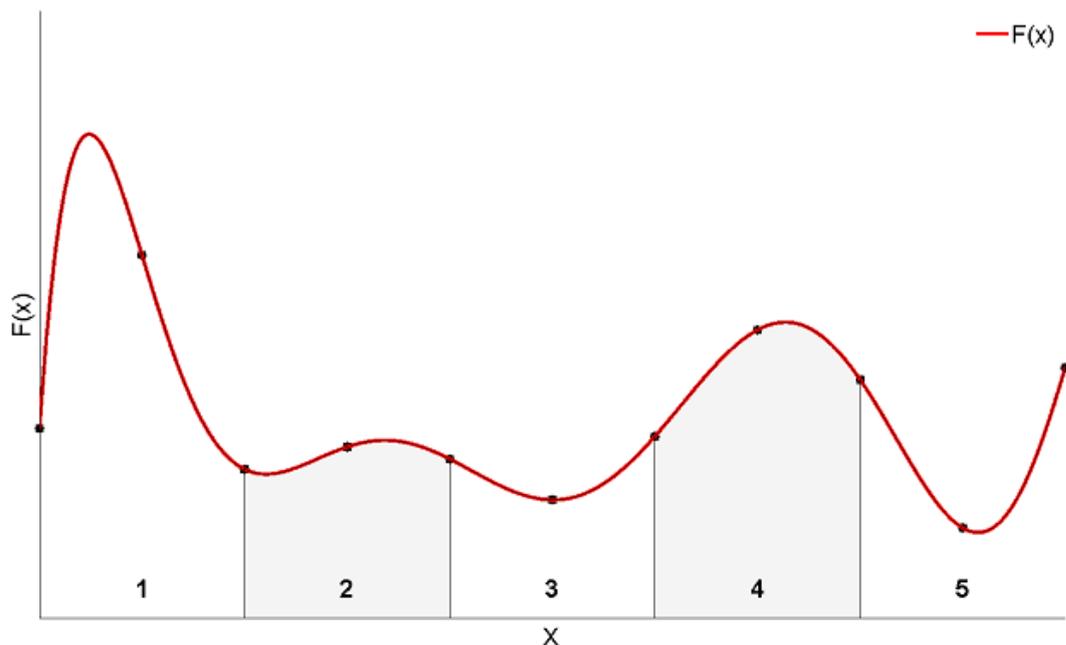


Figura 1.9 Ejemplo 1 FEM en HFSS

Cada una de las celdas es muestreada para que describa la función a lo largo de su longitud. Una de las ventajas de HFSS en este caso, es que puede calcular el error a pesar de no disponer de la función original, pudiendo verse un ejemplo en la Figura 1.10

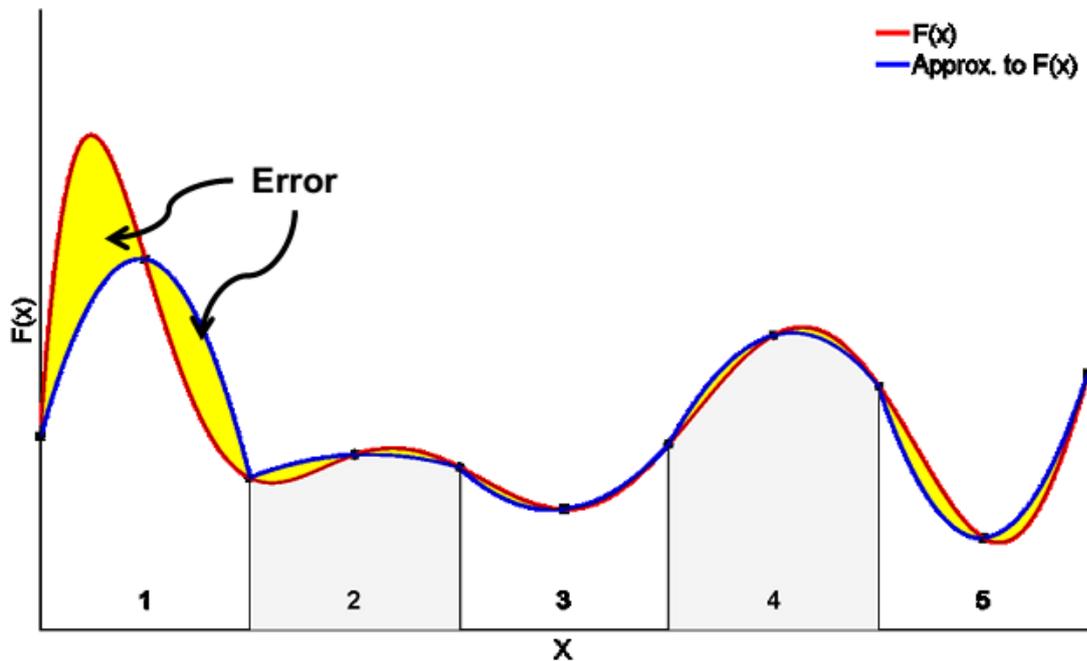


Figura 1.10 Ejemplo 2 FEM en HFSS

Con el error calculado HFSS aumenta el mallado, o la división de las celdas en este caso, en las zonas donde el error es mayor, con el objetivo de aumentar la precisión. Así como podemos ver en la Figura 1.11 obtenemos una aproximación cada vez mejor de nuestra función de error, solucionando de manera rápida y eficiente el problema del mallado en simulaciones grandes. En las simulaciones efectuadas para el proyecto se emplea un mallado tetraédrico que permite el refinamiento local y evita la necesidad de un mallado uniforme para todo el diseño.

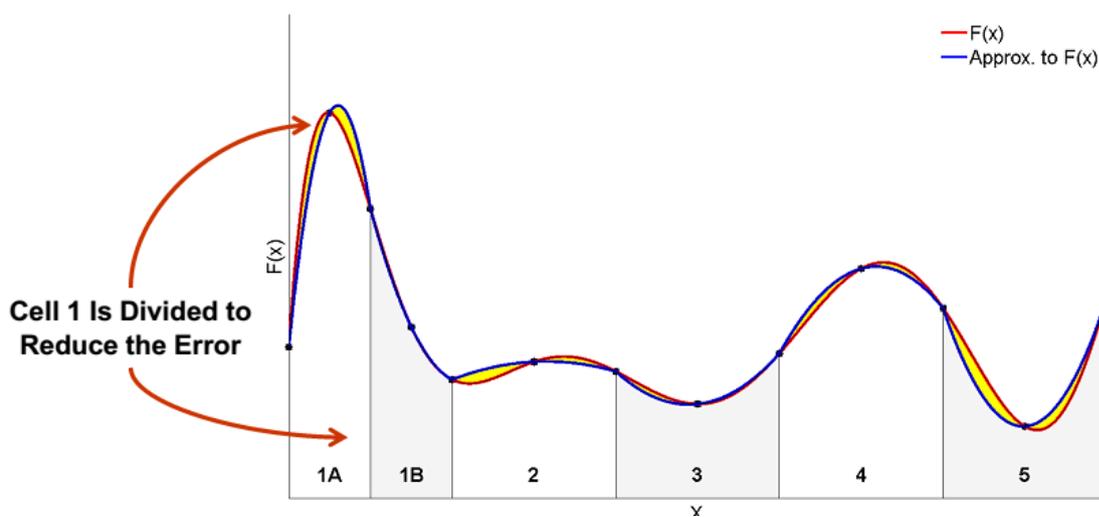


Figura 1.11 Ejemplo 3 FEM en HFSS

Para nuestras simulaciones, el programa se encarga entonces de simular los campos y establece un mallado que va siendo refinado de tal manera que los parámetros S converjan hasta un

punto que nosotros podemos establecer en las opciones de simulación, siendo éste paso algo a tener en cuenta a la hora de las primeras simulaciones, donde unas condiciones relajadas permiten un mayor ritmo de simulaciones hasta aproximarnos a los valores que buscamos para nuestra antena, donde tendremos que aumentar la precisión. Podemos ver un ejemplo de esta modificación en la Figura 1.12 y 1.13 donde podemos ver los diferentes valores a introducir, como pasos de simulación, valor mínimo de la función de error, pasos en convergencia mínimos etc.

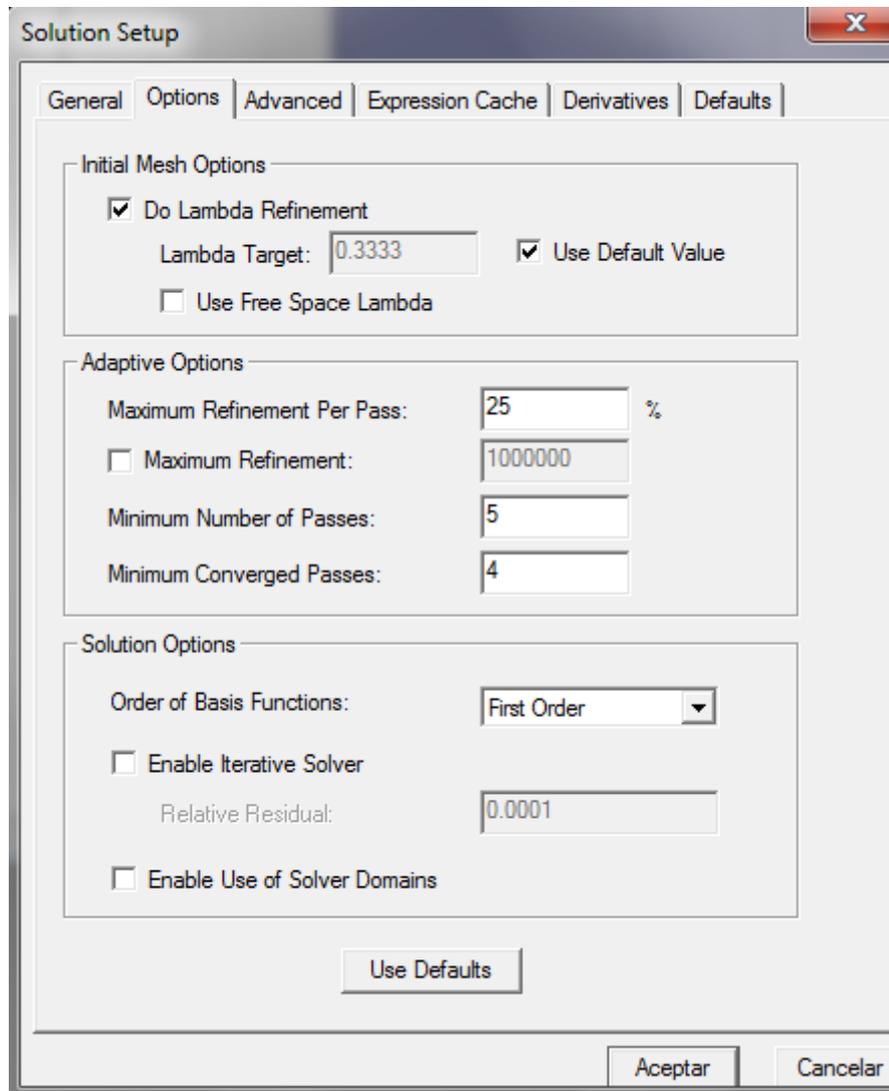


Figura 1.12 Parámetros de Simulación HFSS

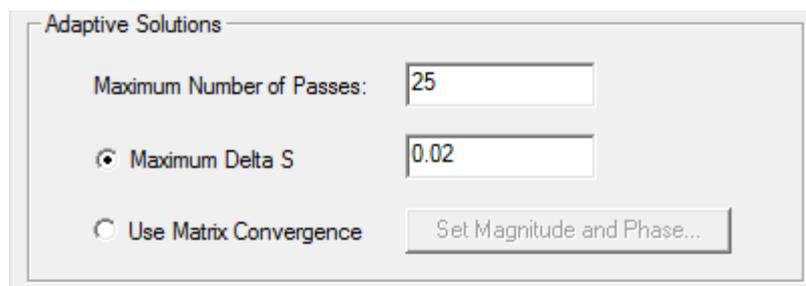


Figura 1.13 Parámetros de Simulación HFSS

Vista esta peculiaridad del software pasaremos a un breve comentario de su interfaz y funcionalidades básicas, que serán ampliadas en los apartados correspondientes al diseño para una mayor comprensión de éste.

En primera instancia cabe destacar la interfaz de HFSS, que se divide en una vista general del esquemático donde iremos modelando nuestro sistema, y una vista en árbol de los elementos que comprenden nuestro diseño, siendo divididos según su material y tipo, en la zona central. En la parte superior podemos ver una barra de herramientas con accesos directos a las funciones más empleadas, tales como operaciones booleanas con elementos, resolución de simulaciones, asignación rápida de materiales etc. Por último en la parte inferior de la ventana principal encontramos la ventana de progreso, donde veremos cómo evoluciona la simulación que llevemos a cabo, y la ventana de mensajes donde el simulador nos mostrará mensajes de carácter general sobre fallos, advertencias, cambios que impliquen una nueva simulación etc. Podemos ver una vista general de lo anterior en la siguiente Figura 1.14

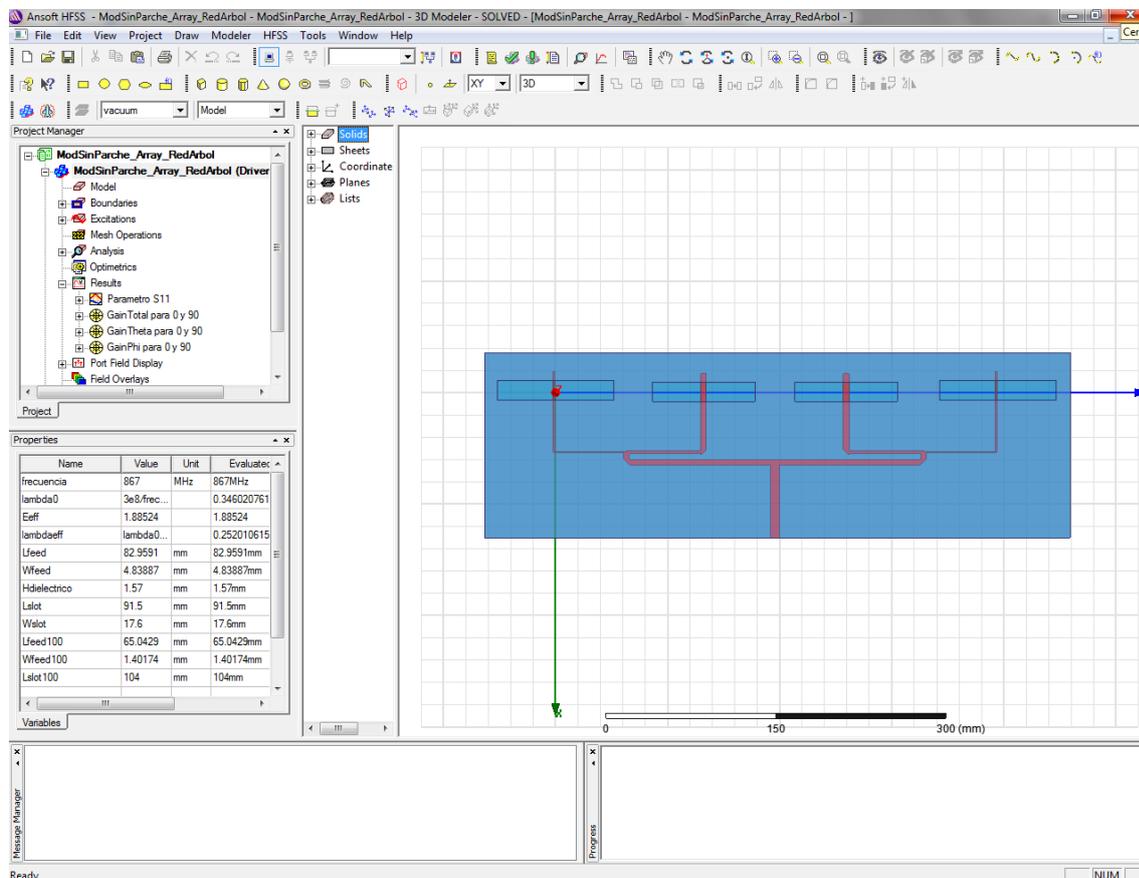


Figura 1.14 Vista general HFSS

Para nuestros diseños, trabajaremos fundamentalmente con las opciones de trazar superficies rectangulares y objetos tridimensionales cúbicos. Una vez creados y posicionados los objetos, asignamos las condiciones de contorno necesarias, estas condiciones se pueden resumir en :

- Perfect E: los elementos metálicos tales como líneas de alimentación, parches etc. se encuadran en elementos radiativos y se asocian a esta condición de contorno.
- Radiation boundary: para el cubo de aire necesario para llevar a cabo las simulaciones definimos una frontera de radiación y la asociamos a la estructura.

- Lumped Port: los puertos de nuestras antenas van en formato Lumped Port, que permite un estudio detallado de los parámetros S y son los más apropiados para tecnología microstrip.

Añadidos los elementos, configuradas las fronteras y asignados los materiales de nuestro diseño, el paso final es definir una simulación para nuestra frecuencia, dando una frecuencia objetivo y un número de pasos de simulación en función de la precisión deseada, siendo interesante dar menos pasos al principio para ir aproximando el diseño rápidamente a donde deseemos sin perder tiempo en simulaciones largas, pudiendo aumentar la precisión a posteriori con los tamaños ya calibrados.

1.4.2 Introducción a Microwave Office

El segundo programa más empleado a lo largo del proyecto ha sido Microwave Office, de ahora en adelante MWO. Esta herramienta presenta un entorno intuitivo para el diseño y simulación de circuitos de microondas por lo que su uso para el diseño de las redes de alimentación de nuestros arrays es prioritario.

El programa de Applied Wave Research Inc. presenta el diseño con una interfaz gráfica muy sencilla de emplear, y consta de dos métodos de resolución de circuitos, uno mediante la creación de los propios circuitos y su posterior simulación basada en equivalentes circuitales, y otra mucho más precisa basada en el estudio de los campos electromagnéticos existentes en la red a simular. [8]. A pesar de la precisión de este segundo método, emplearemos el primero para resolver rápidamente los circuitos y poder pasarlos al simulador HFSS para ver su respuesta más exacta.

En la Figura 1.15 podemos ver una imagen del espacio de trabajo de la aplicación, donde distinguimos las diferentes partes sobre las que trabajaremos en nuestro diseño. En la barra de título veremos el nombre del proyecto que estemos elaborando, y justo debajo los clásicos menús desplegables de toda aplicación de Windows, con diversas opciones como opciones de simulación, opciones de la aplicación, añadir esquemáticos al proyecto etc.

Las zonas más importantes y en las que más tiempo pasaremos trabajando son el espacio de trabajo y la Vista de Proyecto con sus respectivas pestañas. En el espacio de trabajo veremos lo que tengamos elegido en la Vista de Proyecto, por lo que si elegimos el esquemático, observaremos nuestro diseño circuital de bloques, si seleccionamos el Layout, veremos la estructura física del diseño y así con cada una de las opciones posibles.

Las diversas pestañas que componen la Vista de Proyecto muestran respectivamente una vista en árbol de todos los elementos que tengamos, ya sean esquemáticos, gráficas, parámetros del diseño etc.. En Elem tenemos la lista de elementos que podemos añadir a nuestro esquemático organizados según tipo y tecnología, siendo para nuestro caso especialmente interesantes por razones obvias la lista de elementos Microstrip. Las pestañas Var y Layout muestran variables que hayamos definido para optimizar nuestro diseño y opciones para mejorar el layout de nuestro diseño.



Figura 1.15 Espacio de trabajo MWO

Nuestros diseños en este programa se van a limitar fundamentalmente a redes de alimentación, concretamente en tecnología impresa microstrip. Emplearemos básicamente los siguientes elementos:

- PORT: estos elementos representan los puertos de nuestro diseño, pudiendo modificar la impedancia que les asignaremos. Importante tener siempre claro la numeración de puertos para a la hora de trazar gráficas no cometer errores, ya que estos se enumeran automáticamente según los situamos en el esquemático.
- MLIN: el elemento fundamental de nuestro diseño son las líneas microstrip. Parámetros asociados a estas líneas son su largo y su ancho, que obtendremos de la aplicación TXLine que viene incluida en MWO y que comentaremos brevemente a continuación.
- MTEE\$: las uniones en T de nuestro circuito vienen representadas por este bloque. El símbolo de dólar, \$, implica que el bloque tiene carácter 'inteligente' y no requiere que se introduzcan los valores de anchura de las líneas que se le conecten. A veces en redes grandes puede dar problemas y hay que cambiarlo por un MTEE, al que sí hay que especificarle los anchos de las líneas que une.
- MBEND90X\$: los codos del circuito, donde realizamos los giros de línea de 90° vienen representados por dos bloques, siendo éste el principal. Como en el caso anterior, al ser un bloque 'inteligente' no necesita los valores de anchura de las líneas que une.
- MBENDA: en los circuitos de la red en árbol no podemos encadenar elementos siempre con MBEND90X\$ por errores del simulador, por lo que recurrimos a este tipo de codos, a los que habrá que darles un valor de anchura que corresponderá con las líneas que una.
- MSUB: uno de los elementos más importantes, y a la vez menos empleados es el sustrato general del diseño. En este bloque definimos los parámetros de nuestro sustrato, tales como espesor, tangente de pérdidas, permitividad etc.

Para finalizar esta breve introducción a Microwave Office, mencionaremos una herramienta presente dentro del software, que por su utilidad es vital para los diseños. Con TXLine tenemos una calculadora de parámetros para tecnología microstrip, donde introduciendo los valores que tenemos de nuestro dieléctrico, así como la impedancia y frecuencia deseada, obtendremos los valores necesarios de longitud y anchura de la línea microstrip necesaria. Podemos ver una imagen general de ésta utilidad en la Figura 1.XX

En dicha figura vemos un ejemplo ya calculado para nuestro dieléctrico principal empleado en las antenas sin parche, Duroid 5880 con $\epsilon_r=2.2$. Vemos en los parámetros que el programa está configurado ya para obtener los valores de la línea para una impedancia de 50Ω a nuestra frecuencia de trabajo de 867MHz.

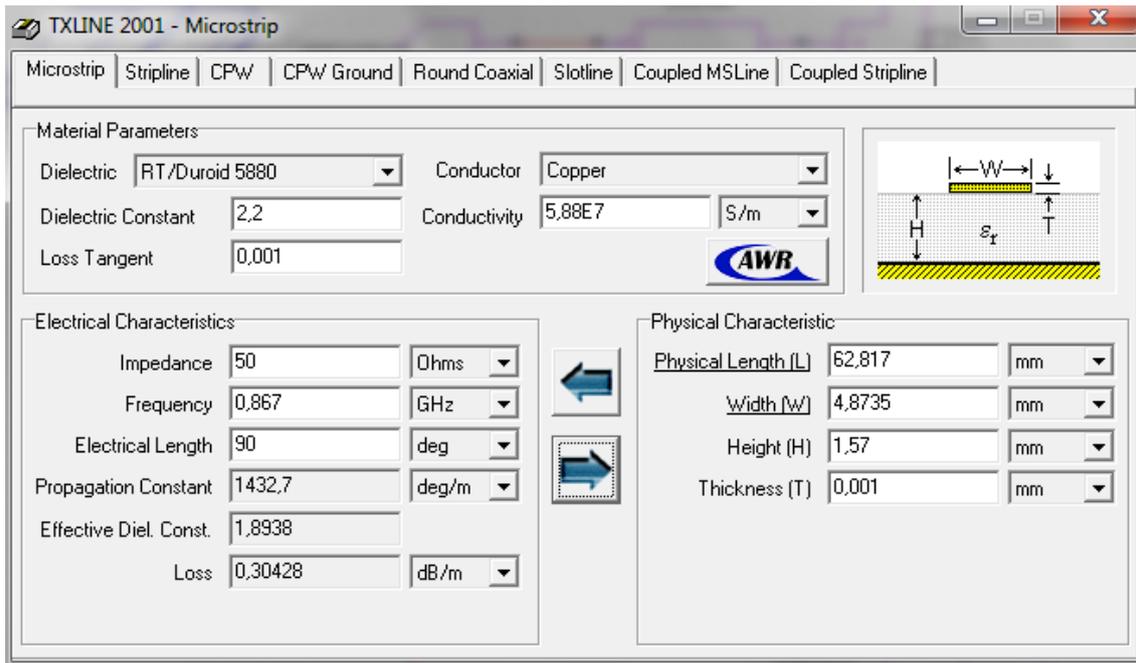


Figura 1.16 Utilidad TXLine

2. Diseño sin parche

En este apartado abordaremos los primeros diseños para nuestro sistema, comenzando por un modelo simplificado de los elementos que compondrán nuestro array final, las redes de alimentación empleadas para éste y por último el análisis del propio array ya configurado completamente en HFS.

2.1 Limitaciones a tener en cuenta

Durante esta fase de diseño se tuvieron en cuenta diversas limitaciones que a efectos prácticos han condicionado el desarrollo de los diseños de una manera restrictiva. De estas limitaciones, cabe destacar:

- Dieléctrico fijo Duroid 5880, de espesor 1.57mm y $\epsilon_r=2.2$. La elección del dieléctrico se fundamentó en la disponibilidad de dicho dieléctrico en la universidad, para emplear un material común y por si se diera la opción de construir el modelo final.
- Limitaciones de tamaño. Dado que la idea principal del proyecto es incorporar la antena definitiva en el marco de una puerta, buscando disimularla detrás del propio marco para evitar manipulaciones, se opta por reducir al mínimo los espesores (de ahí también que el espesor de la capa de dieléctrico sea fijo) y tamaños generales del sistema.
- Limitaciones en la topología de la red de alimentación. Nuevamente por limitaciones de espacio hemos reducido las opciones a dos casos, una topología en árbol y otra en bus. Aunque con el paso de los diseños hemos empleado más la topología en árbol equifase, también se han realizado algunas pruebas para ver el efecto de un cambio de fase en los elementos del array, para posibles futuras pruebas.
- Frecuencia de 867MHz para el diseño. Elegimos la frecuencia de 867MHz, dentro del standard europeo para RFID.

2.2 Diseño de una celda unitaria adaptada a 50Ω

Nuestro primer diseño consiste en una antena sencilla con una línea microstrip de 50Ω acoplada a un slot (microstrip slot coupled antenna).

Para encontrar el diseño apropiado, al ser una tecnología que no hemos estudiado con anterioridad, hemos analizado diversos artículos de Pozar, que es considerado el principal referente de esta tecnología, y uno de los referentes en tecnología de microondas. [1] [2] [3]

La estructura de nuestra celda consiste en un sustrato de Duroid 5880 de 1.57mm de espesor al que añadimos por una cara una línea microstrip preparada con la longitud y ancho apropiados para obtener una impedancia de 50Ω en nuestra frecuencia de 867MHz con una ϵ_r de 2.2. En la cara opuesta ponemos un plano metálico de tierra, donde pondremos nuestro slot, en perpendicular a la línea de alimentación, quedando la estructura como en la Figura 2.2

Para las medidas de la línea de alimentación hemos empleado el software TXLine que viene incluido en la aplicación Microwave Office. Configuramos todos los parámetros, poniendo especial cuidado en las unidades. Obtenemos los siguientes resultados [Figura 2.1]:

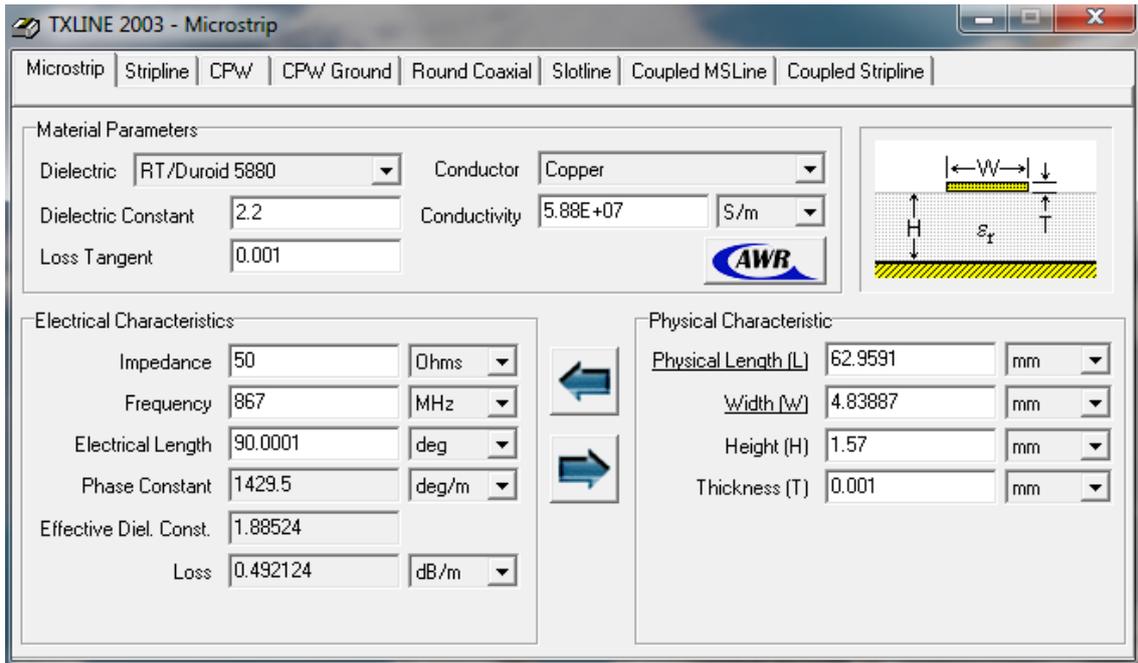


Figura 2.1 Parámetros TXLine

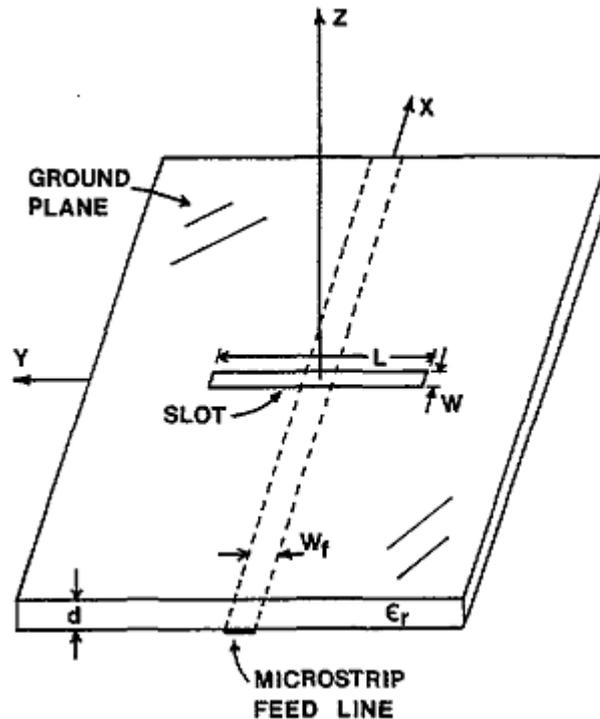


Figura 2.2 Estructura Slot Coupled Antenna

Para la elección de los tamaños del sustrato, a falta de información más clara en artículos y libros revisados, decidimos comenzar con un cuadrado de dieléctrico con un lateral igual a la longitud de onda efectiva del diseño. Para el cálculo de dicha longitud de onda efectiva, necesitamos la

constante dieléctrica efectiva, que explicamos en la sección correspondiente a tecnología microstrip del capítulo de introducción.

Así pues, pasando nuestro diseño a HFSS, la estructura en dicho simulador queda como la siguiente [Figura 2.3]:

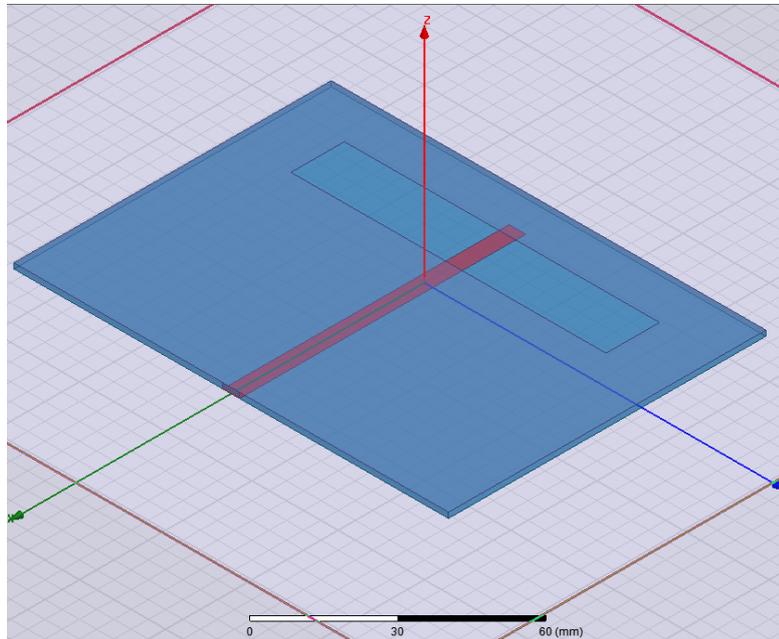


Figura 2.3 Vista en HFSS Celda 50 Ohmios

Durante la etapa de implementación del diseño en el simulador, hemos ido parametrizando todas las medidas susceptibles de cambios en la fase de simulación, para facilitar el diseño realizando barridos paramétricos hasta encontrar los valores que necesitamos. Los parámetros incluyen el largo y ancho del sustrato, longitudes y anchos de línea microstrip y slot y posición del slot respecto de la línea.

Los parámetros que en definitiva han resultado ser los más importantes a la hora de acercar el diseño a nuestras expectativas han sido los referidos al slot, esto es, su longitud, ancho y posición respecto a la línea de alimentación. Podemos ver en la figura [Figura 2.4] cómo afectan diferentes modificaciones de los parámetros, para comprender cómo ha sido el proceso de diseño.

Fundamentalmente, vamos buscando un pico de adaptación cercano a nuestra frecuencia haciendo un barrido de anchuras del slot, y cuando tenemos un nivel apropiado (alrededor de unos -10dB) vamos calibrando de manera más ajustada tocando poco a poco la longitud del slot (a mayor longitud, podemos ver en las imágenes anteriores, el pico de adaptación desciende en frecuencia). En este caso en particular, la posición del slot respecto a la línea de alimentación no es demasiado crítica siempre que lo mantengamos a una distancia aproximada de un cuarto de la longitud de onda efectiva del puerto de alimentación, para que así, caiga el slot en un máximo de la onda transmitida.

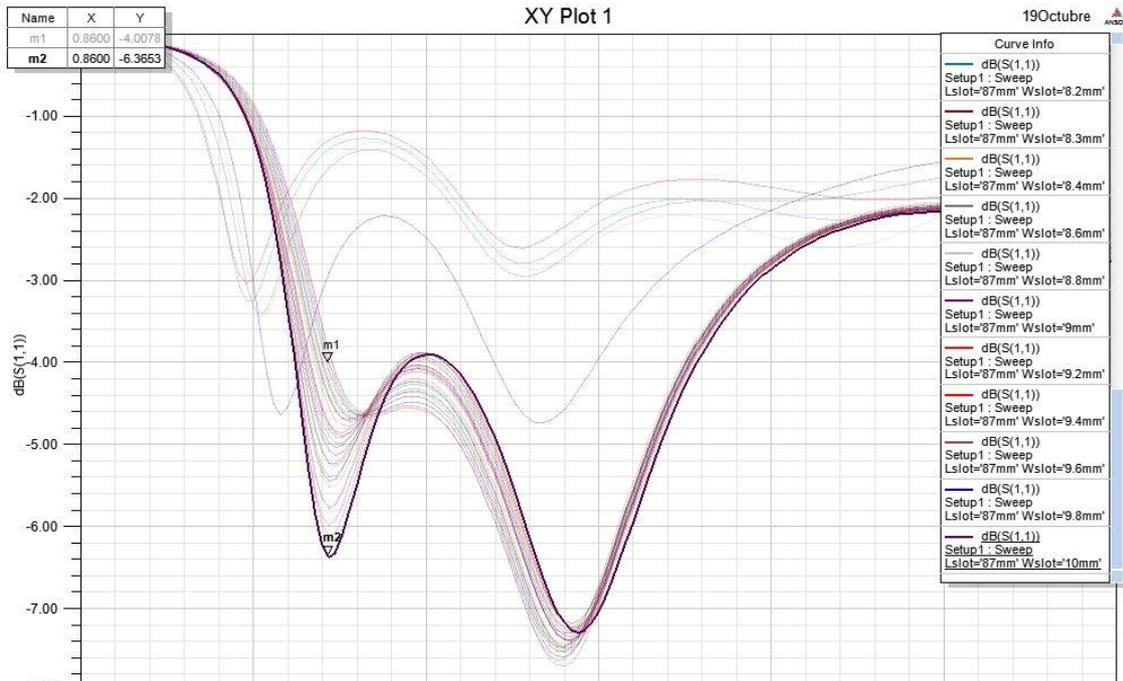


Figura 2.4 Barrido en Longitud del Slot

Podemos apreciar como en la figura realizamos un barrido de las longitudes del slot, y que a pesar de tener valores más marcados para longitudes pequeñas, éstas, se encuentran demasiado lejos de nuestra frecuencia de trabajo. Por tanto optamos por elegir un valor más elevado para ir probando. Tomamos la elección de una longitud de 87mm, y un barrido del ancho del slot nos va demostrando cómo va variando el nivel de adaptación para dicho valor.

Este es el método de trabajo que iremos repitiendo para el diseño del resto de celdas y antenas. Preparar el diseño base, parametrizarlo, comenzar con barridos generales de los parámetros que consideremos críticos y afinar el resultado hasta llegar a la solución que necesitamos.

2.2.1 Resultados y comentarios

Llegados a los valores vistos anteriormente solo quedaba la parte del ajuste fino, cuyos resultados veremos a continuación.

En HFSS preparamos las gráficas que más información nos den de nuestro diseño, siendo estas generalmente los diagramas de radiación (para valores de $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=90^\circ$), y los parámetros S (que dependiendo del diseño mostrarán el S11, o en caso de problemas con múltiples puertos simultáneos, el S22, S33, etc.).

Para este primer diseño, tenemos los siguientes resultados. En primer lugar, en la Figura 2.6 tenemos la adaptación de nuestra antena. En este diagrama podemos ver el valor del parámetro de reflexión en el puerto de entrada (único en este caso) en dB.

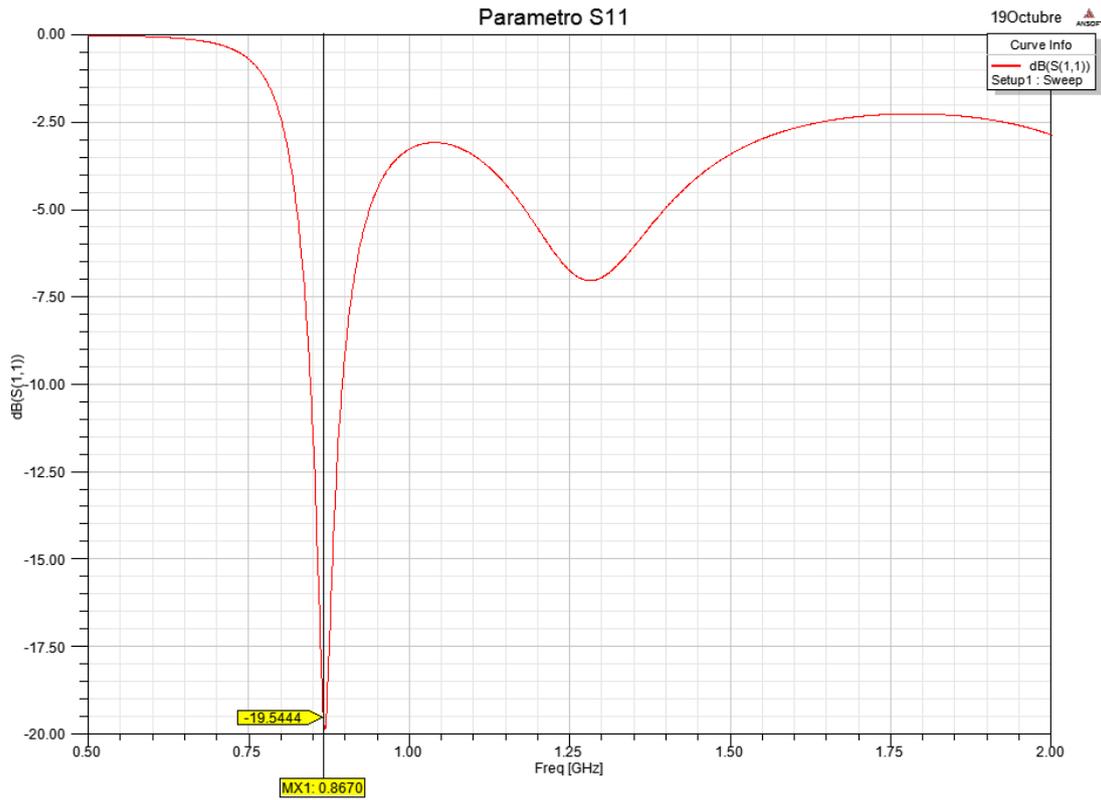


Figura 2.6 Parámetro S11 Antena de 500hm

El marcador amarillo muestra una adaptación de casi -20dB para nuestra frecuencia de trabajo, lo cual nos indica que nuestra antena está correctamente adaptada.

Pasamos después a ver los diagramas de radiación, que nos mostrará cómo se distribuye la radiación en torno a nuestra antena.

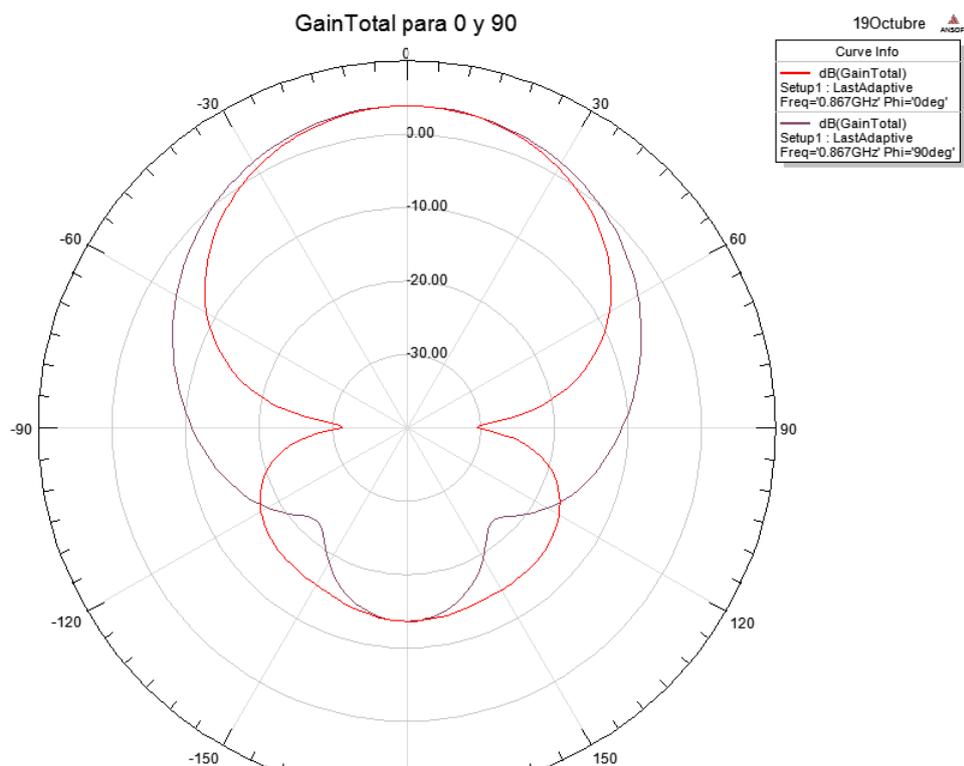


Figura 2.7 GainTotal Antena 500hm

Podemos ver que la radiación hacia atrás de estos elementos es importante, por lo que quizá deberíamos estudiar cómo eliminarla. También tenemos los diagramas de radiación con GainTheta y GainPhi, para los respectivos valores de $\Phi=0^\circ$ y 90° [Figuras 2.8 y 2.9].

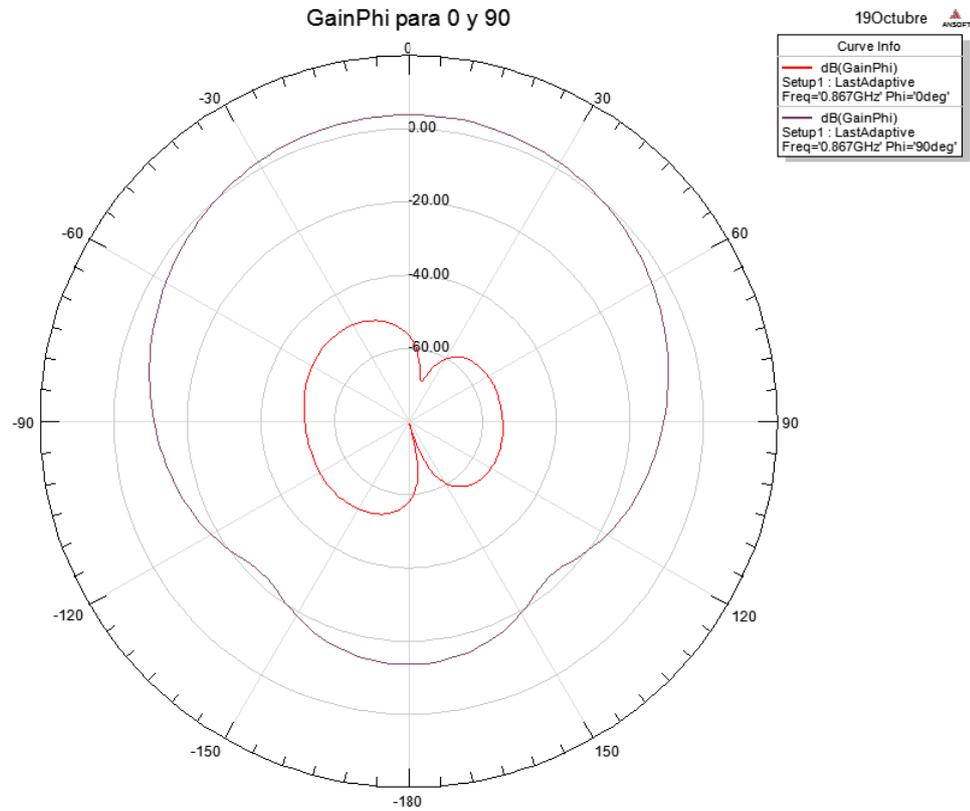


Figura 2.8 GainPhi Antena 50Ohm

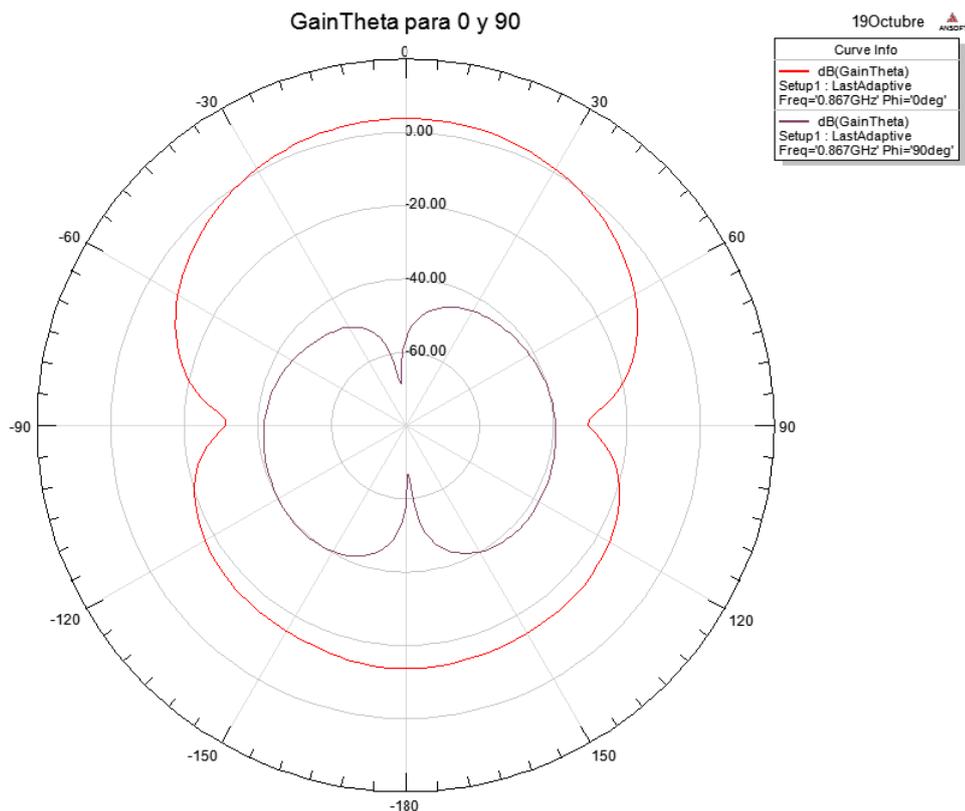


Figura 2.9 GainTheta Antena 50Ohm

Vamos viendo que uno de los principales problemas de el diseño de nuestras celdas sin parche va a ser la radiación hacia atrás, acompañada además por una directividad escasa.

2.3 Diseño de una celda unitaria adaptada a 100Ω

Para nuestro sistema final hemos decidido emplear también elementos de impedancia 100 Ohmios para minimizar los lóbulos secundarios y poder conseguir una directividad mejor. Para tal fin abordamos el diseño de un elemento unitario de dicha impedancia que nos servirá de base para ir trabajando.

El diseño es igual que en el caso anterior, con la salvedad de tener una línea de alimentación más estrecha, al tener una impedancia doble al caso anterior, y las respectivas modificaciones que supondrán las interacciones de sus campos con nuestro slot. En cualquier caso el proceso es el mismo, establecer un modelo parametrizado con las formas básicas y realizar pruebas hasta encontrar nuestros valores deseados.

Para el diseño de la línea de alimentación recurrimos nuevamente a TXLine, teniendo en cuenta a la hora de introducir los valores que queremos una impedancia de 100Ω . En la siguiente imagen vemos que como esperábamos, el ancho de nuestra línea ha disminuido al aumentar la impedancia de ésta. [Figura 2.10]

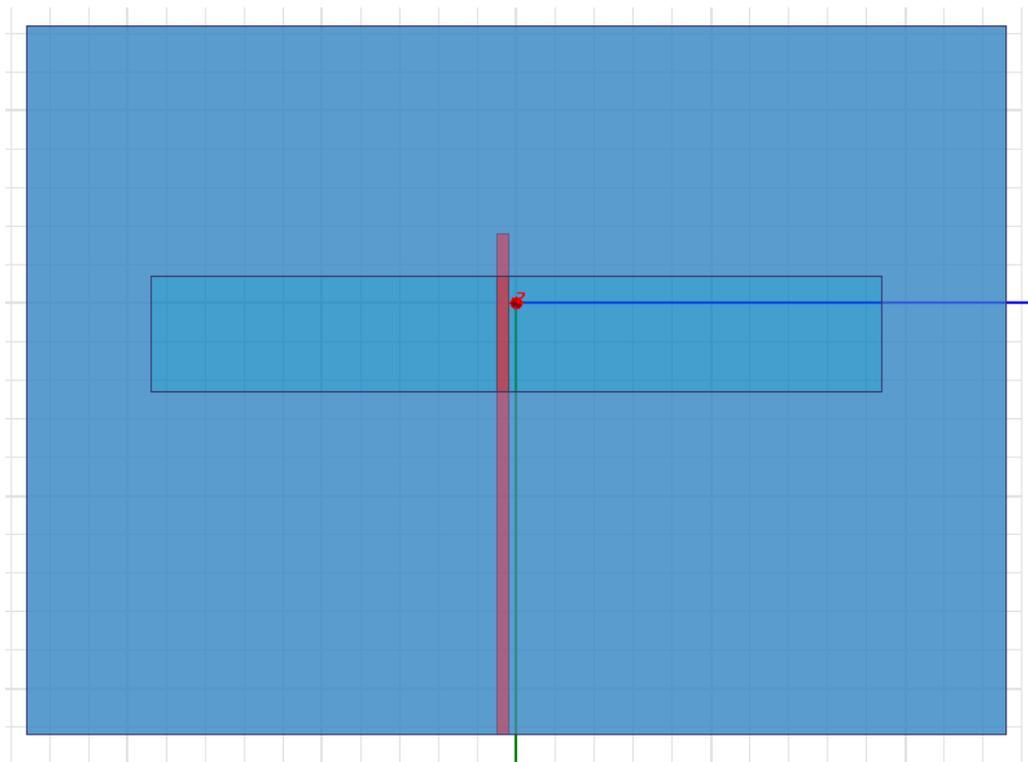


Figura 2.10 Vista antena 100 Ohmios en HFSS

2.3.1 Resultados y comentarios

Realizadas las pertinentes simulaciones hemos llegado a los siguientes resultados. En el diagrama de parámetros S, obtenemos una buena adaptación del S11 para el diseño, por lo que hemos adaptado bien el slot a la línea como podemos ver en la Figura 2.11

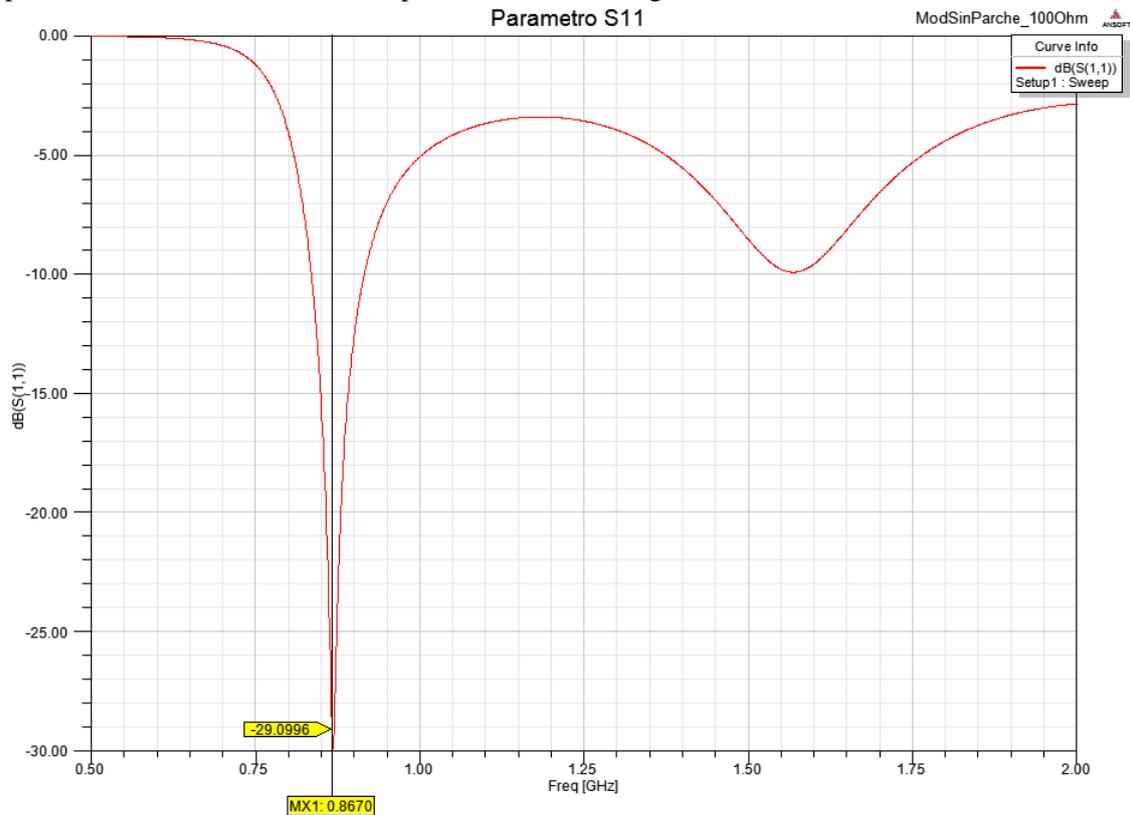


Figura 2.11 Parámetro S11 Antena 100Ohm

Lo ideal sería encontrar un ancho mayor alrededor de nuestra frecuencia de trabajo, pero en estos casos de frecuencias tan bajas es aparentemente imposible. Sin embargo, con la adición de un parche al diseño como veremos en apartados posteriores, sí que podemos conseguir otro pico de adaptación al que, jugando con los valores, podemos forzar para que se acerque a los valores de la frecuencia deseada, dándonos una adaptación más robusta frente a derivas en frecuencia.

A continuación veremos los resultados de los diagramas de radiación, que como veremos tienen problemas similares al caso anterior en puntos como la directividad y la radiación backwards.

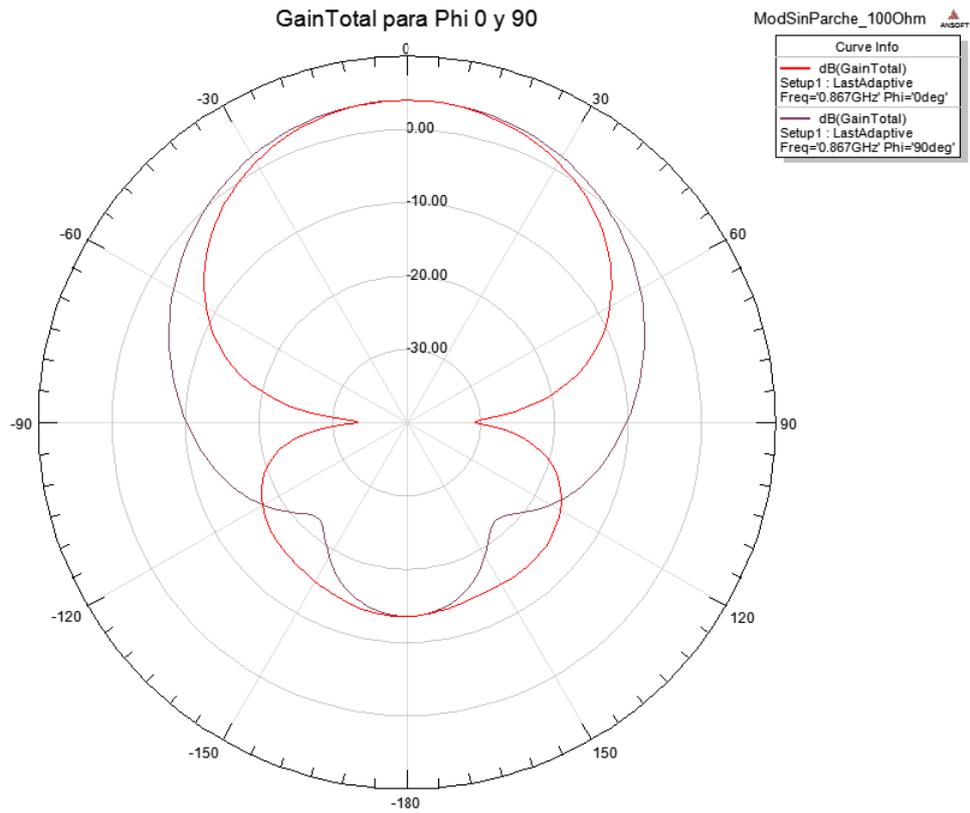


Figura 2.12 GainTotal Antena 100Ohm

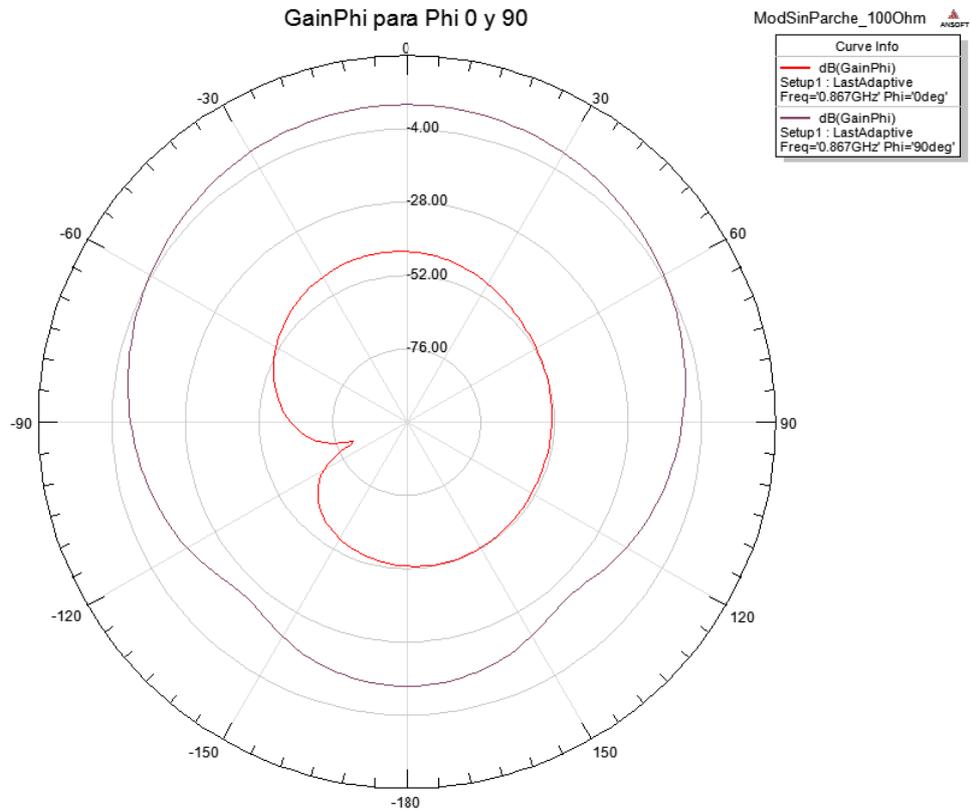


Figura 2.13 GainPhi Antena 100Ohm

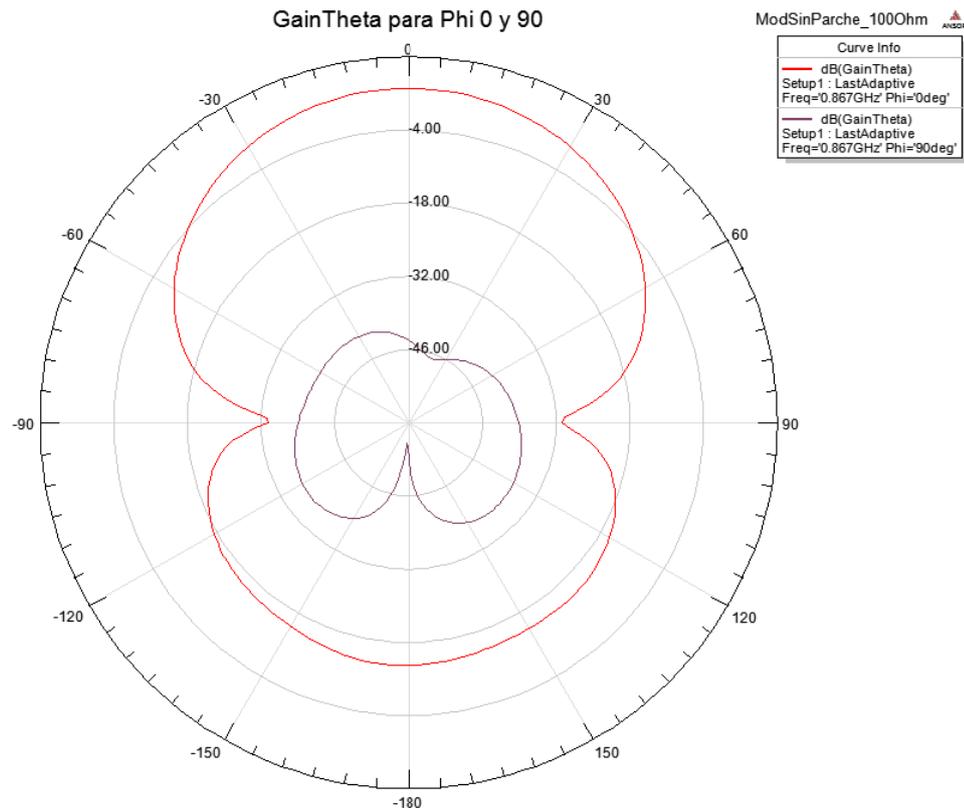


Figura 2.14 GainTheta Antena 100Ohm

En definitiva, hemos conseguido la adaptación correcta mediante un diseño bastante similar, pero mantenemos los problemas de radiación. A continuación debemos plantear ya el diseño del array, pero antes prepararemos nuestros modelos recortándolos en la medida de lo posible para reducir los tamaños y adaptarnos a nuestras limitaciones de diseño.

2.4 Reducción de tamaños de diseño

La premisa de nuestro proyecto era implementar las antenas fácilmente en marcos de puertas etc. Debido a esta limitación, el tamaño de nuestros arrays debe ser mínimo, razón por la que una vez diseñadas las primeras celdas debemos tratar de reducir su tamaño.

Para la reducción de tamaños hemos optado por recortar directamente las dimensiones del dieléctrico y el plano de tierra (eje X), fundamentalmente porque recortar en la otra dimensión acerca demasiado los slots al borde de la antena, dificultando la adaptación.

Para el diseño de 50Ω , mediante diferentes simulaciones en las que hemos ido reduciendo progresivamente el tamaño del dieléctrico en la coordenada X, hemos llegado a una reducción máxima de 20mm respecto al original. Pasar de ahí repercutía de manera negativa en la adaptación y radiaciones. Podemos ver las siguientes figuras con los cambios sobre adaptación y radiaciones.

Comenzamos observando los resultados para la antena de 50Ω , donde apreciamos que la adaptación se mantiene a un buen nivel [Figura 2.15]

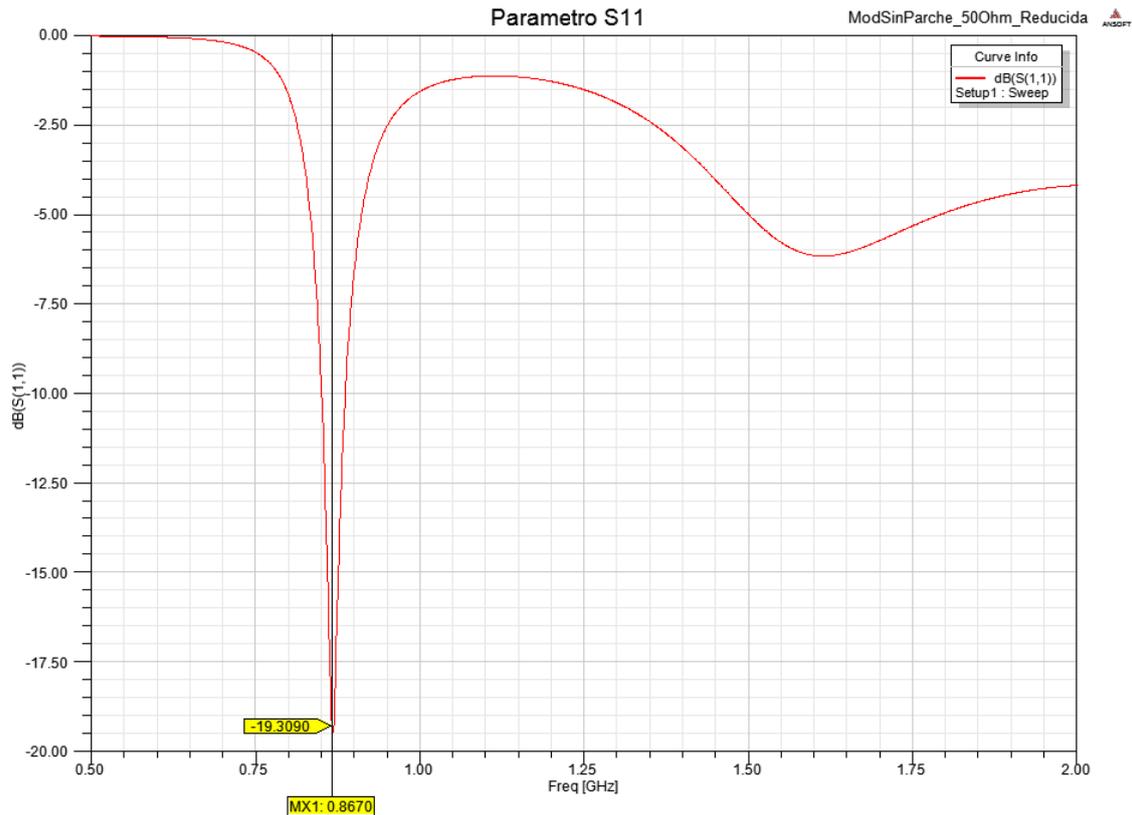


Figura 2.15 Parámetro S11 Antena 50 Ohm Reducida

Por último los diagramas de radiación muestran unos niveles similares, con algunos cambios en la radiación hacia atrás en GainTotal, pero manteniendo aproximadamente los niveles generales como queríamos [Figuras 2.16 a 2.18].

Para el caso de la antena de 100Ω la reducción es menos marcada, consiguiendo en este caso una reducción de 10mm frente a los 20mm del caso anterior. Se aprecia en los resultados un pequeño empeore de la adaptación del S11, aunque se mantiene en niveles aceptables [Figura 2.19].

Respecto a los diagramas de radiación los cambios son escasos, por lo que al menos no ha empeorado y nos podemos dedicar al diseño de nuestro array [Figuras 2.20 a 2.22].

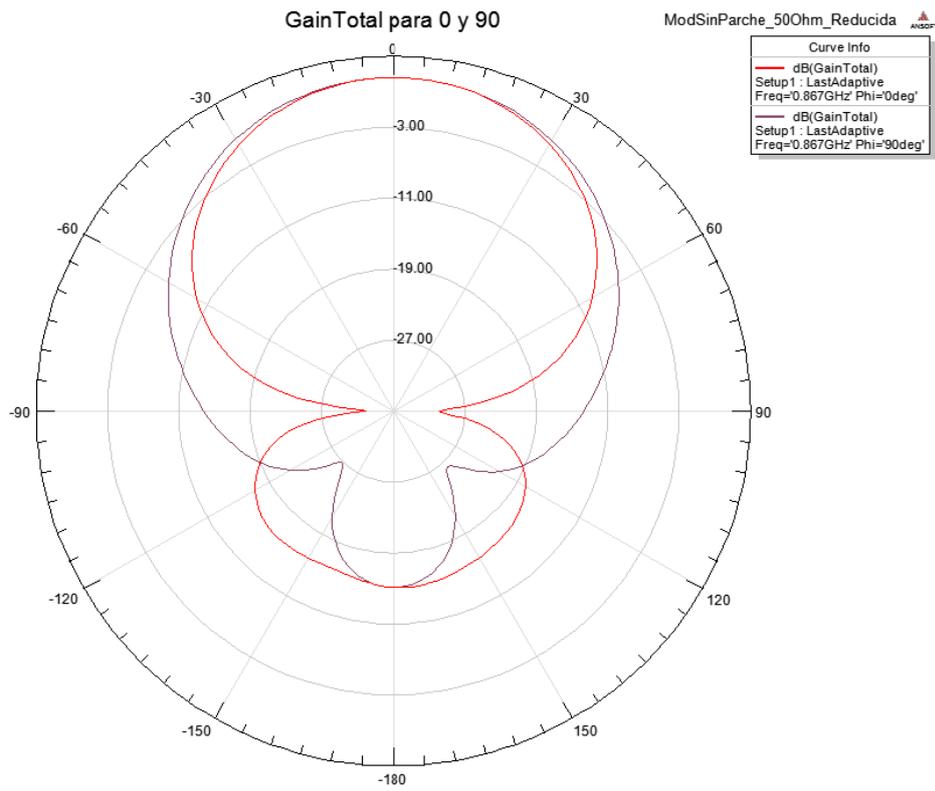


Figura 2.16 GainTotal Antena 50Ohm Reducida

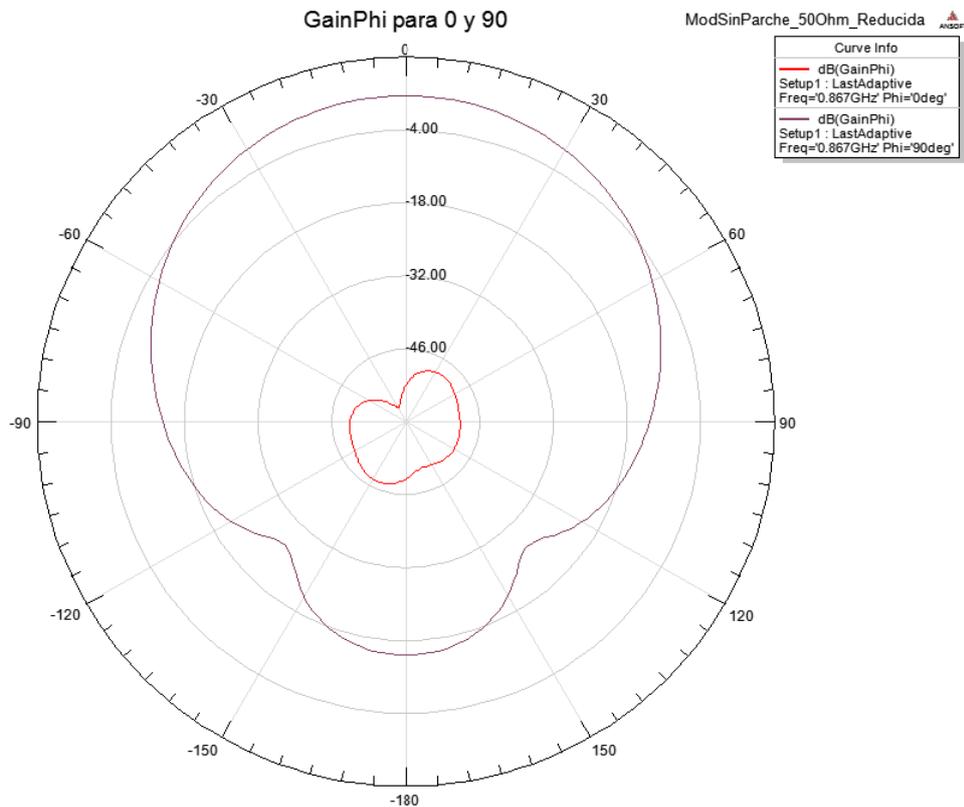


Figura 2.17 GainPhi Antena 50Ohm Reducida

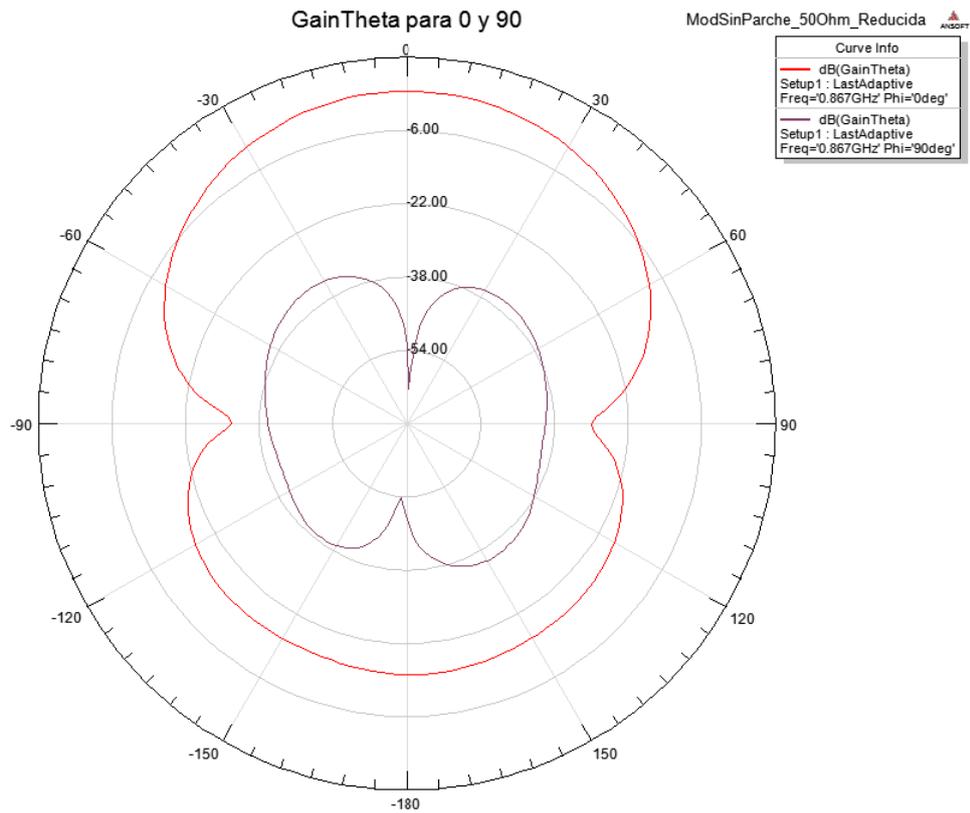


Figura 2.18 GainTheta Antena 50Ohm Reducida

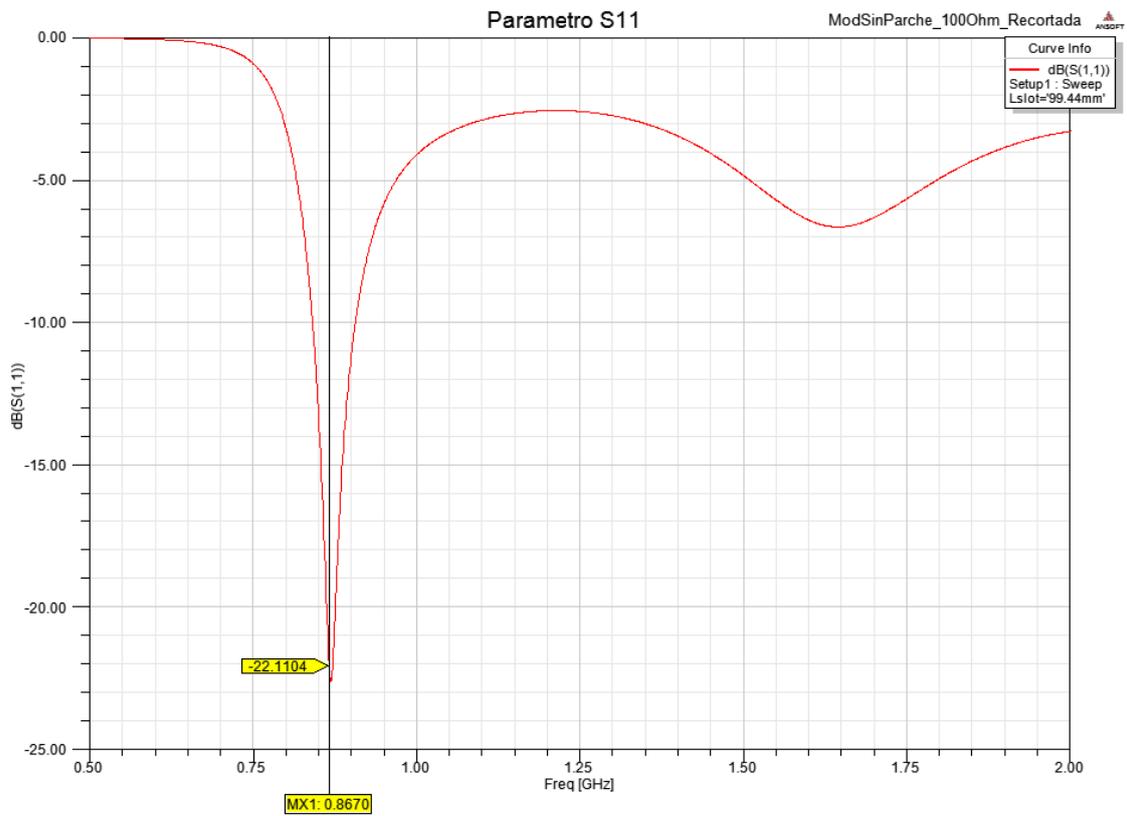


Figura 2.19 Parámetro S11 Antena 100Ohm Reducida

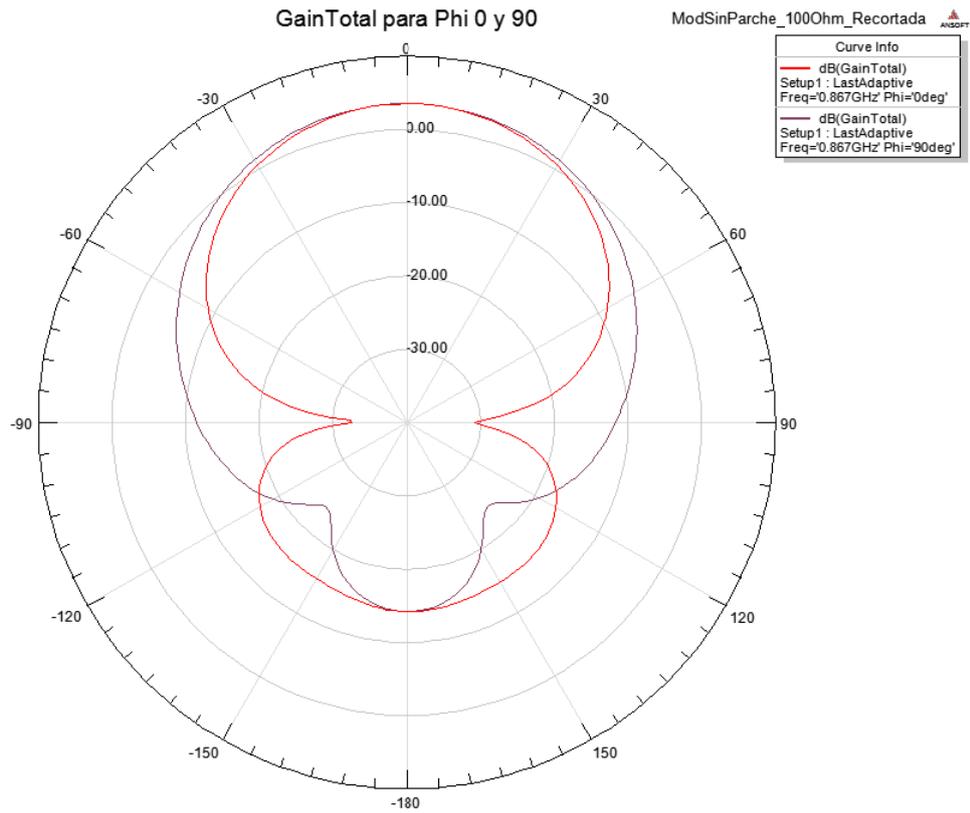


Figura 2.20 GainTotal Antena 100Ohm Reducida

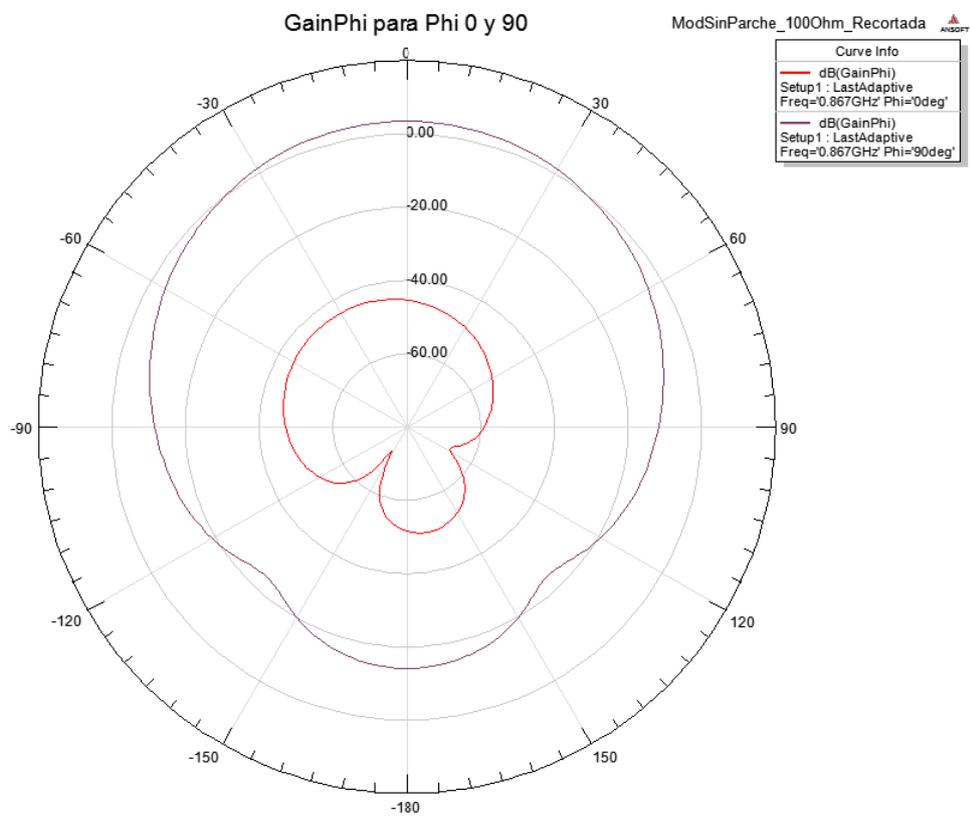


Figura 2.21 GainPhi Antena 100Ohm Reducida

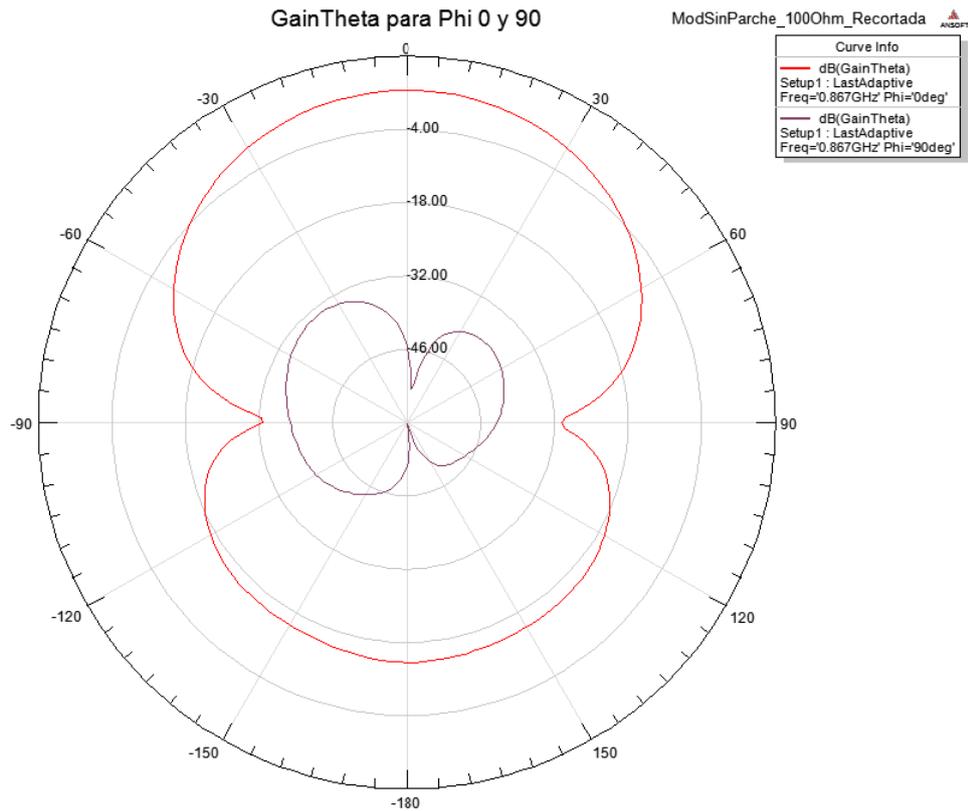


Figura 2.22 GainTheta Antena 100Ohm Reducida

2.5 Diseño de las redes de alimentación

Antes de abordar el diseño del array definitivo, hemos de diseñar las redes que alimentarán la agrupación. Para ello pasamos de diseñar en HFSS a Microwave Office (de ahora en adelante MWO).

El diseño en MWO como comentamos en el respectivo apartado de introducción, es intuitivo y relativamente sencillo. Mediante un sencillo método de 'drag & drop' disponemos los elementos que necesitamos en nuestro diseño en la ventana de esquemático, los unimos con líneas y preparamos la simulación.

Para este proyecto hemos preparado dos tipos de redes, con topologías en árbol y en bus respectivamente. La elección de estas redes se fundamenta en la fase de documentación del proyecto, donde en la revisión de diversos artículos asociados a diseño de antenas microstrip para aplicaciones RFID son al parecer los diseños más populares debido a su sencillez de fabricación y poco espacio necesario. En ambos casos, árbol y bus, los diseños son lineales debido a nuestras limitaciones de espacio y de diseño, a pesar de la tendencia predominante en artículos de los arrays bidimensionales.

Para los dos diseños hemos realizado los mismos pasos.

- Diseño en MWO: preparación del esquemático, calibrado de longitudes para adecuar adaptación y fases. Revisión del layout del circuito.
- Diseño en HFSS: diseño a mano en el simulador del layout obtenido en MWO. Toma de datos y contraste con los obtenidos en MWO.

Procedemos entonces a explicar los pasos de diseño para la red en árbol.

2.5.1. Diseño de red en árbol

La red en árbol está estructurada de tal manera que hay dos parejas de elementos (puertos de la impedancia de nuestra antena), de 50 y 100 Ω. Dichas parejas están en paralelo, dejando una impedancia a su entrada que quedará a su vez en paralelo con la de la pareja alterna, resultando en una impedancia que adaptaremos a nuestro puerto de entrada mediante el uso de un transformador de impedancias con longitud de un cuarto de la longitud de onda de nuestra frecuencia de trabajo.

2.5.1.1 Diseño en MWO

A continuación veremos cómo hemos preparado la red en árbol, mediante el anteriormente comentado método ‘drag & drop’ preparamos un circuito como el siguiente [Figura 2.23].

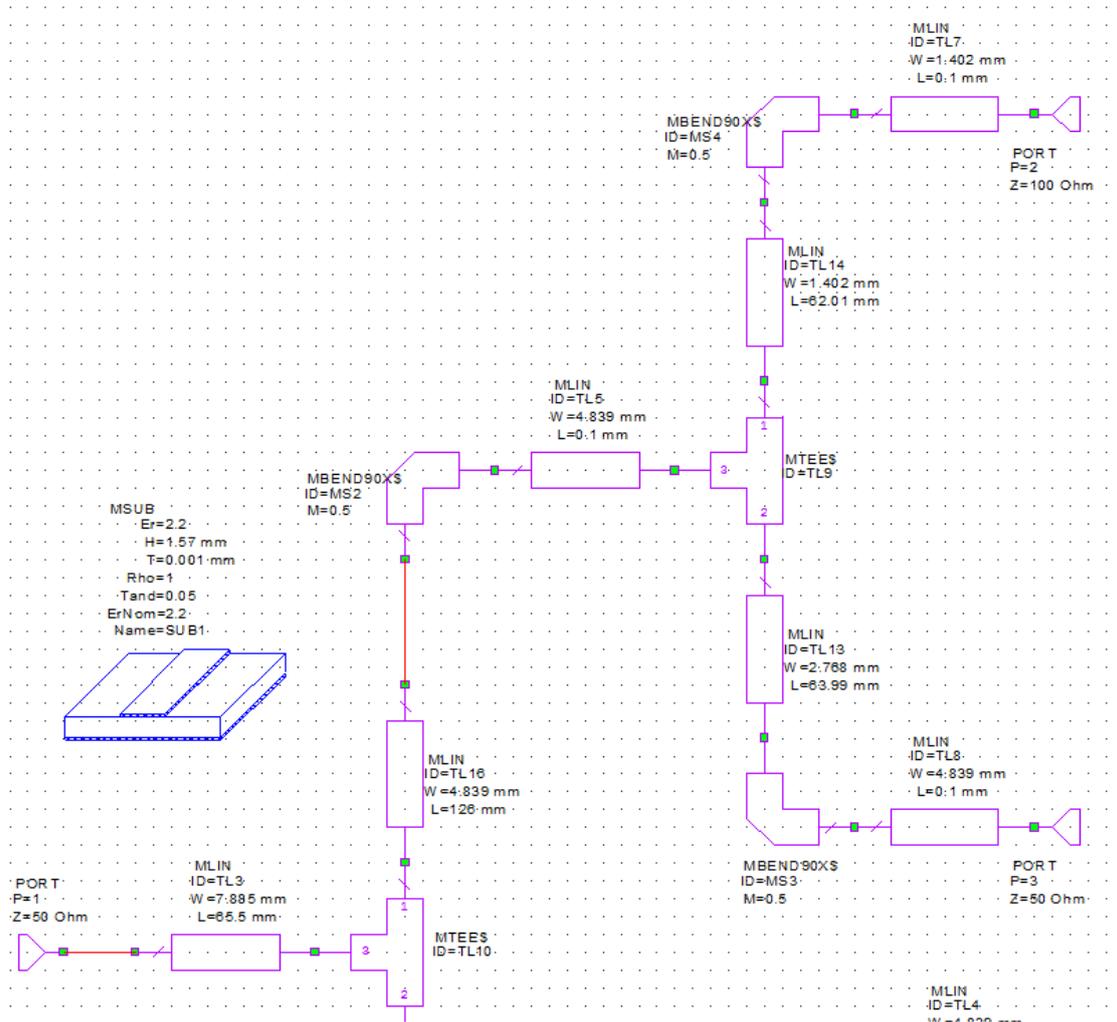


Figura 2.23 Circuito Red Árbol Sin Parche

En dicha figura vemos la mitad del circuito, ya que a efectos prácticos sólo necesitamos eso debido a la simetría. La imagen nos muestra una de las mencionadas parejas de puertos en paralelo, donde podemos observar que están unidas mediante una T microstrip, conectada a líneas del ancho apropiado para la impedancia respectiva de cada puerto.

Dado que se encuentran en paralelo, la línea que entra a la T, ha de ser de impedancia igual a la del paralelo de ambas. Siendo dos líneas de 50 Ω y 100 Ω, su paralelo es 33.33Ω (como vemos en

los valores de dicha línea, la anchura es mayor que las anteriores, ya que menor impedancia supone a efectos de diseño un ancho mayor).

Por último, las líneas de 33.33Ω se unen mediante otra T, que verá a su entrada una impedancia paralela de esta, siendo en este caso de 16.66Ω . Esta impedancia ha de ser llevada a 50Ω , ya que es la impedancia de nuestro puerto de entrada (impedancia típica de coaxial, puertos genéricos etc.). Para llevarla hasta 50Ω debemos usar un transformador en $\lambda/4$, cuya impedancia responde a la siguiente ecuación:

$$Z = \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}$$

Siendo en este caso $Z_{in}=50 \Omega$ y $Z_{out}=16.66 \Omega$, obtenemos que la impedancia a usar para nuestro transformador es de 28.80Ω .

Hemos preparado un caso de red de alimentación en árbol alternativo, con los cuatro elementos de 100Ω , para tenerla para futuros diseños y también para aprovechar para familiarizarnos con el diseño en MWO. En este caso los paralelos de cada par de elementos serán de 50Ω , y la impedancia al otro lado del transformador será de 25Ω . Quedando entonces que la impedancia de nuestro transformador ha de ser $Z= 35.3553 \Omega$.

Para los cálculos de longitudes y anchos es conveniente utilizar la aplicación TXLine incluida con MWO, dejando bien claros los parámetros de frecuencia de trabajo y constantes del dieléctrico.

Para los parámetros de la simulación, elegimos un intervalo apropiado de frecuencias para poder observar correctamente donde se sitúa nuestro pico de adaptación para los parámetros S del diseño, en este caso con un intervalo de 500MHz a 1.2GHz tendremos más que suficiente. Podemos ver los resultados de ambos casos en las Figuras 2.24 a 2.28.

Se aprecia una buena adaptación para los diseños respectivos, obteniendo valores alrededor de unos -42dB para ambos casos, y manteniéndose el resto de parámetros S oscilando en valores adecuados, apreciándose ciertas diferencias debidas a los efectos de los cambios de impedancia bruscos por los paralelos y transformador de entrada.

En la gráfica de fase vemos que en efecto hemos conseguido el efecto equifase que buscábamos para el diseño en árbol, manteniéndose las fases de todos los puertos de salida al mismo nivel.

También tenemos una figura en la que queda representado el layout que extraemos del diseño de MWO y que deberemos adaptar posteriormente en HFSS. Este layout representa la estructura real que tendría nuestro circuito impreso en tecnología microstrip.

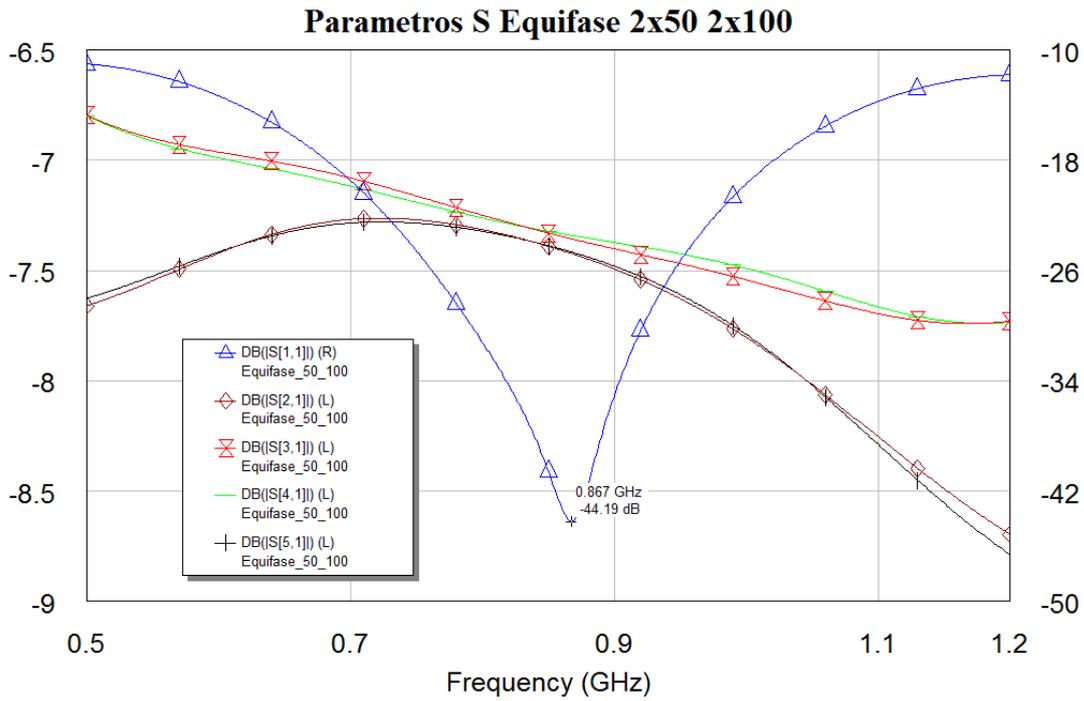


Figura 2.24 Parámetros S Red Árbol 50 y 100 Ω

Se aprecian como mencionamos antes oscilaciones leves en los parámetros S de los puertos finales, usando la escala izquierda vemos que los niveles respecto al S11 que necesitamos son despreciables.

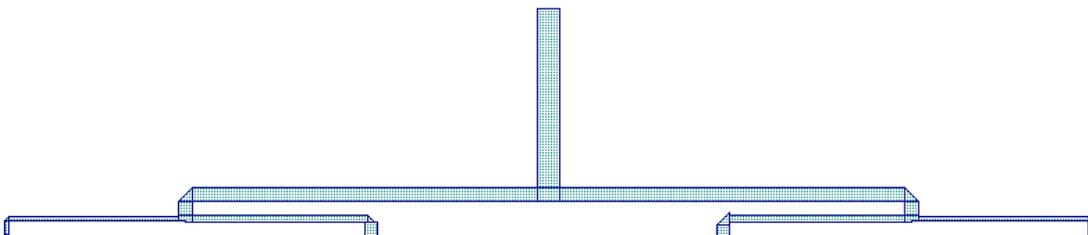


Figura 2.25 Layout Red Árbol 50 y 100 Ω

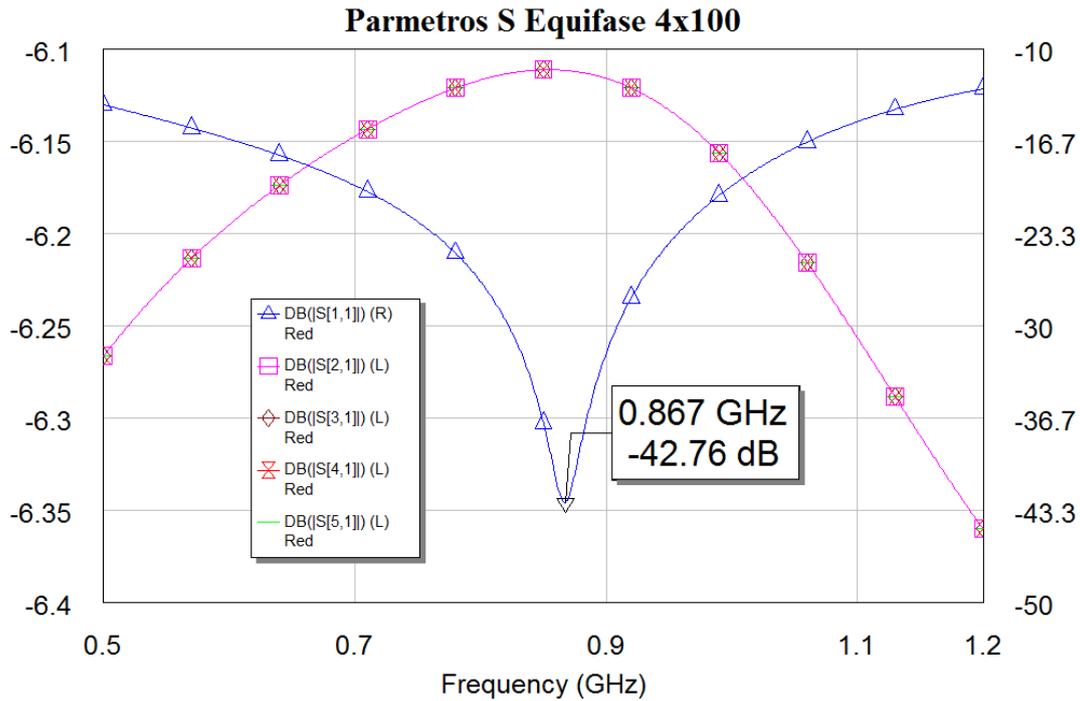


Figura 2.26 Parámetros S Red Árbol 4x100Ω

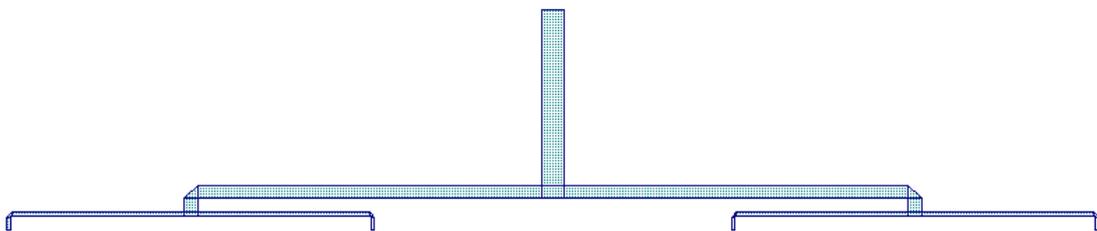


Figura 2.27 Layout Red Árbol 4x100 Ω

Al no tener tantos cambios de impedancia en el diseño con cuatro elementos idénticos, los parámetros de los puertos de salida son similares y oscilan en menor medida [Figura 2.26]

En el layout de elementos de 100 Ω, apreciamos el cambio respecto al caso anterior en la igualdad de las líneas que conectan los puertos, y el cambio de grosores de las líneas que conectan el paralelo con el transformador de entrada. También cabe destacar, que al ser las impedancias finales iguales, en los codos y uniones en T no hay tantos cambios de impedancia lo que provocaba en el caso anterior variaciones en los parámetros S de los puertos de salida.

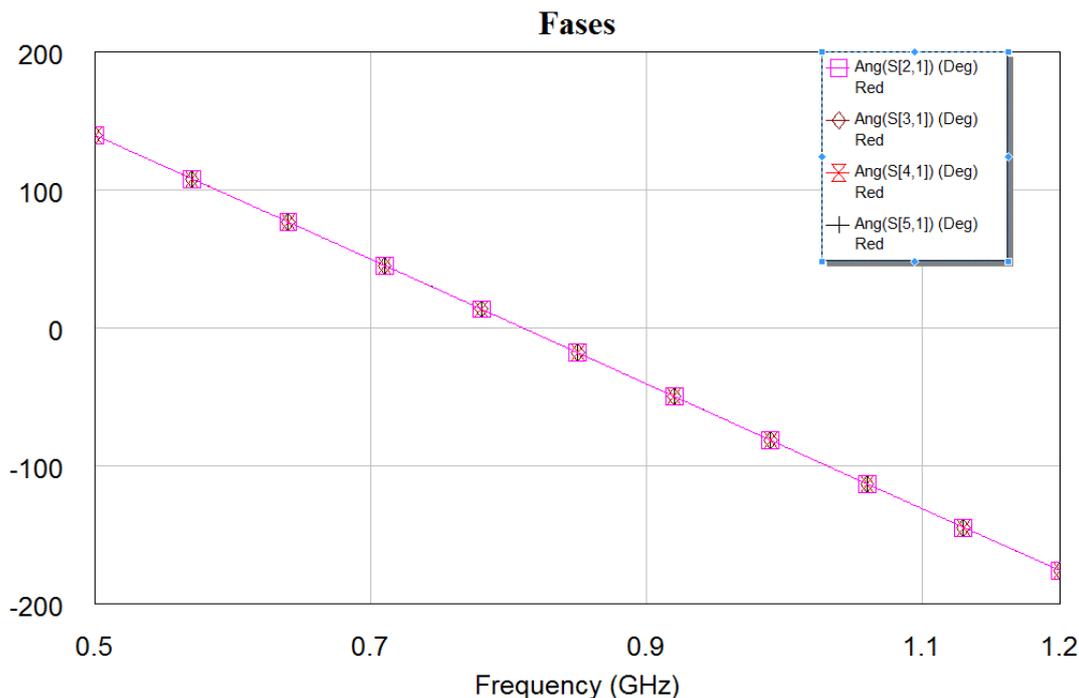


Figura 2.28 Gráfica de fases Redes en Árbol

2.5.1.2 Implementación en HFSS

Para la implementación en HFSS necesitamos un sustrato de un tamaño aproximado al layout original, que tendremos que pasar a nuestro esquemático de HFSS.

Para tal fin emplearemos la opción 'Draw Rectangle', teniendo especial cuidado que en la casilla de material asignemos un conductor perfecto ('pec'). A partir de ahí, el proceso a seguir es ir midiendo las diversas piezas que componen el layout en MWO, buscando la opción 'Element Properties' en la vista de Layout del programa. Podemos ver un ejemplo de los datos que muestra esta ventana en la Figura 2.29

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description
ID	TL7		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Element ID
W	1.40174	mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Conductor Width
L	5	mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Conductor Length
MSUB			<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Substrate Definition

Figura 2.29 Element Properties de MWO

Con esta información debemos crear un primer rectángulo que nos sirva de referencia para construir el resto del diseño. Normalmente lo más sencillo es empezar a construir el layout desde el extremo, a partir de un puerto de salida y ya seguir hacia la entrada del diseño. La mecánica una vez colocada la primera pieza consiste en ir cuadrando los siguientes elementos y dejándolos en contacto unos con otros para la fase final del diseño del layout en HFSS.

Dada la naturaleza simétrica de los diseños empleados para las redes de alimentación (debido a su condición de equifase), podemos pasar a HFSS medio diseño y emplear la opción *'Duplicate/Mirror'*. Con esto conseguimos evidentemente una copia exacta de lo que llevamos hecho, ahorrándonos un poco de trabajo.

En la Figura 2.30 vemos un ejemplo de hasta donde debemos crear, y a partir de donde debemos usar el comando de duplicar.



Figura 2.30 Ejemplo Duplicate en HFSS

Vemos en rosa las piezas creadas una a una, con las líneas de unión que las definen aun visibles. Si nos fijamos, la parte que duplicamos consta de dos de las ramas del circuito y la línea que llega a la T principal que da al transformador. Aplicando *'Duplicate/Mirror'* y poniendo el resultado pegado a la derecha de lo que ya tenemos, nos dejará el diseño casi terminado.

Llegados a este punto, tenemos que unir las piezas sueltas mediante *'Boolean/Unite'*, que se encargará de que todas las piezas aparezcan como una única pieza grande en nuestro árbol de proyecto y en el esquemático. Realizamos esta acción para las piezas espejadas anteriormente y separamos ambos lados a una distancia igual al ancho de la T principal (que coincidirá con el ancho de la línea del transformador) para dejarle hueco a ésta. Posicionamos las últimas piezas que serán dicha T y la línea de entrada, y por último seleccionamos todo y aplicamos otro *'Boolean/Unite'* para concluir.

Lo último que hace falta para poder realizar las simulaciones es cuadrar el dieléctrico con la red, poner un plano de masa y poner los respectivos puertos en los extremos de las líneas apropiadas (con especial cuidado en poner bien la impedancia correcta dependiendo de si es de 50 o 100 Ω).

Necesitaremos gráficas de los parámetros S y de la fase, para comprobar que el diseño es correcto, y obtenemos los resultados de las Figuras 2.31 a 2.33

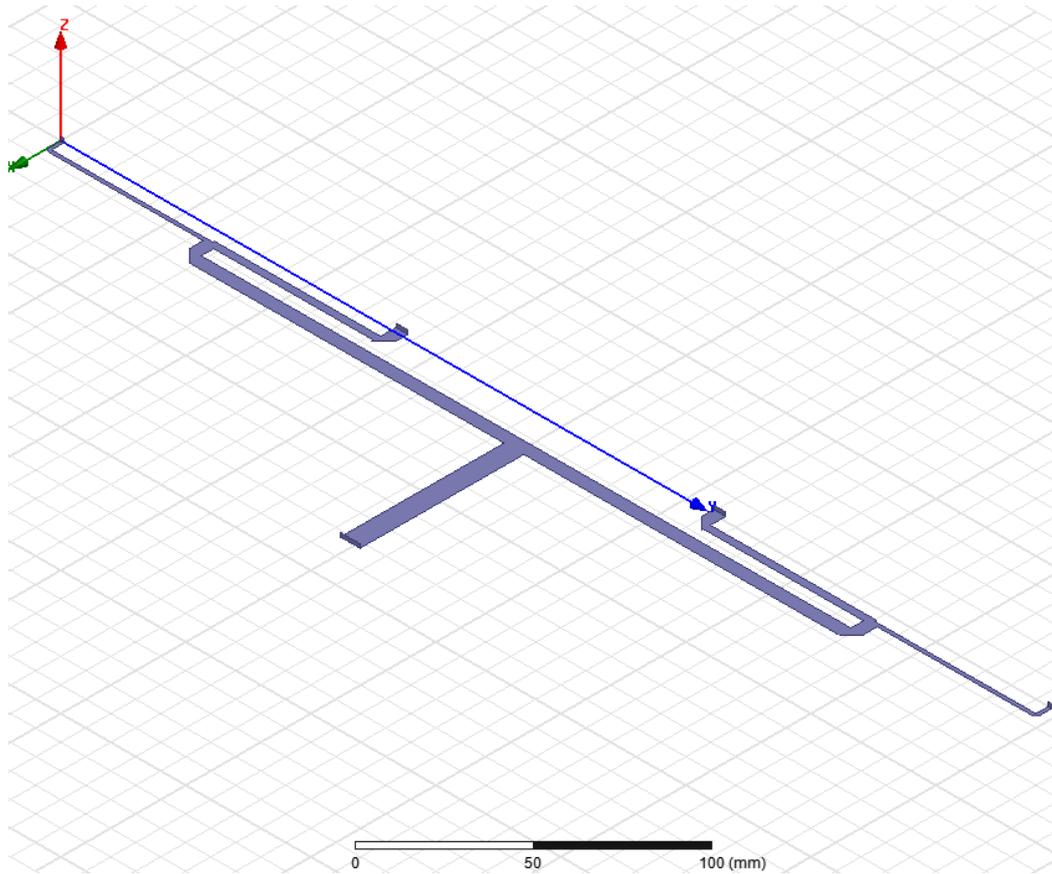


Figura 2.31 Vista Red Árbol en HFSS

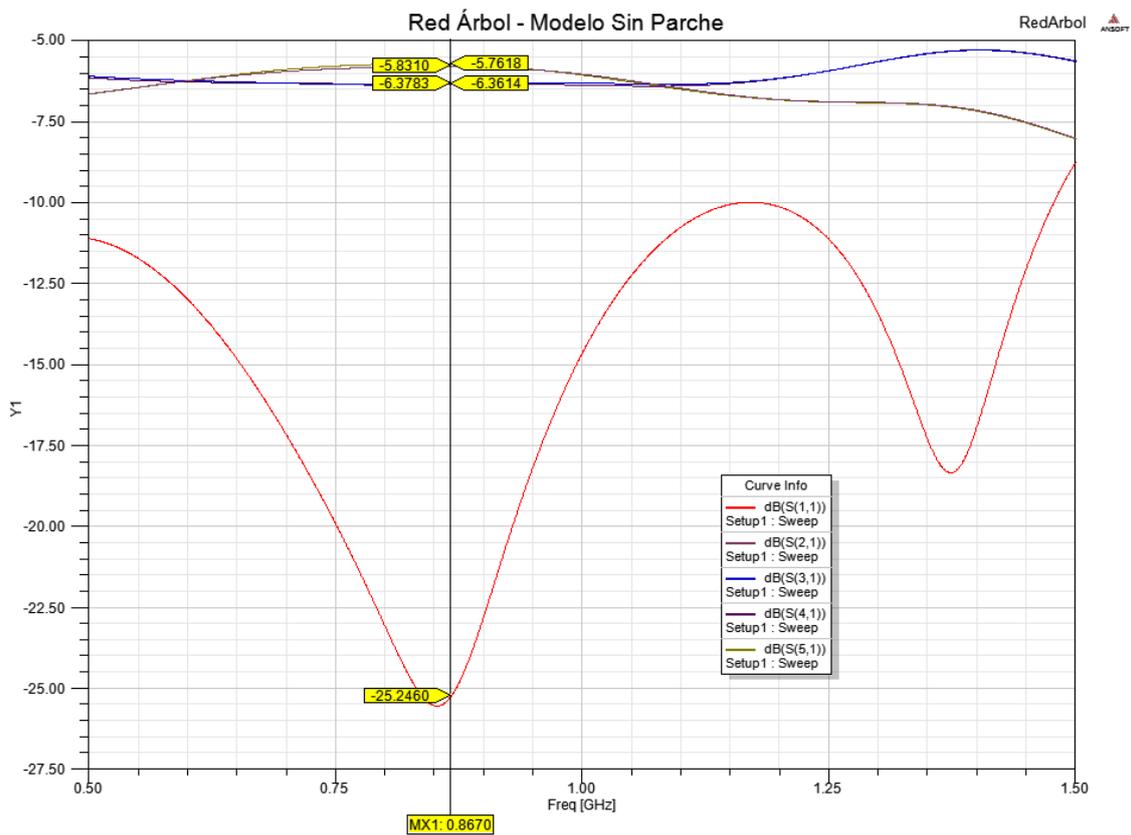


Figura 2.32 Parámetros S Red Árbol en HFSS

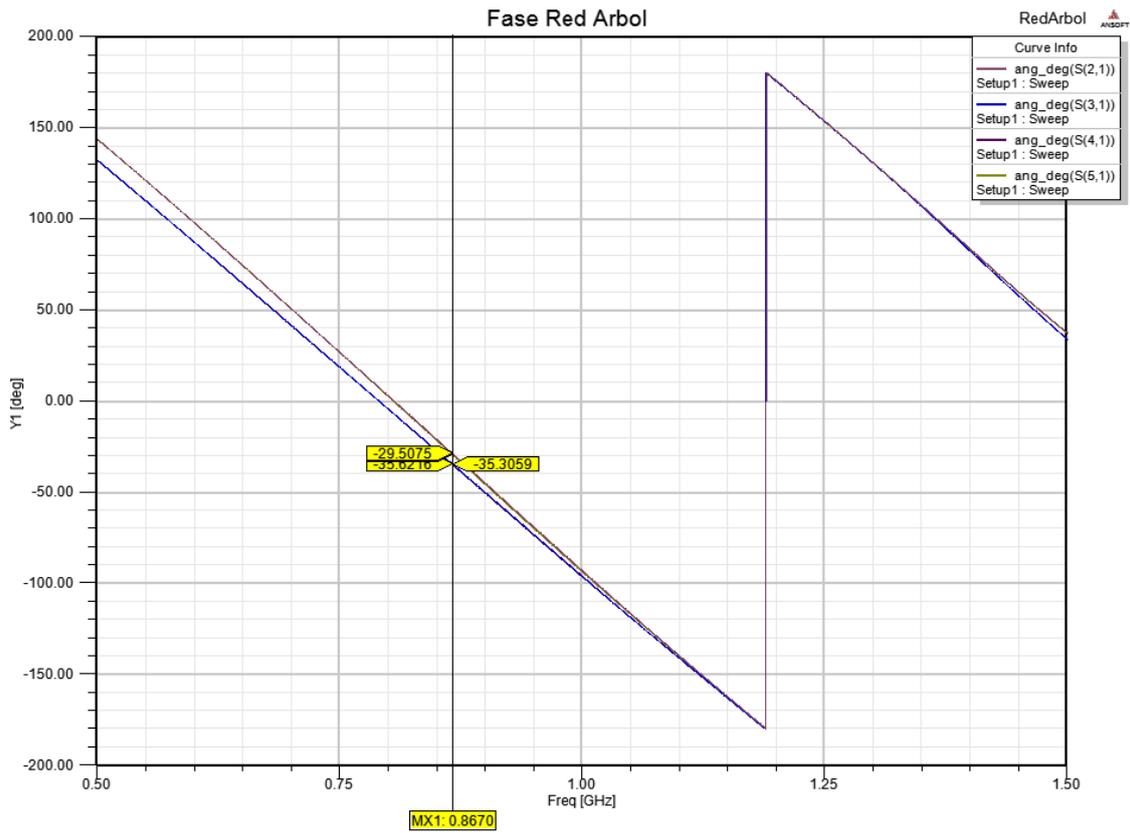


Figura 2.33 Fases Red Árbol en HFSS

Podemos ver en la gráfica de adaptación que tenemos una adaptación bastante aceptable, pero por debajo del nivel idealizado en MWO. Sin embargo, el resultado tiene -25dB en nuestra frecuencia de trabajo con un buen ancho para evitar problemas por derivas en frecuencia. Respecto a la fase, hay una diferencia de unos pocos grados entre las parejas de puertos respecto al diseño original en MWO.

En el diseño con cuatro elementos de 100Ω obtenemos una mejor adaptación como podemos ver en la Figura 2.35. En el diagrama de las fases vemos que las diferencias respecto al caso anterior no son reseñables [Figura 2.36] y por último en la vista general del diseño de la Figura 2.34 nos da una perspectiva rápida de cómo queda nuestra red implementada en el simulador.

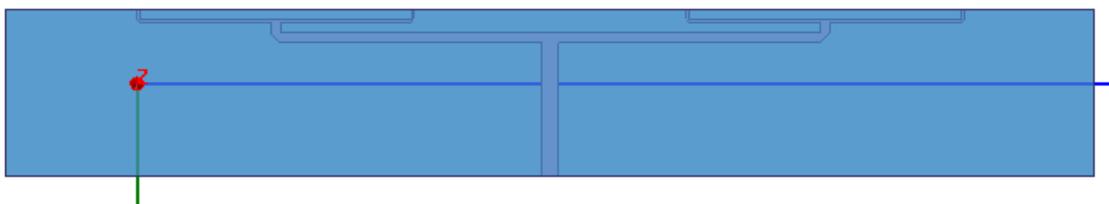


Figura 2.34 Circuito Red Árbol 4x100 en HFSS

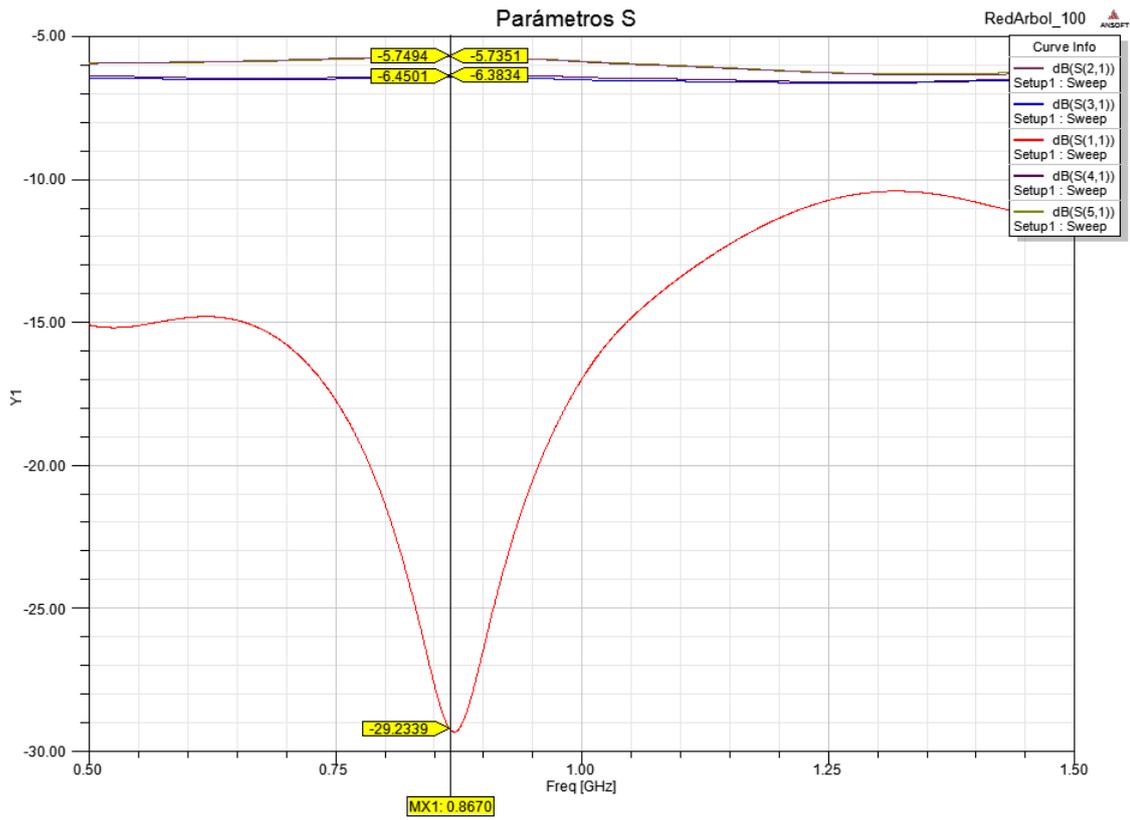


Figura 2.35 Parámetros S Red Árbol 4x100 en HFSS

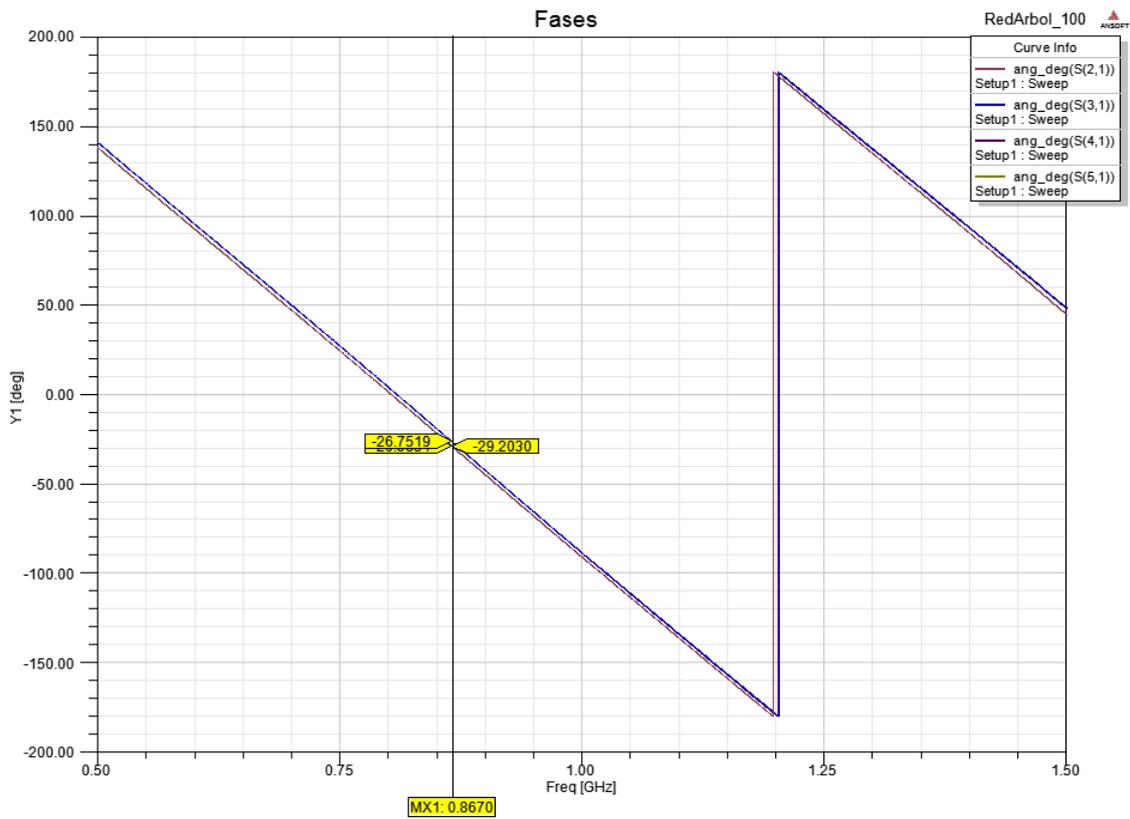


Figura 2.36 Fases Red Árbol 4x100 en HFSS

2.5.2 Red en Bus

Con el diseño de la topología en bus se busca reducir el tamaño del diseño en profundidad (eje X), pero a cambio tendremos que aumentar la longitud total (eje Y). Esto tiene ventajas, ya que al ir destinada la antena a una puerta, la longitud en principio no debería ser un problema, puesto que puede ser acoplada a cualquiera de los marcos, pero en cuestión del ancho si tenemos que llevar cuidado de no rebasar ciertos tamaños para intentar cumplir la limitación de introducirla detrás de estos marcos, que suelen tener menos de 10cm de anchura.

Para la Red Bus hemos optado directamente por elementos iguales de 100Ω para minimizar los problemas que dan los cambios bruscos de impedancia en los diagramas de radiación y adaptación. Así damos paso a los apartados de diseño.

2.5.2.1 Diseño en MWO

La principal diferencia entre la red bus y la anteriormente diseñada red en árbol, es que en esta nueva topología, todos los elementos se conectan a una línea general, que en este caso tendrá diferentes anchos para adaptar todas las impedancias.

Dado que todos los elementos se conectan al bus por igual, tendremos que las líneas a izquierda y derecha de la T principal que da a nuestro transformador, son de impedancia equivalente al paralelo de las impedancias de los puertos de 100Ω , es decir 50Ω . Así, en la entrada de nuestra T, tenemos el paralelo de dos impedancias de 50Ω , que serán 25Ω y la línea del transformador tendrá que ser de 35.35Ω .

Para mantener la condición de equifase debemos establecer de longitud de líneas $\lambda/2$ y λ respectivamente de T a puerto externo. Con estos valores obtenemos una distribución equifase como deseamos, pero la longitud del array se ve incrementada.

En definitiva, el reducir el sistema en una dimensión nos supone aumentarlo en otra, por lo que debemos atenernos a las limitaciones del diseño. De ahí que la mayoría de pruebas de arrays completos se hayan realizado con redes en árbol, al parecer las más factibles y compactas a pesar de tener una profundidad mayor.

El circuito definitivo en MWO de la red en bus queda como en la Figura 2.37, donde podemos apreciar en los valores de los anchos, que las líneas posteriores al paralelo (conexión al bus) de los dos puertos exteriores son de 50Ω .

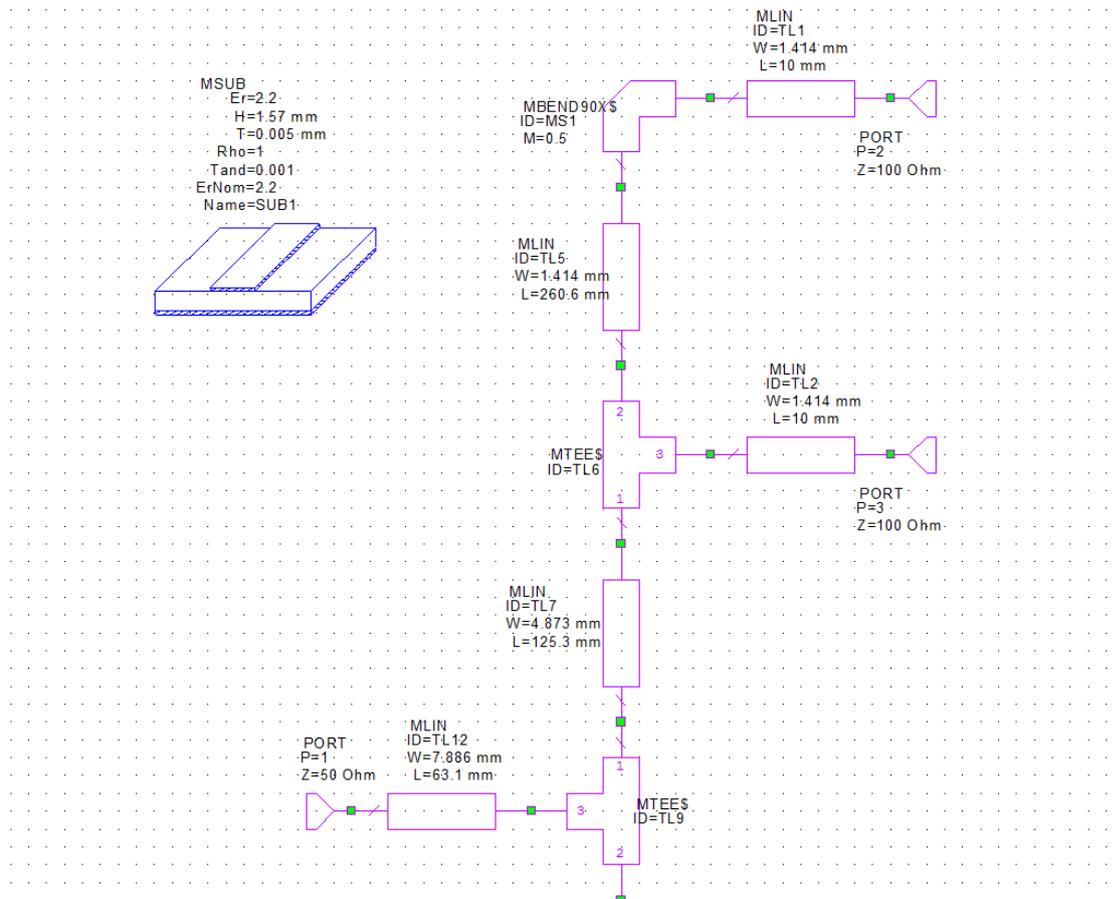


Figura 2.37 Circuito Red Bus

El layout correspondiente al diseño quedará como en la Figura 2.38. Se puede ver como las líneas que salen de la T son el doble de anchas aproximadamente a las más exteriores, debido a que su impedancia es la mitad.

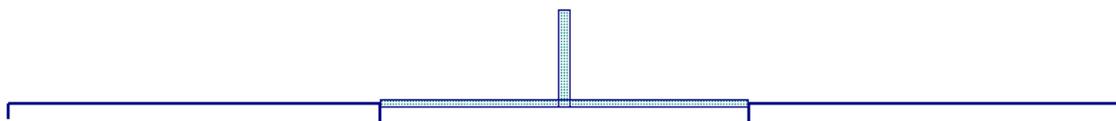


Figura 2.38 Layout Red Bus

Por último, las correspondientes gráficas de adaptación y fases muestran una buena adaptación para la frecuencia de trabajo de la antena, así como que la condición de equifase se cumple (aunque la diferencia de pendiente en la fase para los puertos externos puede generar una desviación si se presentara deriva en frecuencia) [Figuras 2.39 y 2.40].

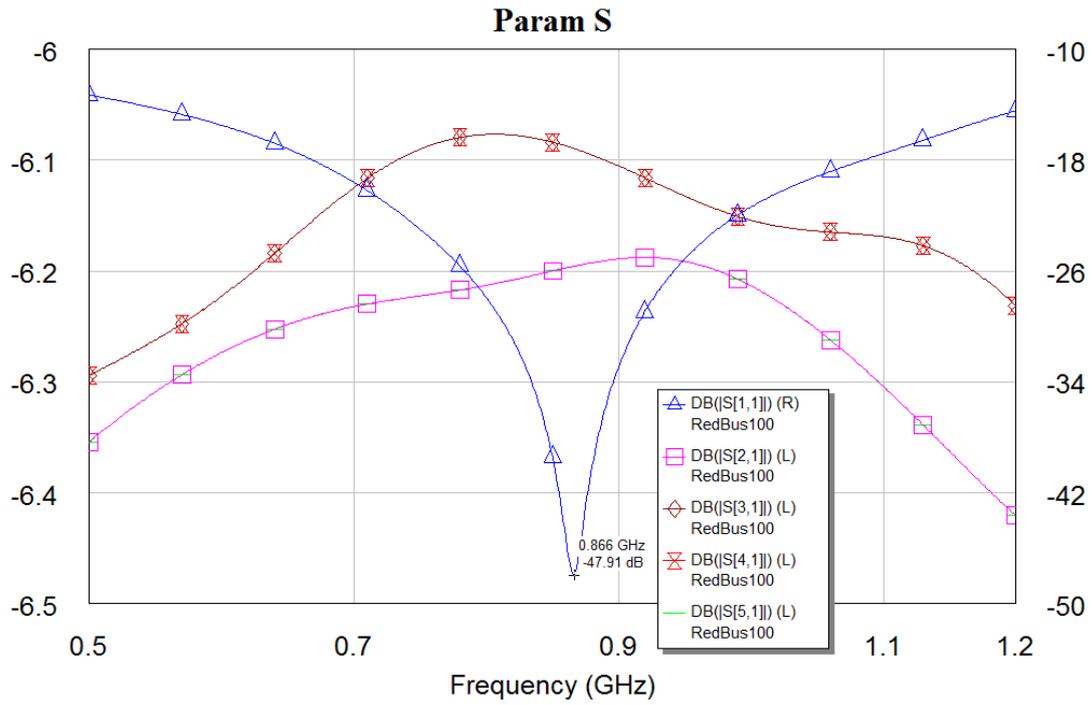


Figura 2.39 Parámetros S Red Bus

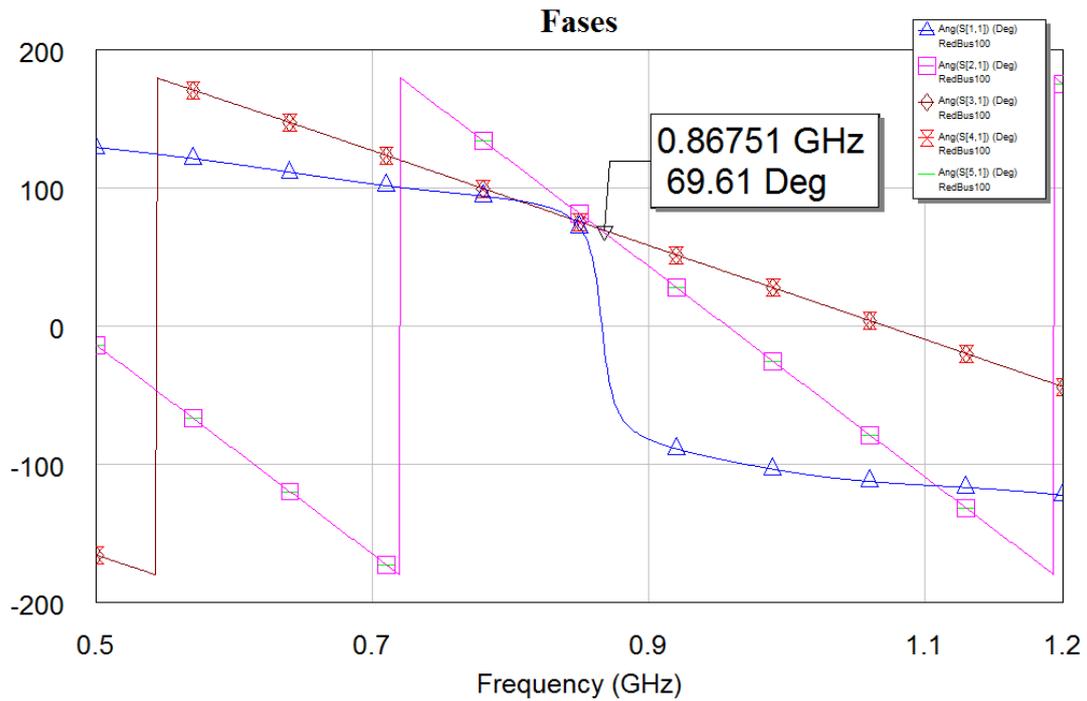


Figura 2.40 Fases Red Bus

2.5.2.2. Implementación en HFSS

La implementación para HFSS en este caso es idéntica al caso anterior, manteniendo la estructura en bus y poco más. Explicados anteriormente los pasos a realizar pasamos directamente a los resultados y comentarios más relevantes.

En la Figura 2.41 vemos una vista general de cómo queda el diseño ya preparado en HFSS.

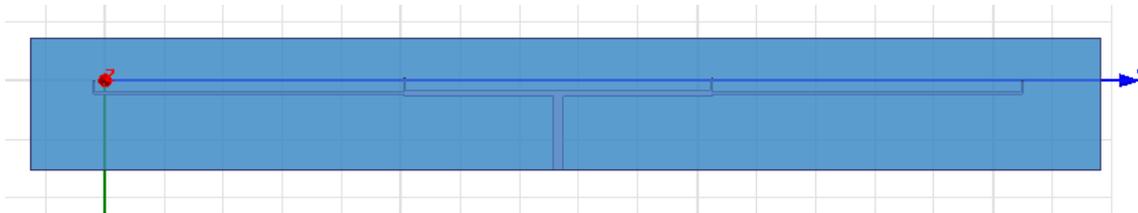


Figura 2.41 Circuito HFSS Red Bus

En el diagrama de adaptación [Figura 2.42] vemos que hay como siempre en el caso de paso de MWO a HFSS, cierta diferencia entre los valores de la adaptación, pero teniendo en cualquier caso un nivel bastante bueno y con un ancho que nos asegure una respuesta estable.

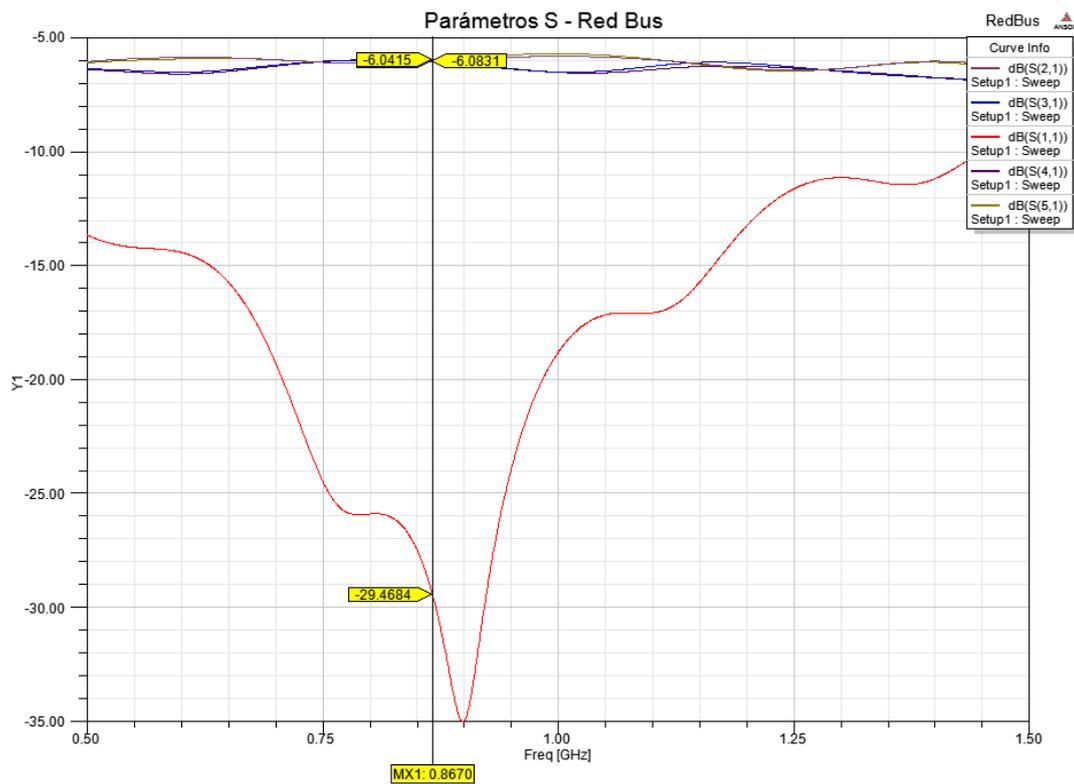


Figura 2.42 Parámetros S HFSS Red Bus

Para el diagrama de fases, vemos que es bastante aproximado a los resultados obtenidos con MWO, con una diferencia muy leve, y conservando el problema de la pendiente para los puertos externos. [Figura 2.43]

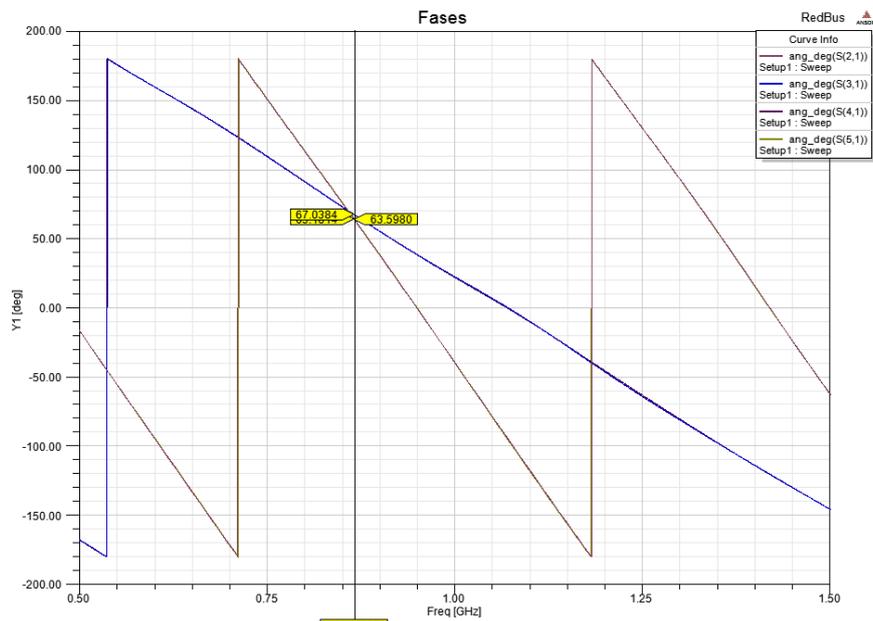


Figura 2.43 Fases HFSS Red Bus

2.6 Diseño del Array definitivo

Afrontados ya los diseños de los elementos separados que conformarán nuestra antena en array, así como los sistemas de alimentación que implementaremos, sólo queda unir los elementos unitarios en un array de cuatro antenas y juntarlo todo con una red de alimentación.

Para comprobar primero los efectos de las interacciones de cuatro antenas juntas, hemos preparado un diseño sin la red de alimentación, que además nos sirve para probar el efecto de un cambio de fase en los diferentes puertos a pesar de haber diseñado redes de alimentación equifase. Así pues, pasamos a ver los primeros diseños de arrays conformados por los elementos unidos sin la alimentación, observaremos los resultados y ya pasaremos a un montaje definitivo y contrastaremos resultados.

2.6.1 Array sin red de alimentación

Para crear un array con los elementos de 100 y 50 Ω que hemos visto anteriormente debemos crear un nuevo proyecto en HFSS donde copiaremos directamente un elemento de 100 Ω , que serán los elementos externos de nuestra antena.

Hecho esto, debemos extender el dieléctrico y el correspondiente plano de tierra en el eje Y según nuestros diseños para alargarlo lo suficiente para dejar sitio a las otras celdas. Cuando el tamaño sea apropiado, debemos ir añadiendo las líneas de alimentación, espaciadas unas con otras una distancia de $\lambda/2$ aproximadamente, que es la distancia que hemos elegido para evitar la aparición de lóbulos indeseados en el diagrama de radiación.

Colocadas las líneas de alimentación, pasamos a 'recortar' los slots respectivos de cada una de las antenas que tenemos y a posicionar los puertos, definiéndolos con la impedancia que toque para cada puerto, quedando una estructura 100/50/50/100 al final.

Visualmente obtendremos algo como la Figura 2.44

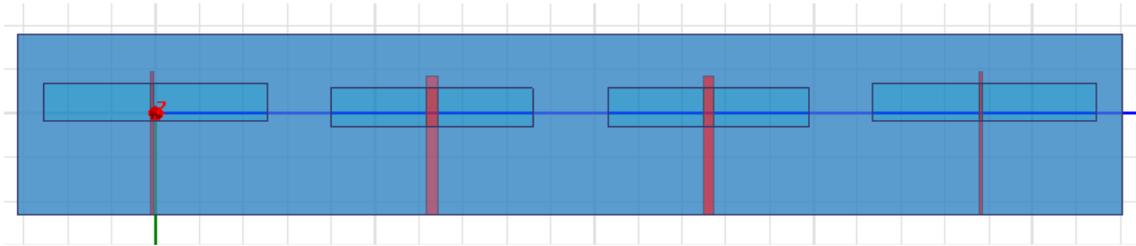


Figura 2.44 Array sin red de alimentación en HFSS

Uno de los objetivos de este diseño previo ha sido simular las condiciones de fases progresivas y equifase por separado sin tener en cuenta la interacción de la red de alimentación en el sistema final.

Comenzaremos viendo los resultados para todos los puertos con la misma fase inicial, es decir, en configuración de equifase, veremos los diagramas de radiación y ya pasaremos a ver los cambios en la radiación con una fase progresiva en incrementos de 20° .

La adaptación del sistema, al ser multipuerto, ha de ser preparada por separado trabajando por parejas con los puertos de 50Ω y los de 100Ω . Fundamentalmente los parámetros a regular son los mismos que en el diseño, es decir el tamaño y posicionamiento del slot respecto de la línea de alimentación de cada uno de los elementos.

Para controlar la posición de la pareja de slots, hemos añadido una variable parametrizada a cada una de las posiciones X (que controlan la posición sobre el eje que nos interesa) de las antenas de la pareja indicada.

Así pues, tenemos dos gráficas de adaptación, correspondiendo una a los elementos de 50Ω (elementos interiores) y otra a los de 100Ω (elementos exteriores). Podemos verlas en las Figuras 2.45 y 2.46.

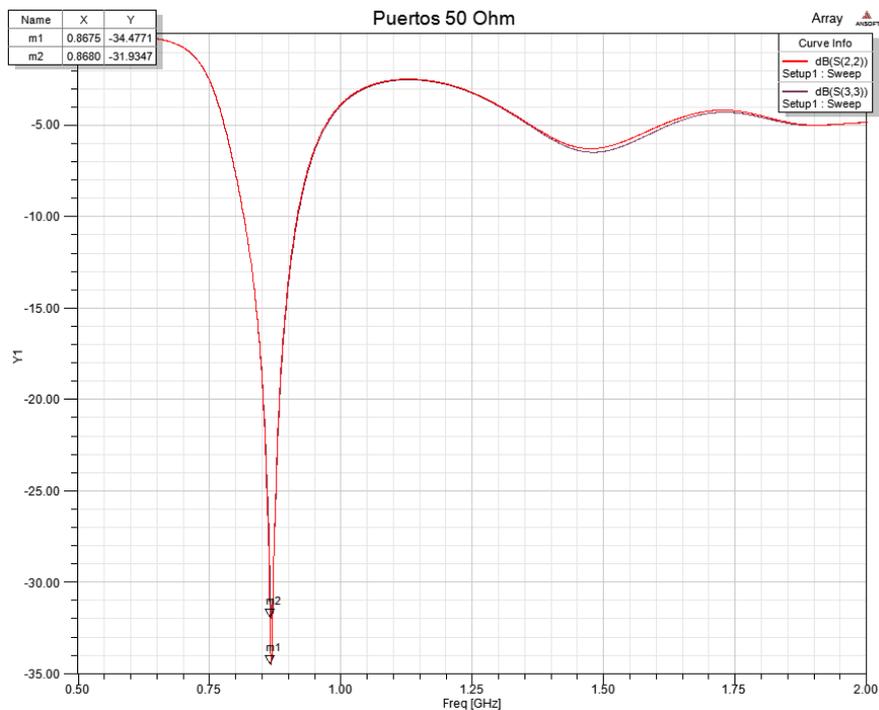


Figura 2.45 Puertos de 50 Ohm para Antena sin Red en HFSS

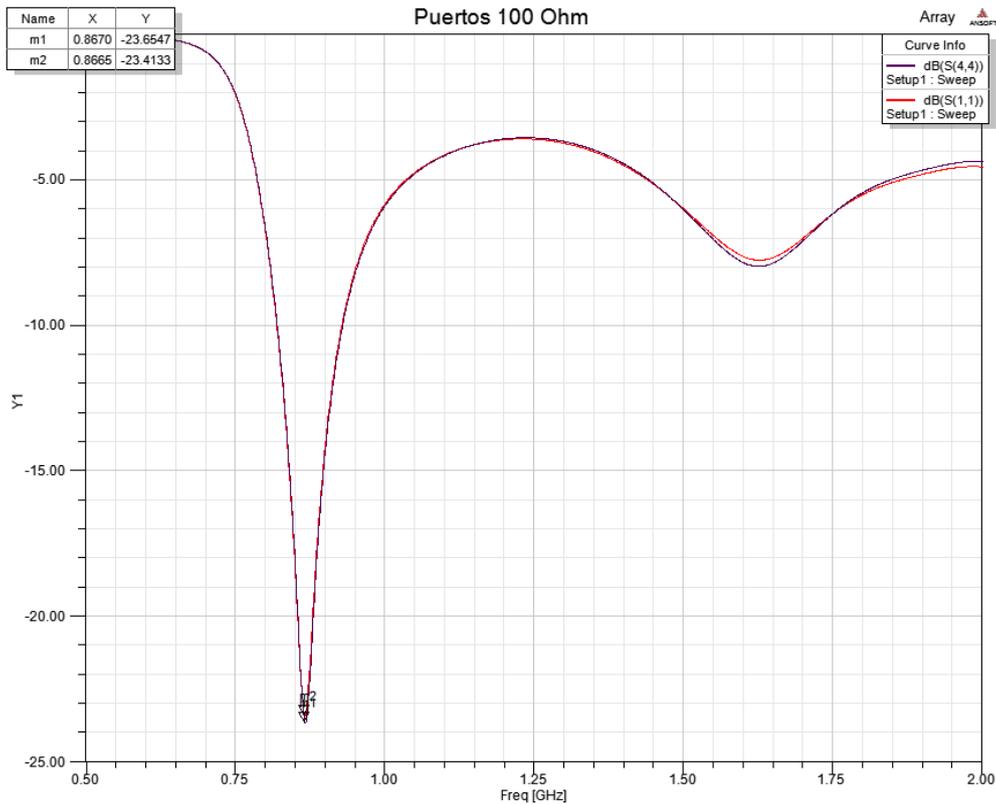


Figura 2.46 Puertos de 100 Ohm para Antena sin Red en HFSS

Tenemos entonces los puertos adaptados correctamente, con niveles por debajo de -20dB que garantizan una adaptación razonable a nuestra frecuencia de trabajo.

Los diagramas de radiación para el equifase (todos los elementos con fase 0°) quedan como en las Figuras 2.48 a 2.50. Estas figuras nos servirán de referencia para ver el efecto que conseguiremos cambiando a fases progresivas con saltos de 10° y 20° más adelante.

Para cambiar la fase en los puertos, usaremos la opción 'Edit Sources/Offset Phase' del menú HFSS del simulador, tenemos un ejemplo (con fase progresiva de 20°) en la Figura 2.47.

Source	Type	Solved Magnitude	Solved Phase	Scaling Factor	Offset Phase	Unit
2:1	Port	1 W	0 deg	1	20 deg	
3:1	Port	1 W	0 deg	1	40 deg	
1:1	Port	1 W	0 deg	1	0 deg	
4:1	Port	1 W	0 deg	1	60 deg	

Figura 2.47 Edit Sources y Offset Phase en HFSS

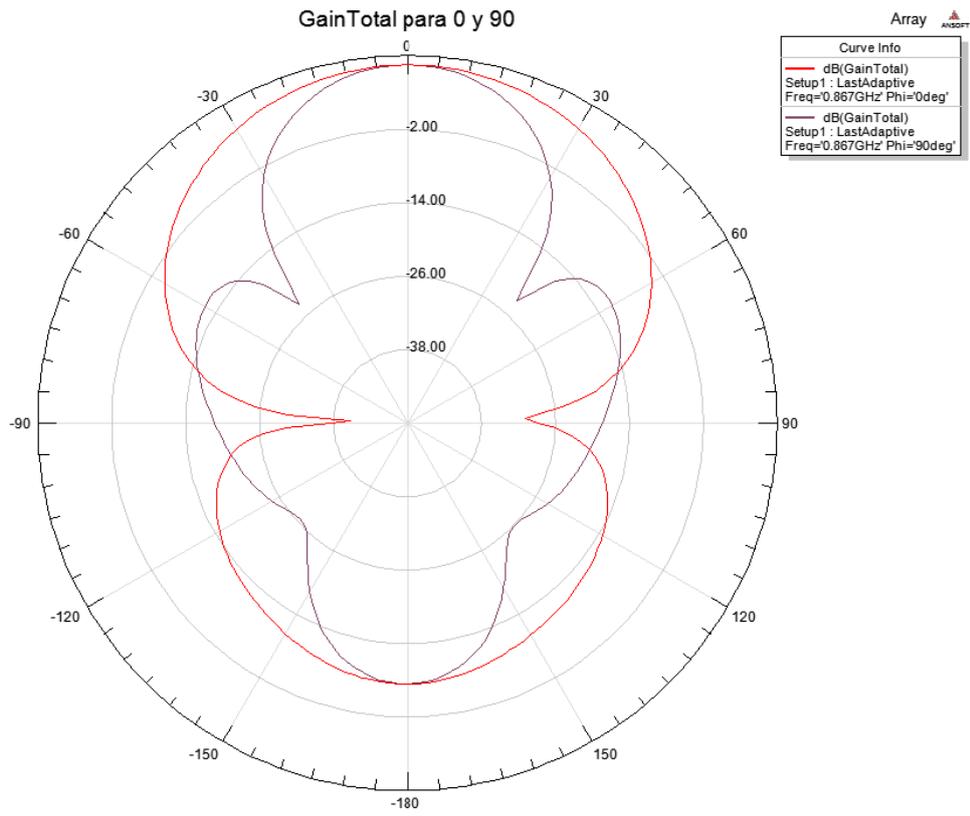


Figura 2.48 GainTotal para Antena Sin Red

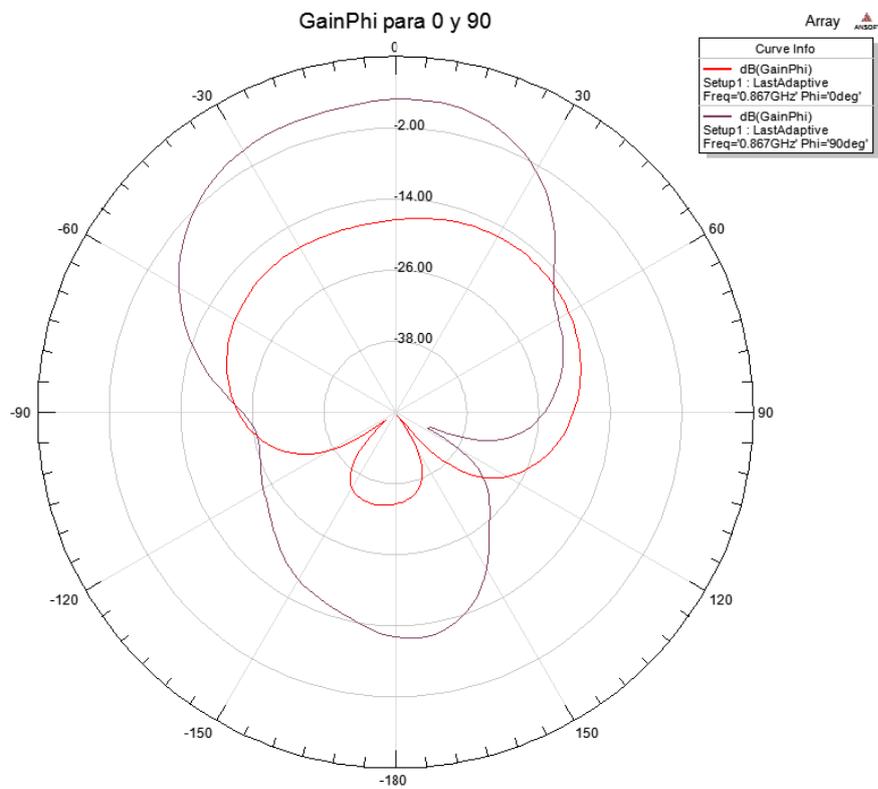


Figura 2.49 GainPhi para Antena Sin Red

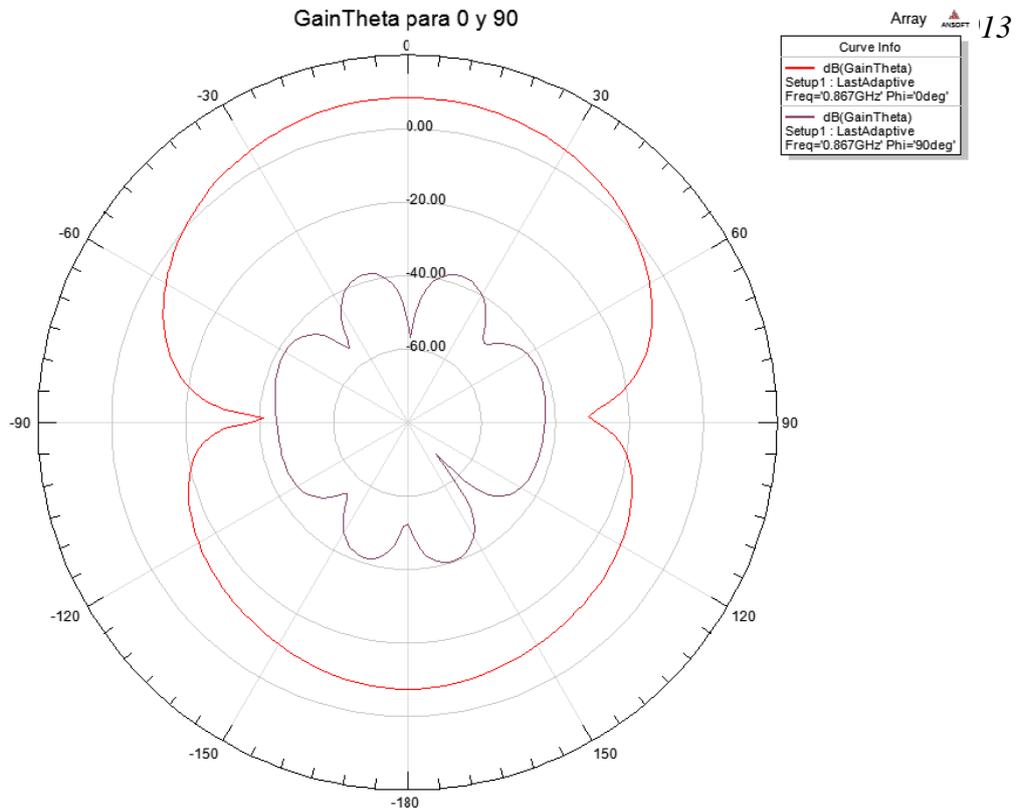


Figura 2.50 GainTheta para Antena Sin Red

En general caben destacar dos pequeños lóbulos secundarios que veremos cómo reaccionan frente a los cambios de fase que vamos a aplicar en las siguientes simulaciones. Primero empezaremos viendo los cambios con un desfase progresivo con cambio de 10° , quedando los elementos con fases $0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ$ respectivamente. [Figuras 2.51 a 2.53].

Observamos que el lóbulo principal comienza a inclinarse, modificando la dirección de apuntamiento levemente, aunque el lóbulo secundario de la derecha por ejemplo ha aumentado de nivel, lo que es perjudicial para nuestra directividad general.

Para un desfase de 20°, con los elementos a 0°,20°,40°,60° podemos ver que se marca un poco más el giro del lóbulo principal, y que uno de los secundarios sigue encogiéndose, pero el alterno sube de nivel, llegando a solaparse con el principal estropeando la directividad. La modificación en la dirección de apuntamiento nos viene bien para poder regular por donde buscará nuestra antena los elementos del sistema RFID, dándonos algo de versatilidad a la hora de colocarla en su lugar de instalación final, pero los valores que tenemos son demasiado pequeños, y el mencionado aumento en el lóbulo secundario estropea la directividad de manera que la eficiencia de este procedimiento en este caso es discutible [Figuras 2.54 a 2.56].

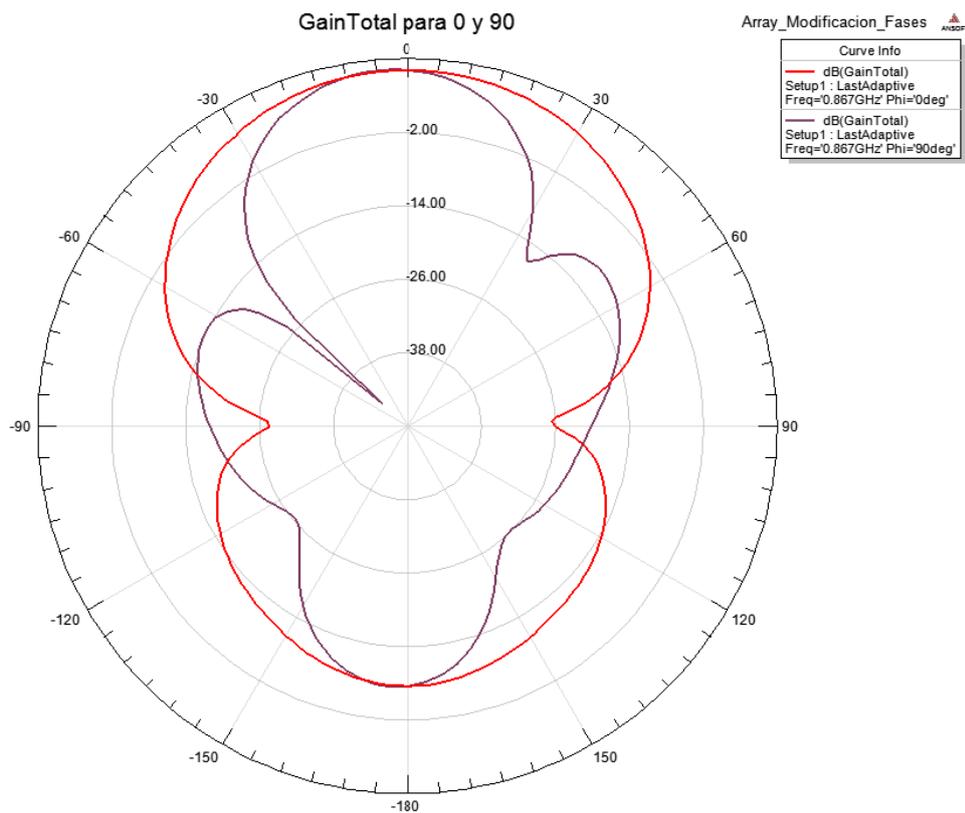


Figura 2.51 GainTotal Array Sin Red de Alimentación con desfase 10.

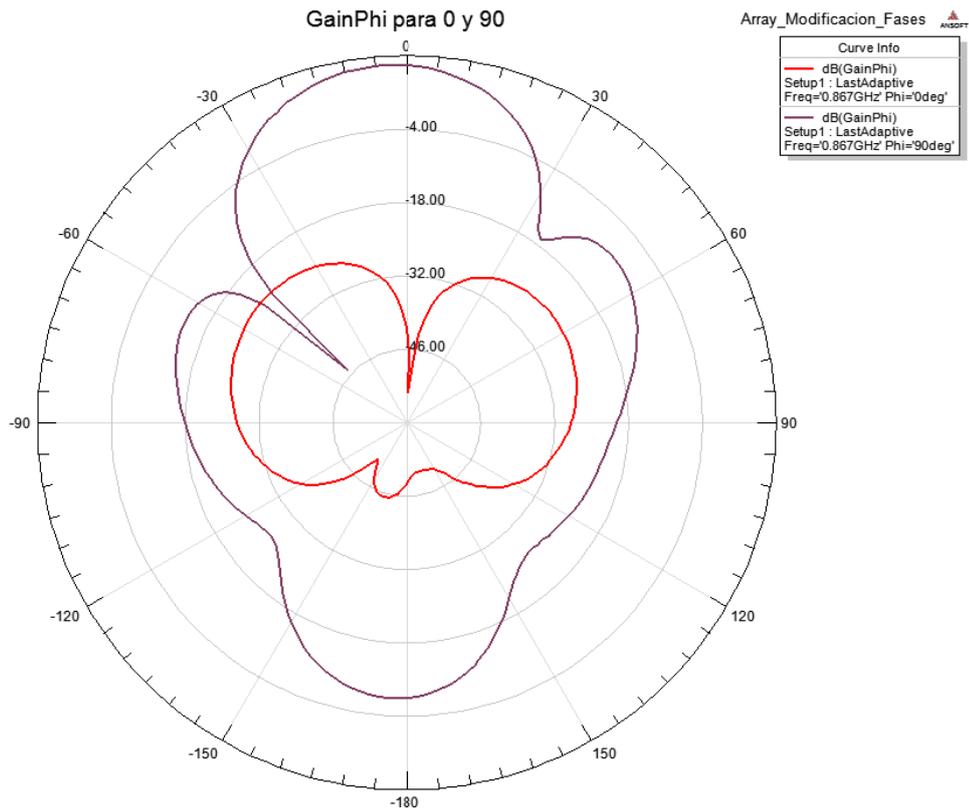


Figura 2.52 GainPhi Array Sin Red de Alimentación con desfase 10.

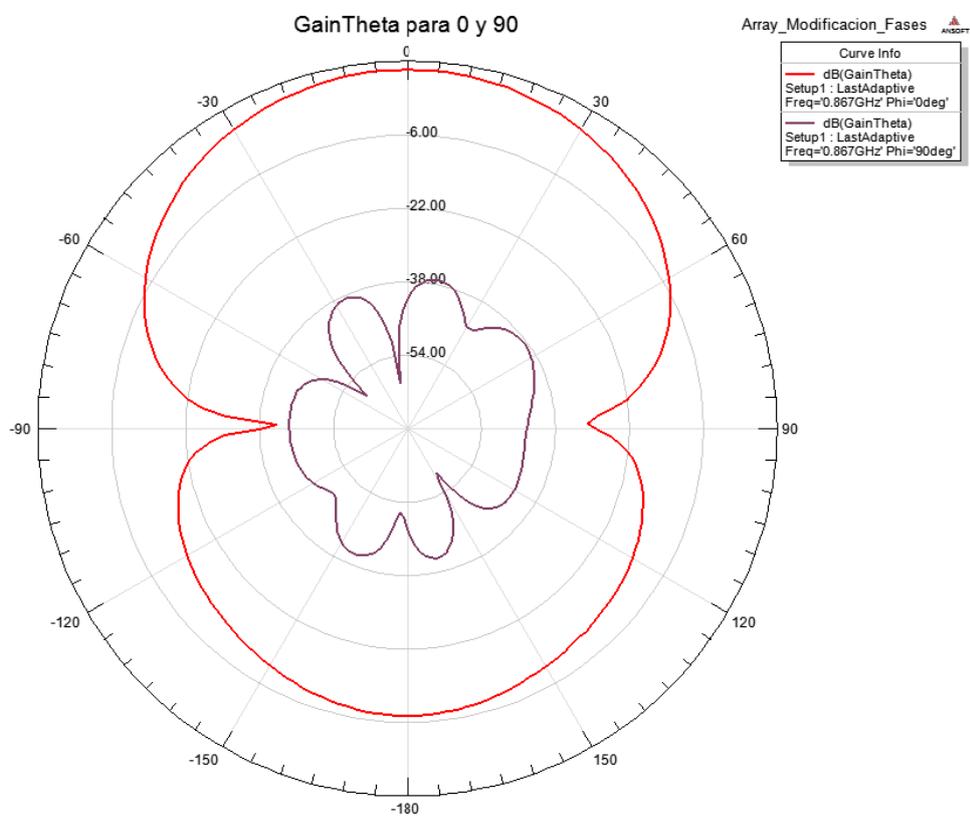


Figura 2.53 GainTheta Array Sin Red de Alimentación con desfase 10.

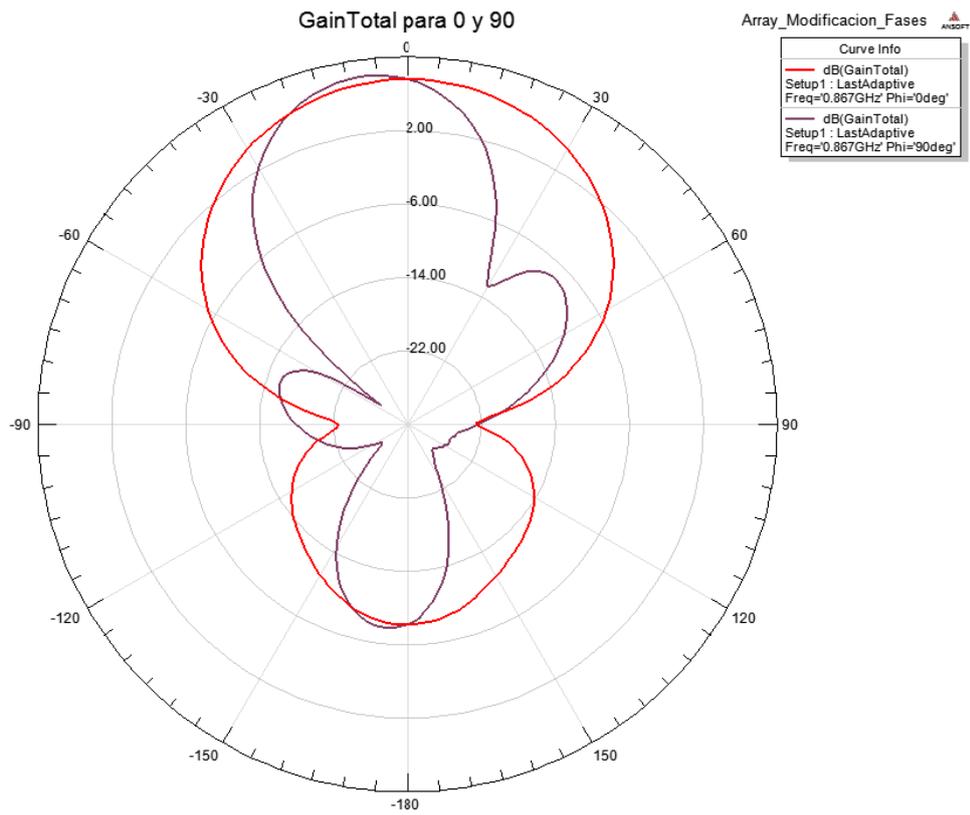


Figura 2.54 GainTotal Array Sin Red de Alimentación con desfase 20.

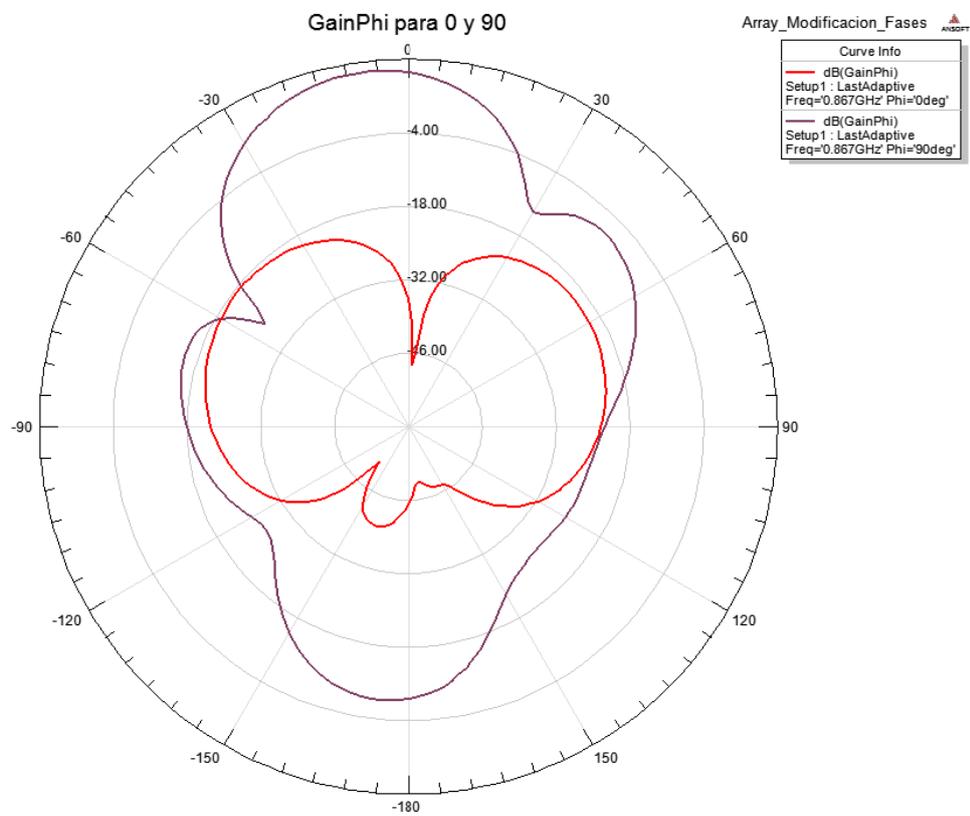


Figura 2.55 GainPhi Array Sin Red de Alimentación con desfase 20.

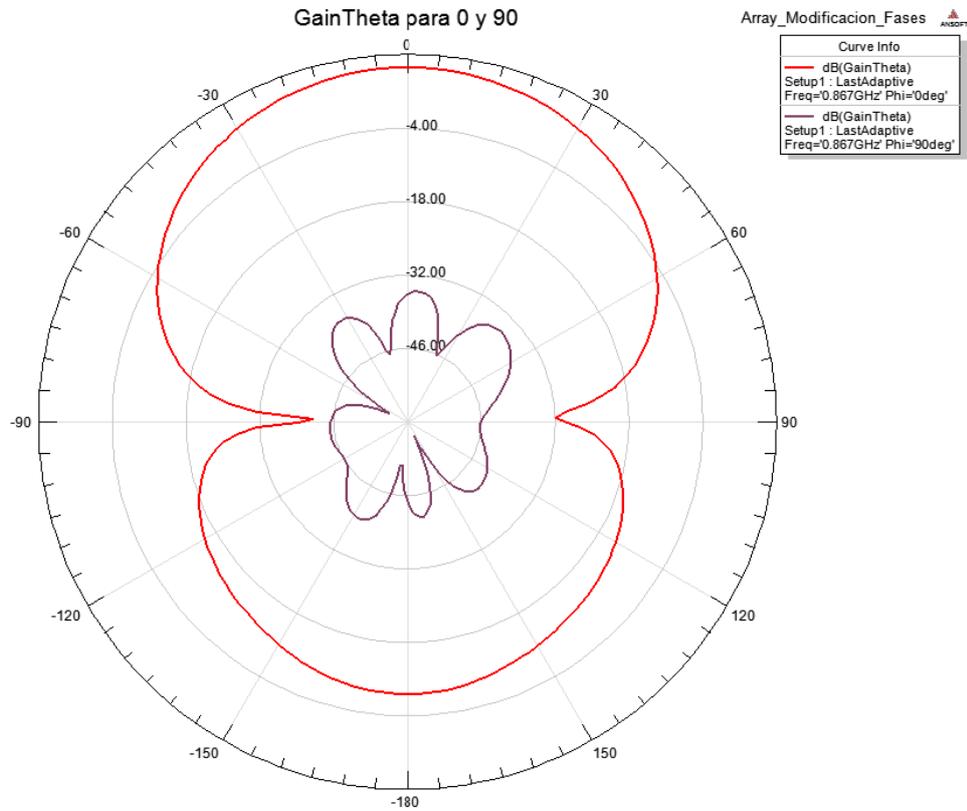


Figura 2.56 GainTheta Array Sin Red de Alimentación con desfase 20.

2.6.2 Array con Red Árbol

Vistos los resultados para nuestro array sin la red, habiendo observado aproximadamente los diagramas de radiación resultantes de la agrupación sin interactuar con la alimentación, es hora de realizar el montaje final del array.

El diseño final del array en HFSS se prepara fundamentalmente abriendo una instancia del array sin la red de alimentación, en la cual eliminaremos los puertos de alimentación, y sobre la que copiaremos la red de alimentación diseñada aparte anteriormente (mediante un sencillo corta y pega de proyecto a proyecto, eligiendo únicamente la red en sí, sin coger los dieléctricos ni el plano de tierra).

Una vez copiada la red de alimentación en nuestro circuito final, la cuadramos con las líneas de alimentación presentes en nuestro array y usamos el comando *'Boolean/Unite'* que ya vimos anteriormente en el apartado 2.5.1.2. Colocado lo principal, tenemos que extender dieléctrico y plano de tierra lo suficiente para que todo nuestro sistema caiga dentro, con el extremo de la red de alimentación, que se corresponderá con el puerto de entrada de la antena final, cayendo justo al borde del bloque de la antena.

Si probáramos a simular directamente, nos encontraríamos con algunos problemas, entre ellos los más comunes serían que no hemos definido el puerto de entrada, y un error de diseño que nos informaría de que hay objetos intersectados. Esto se debe sin duda al elemento de aire que usamos para los cálculos de la radiación, debiendo aumentar el tamaño del cubo de aire que lo define de tal

manera que cubra todo el diseño.

Para el puerto en este caso sólo necesitamos un puerto en el extremo de la red de alimentación, donde tendríamos el transformador de impedancias. Establecemos un puerto de 50Ω de tipo Lumped Port como siempre y ya estará todo listo para comenzar con las simulaciones. Podemos ver una vista general de cómo queda el diseño en HFSS en la Figura 2.57.

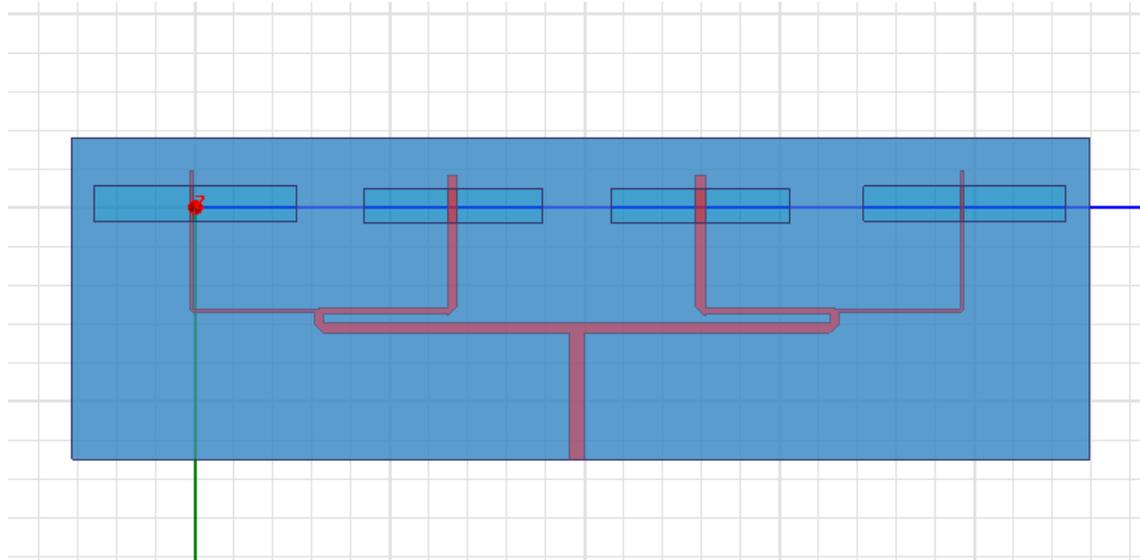


Figura 2.57 Vista Array Completo en HFSS

Podemos ver los elementos de la antena espaciados en el eje Y del sistema, y la red de alimentación conectada directamente a nuestras líneas originales, con el puerto principal en el centro del borde inferior del diseño.

2.6.2.1 Resultados y comentarios

Tras numerosas simulaciones, en las que la modificación de la posición de los slots respecto a las líneas ha vuelto a ser clave para conseguir resultados, hemos llegado a las siguientes gráficas de adaptación y diagramas de radiación.

Comenzaremos con el caso con elementos de 50Ω y 100Ω en árbol y posteriormente veremos los cambios que se dan en el caso de una adaptación a un circuito con los cuatro elementos iguales y de 100Ω .

La adaptación de la antena ahora depende de un solo puerto, dado que todas las líneas están conectadas entre sí junto a la red de alimentación. Así pues solo necesitamos obtener el parámetro S11. En la Figura 2.58 podemos ver que hemos llegado a un muy buen resultado, con una adaptación de casi -25dB para la frecuencia de trabajo, con un más que aceptable ancho de banda que nos da un margen de maniobra alrededor de dicha frecuencia para evitar problemas por derivas en frecuencia.

Una de las cosas a tener en cuenta en las simulaciones en HFSS es el nivel de fiabilidad de las simulaciones. Para garantizar que los resultados son veraces, es necesario aumentar el parámetro del número de pasos de convergencia en la ventana de definición de la simulación. Aumentar este parámetro supone extender el tiempo de la simulación, por lo que es una buena estrategia relajar estas limitaciones al principio para ir centrando valores y aumentar el rigor de los resultados cuando ya estamos cerca de los valores deseados.

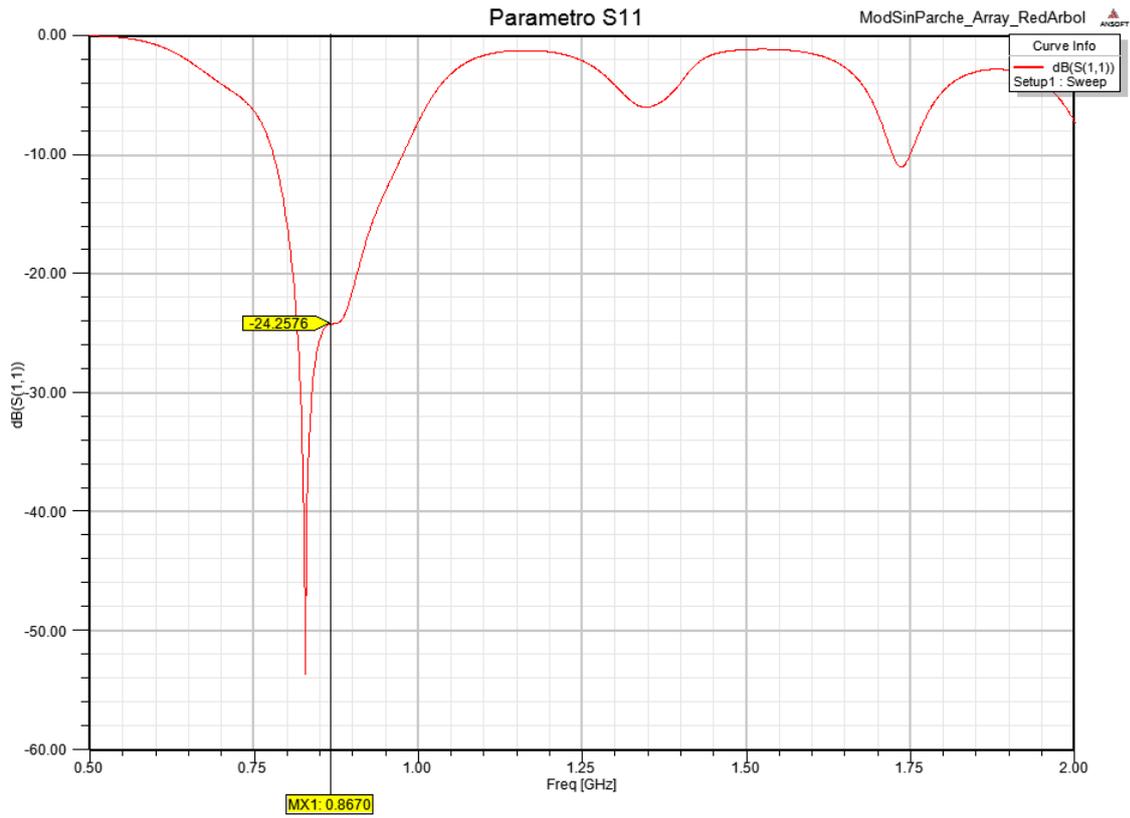


Figura 2.58 Parámetro S11 Array Completo

Veremos a continuación cómo afecta la red de alimentación al diagrama de radiación obtenido anteriormente en el apartado 2.6.1. [Figuras 2.59 a 2.61]

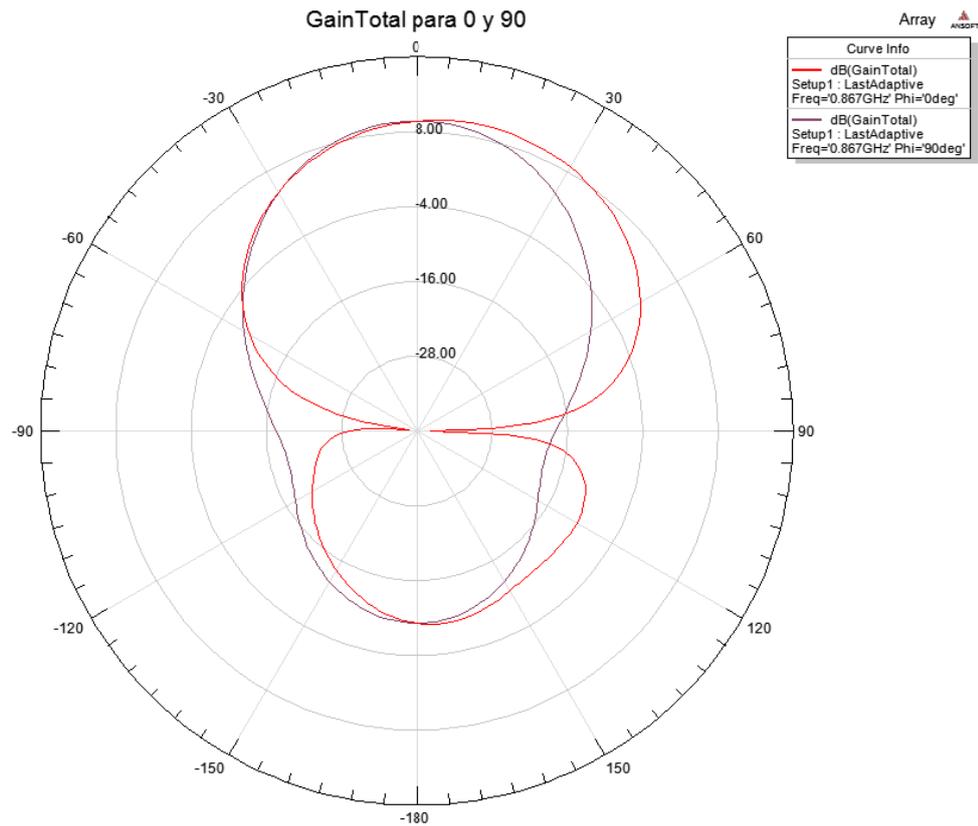


Figura 2.59 GainTotal Array Completo

Ya de entrada con el diagrama correspondiente a GainTotal podemos ver que los lóbulos secundarios han desaparecido y el lóbulo principal ha ensanchado perdiendo en directividad la antenna. Respecto a la radiación backwards sigue siendo de unos -10dB.

En definitiva hemos conseguido un array con una buena adaptación a nuestra frecuencia de trabajo pero que presenta dos problemas fundamentales:

- Baja directividad
- Radiación trasera excesiva

Aunque faltaría hacer pruebas de campo para comprobar el funcionamiento en un sistema funcional RFID (que no competen a este proyecto), podemos decir que como primera aproximación a nuestro problema es interesante, ya que tenemos una ganancia digna y unos tamaños que cumplen las limitaciones a pesar de no tener el diagrama de radiación más idóneo, y ya podemos centrarnos en depurar los problemas que hemos ido viendo y en buscar posibles alternativas de diseño para comprobar los cambios que puedan repercutir positivamente en los resultados de éste.

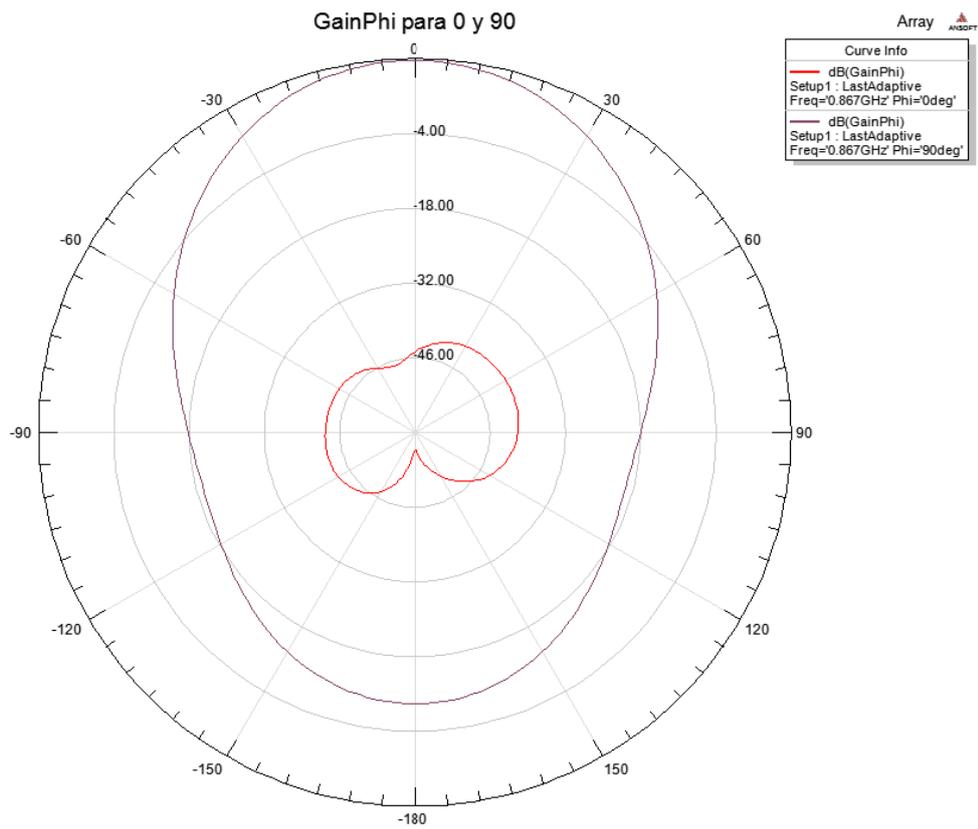


Figura 2.60 GainPhi Array Completo

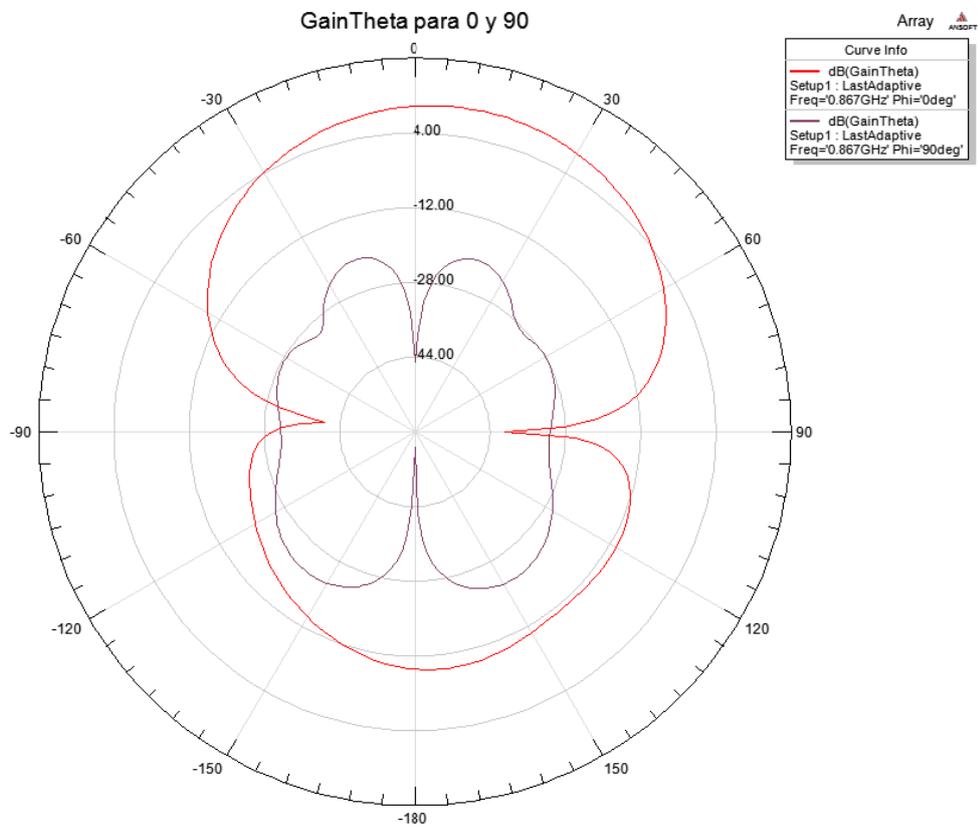


Figura 2.61 GainTheta Array Completo

Para la versión con cuatro elementos iguales, montamos el circuito empleando la red de alimentación calculada en el apartado anterior, quedando un circuito similar al mostrado en la Figura 2.62

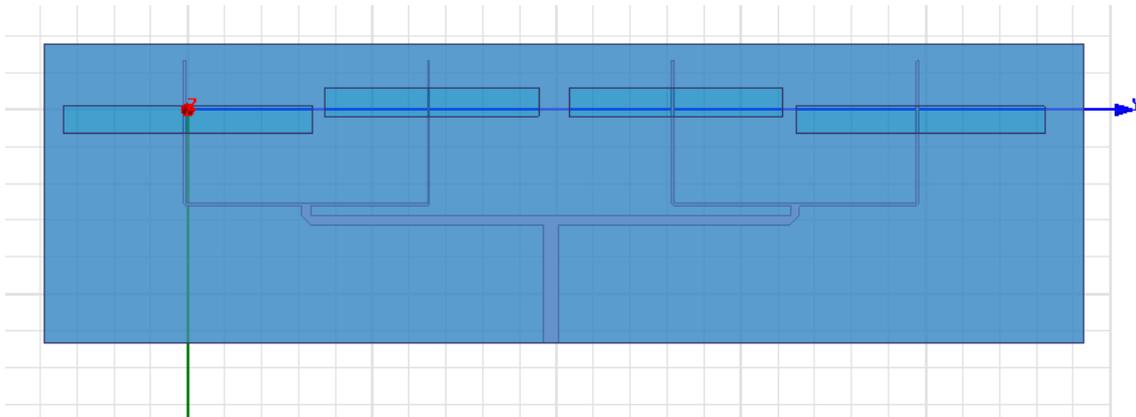


Figura 2.62 Circuito en HFSS Array Red Árbol 4x100

Una de las ventajas de este diseño como vimos antes es una mayor estabilidad de los parámetros S debido a que en los elementos de los codos y T's del circuito hay menos saltos de impedancia que afecten negativamente al circuito. En las siguientes capturas de resultados podemos ver cómo han variado los resultados del diseño con los cambios introducidos en las impedancias de cada elemento. En la Figura 2.63 mostramos el parámetro S11 del sistema.

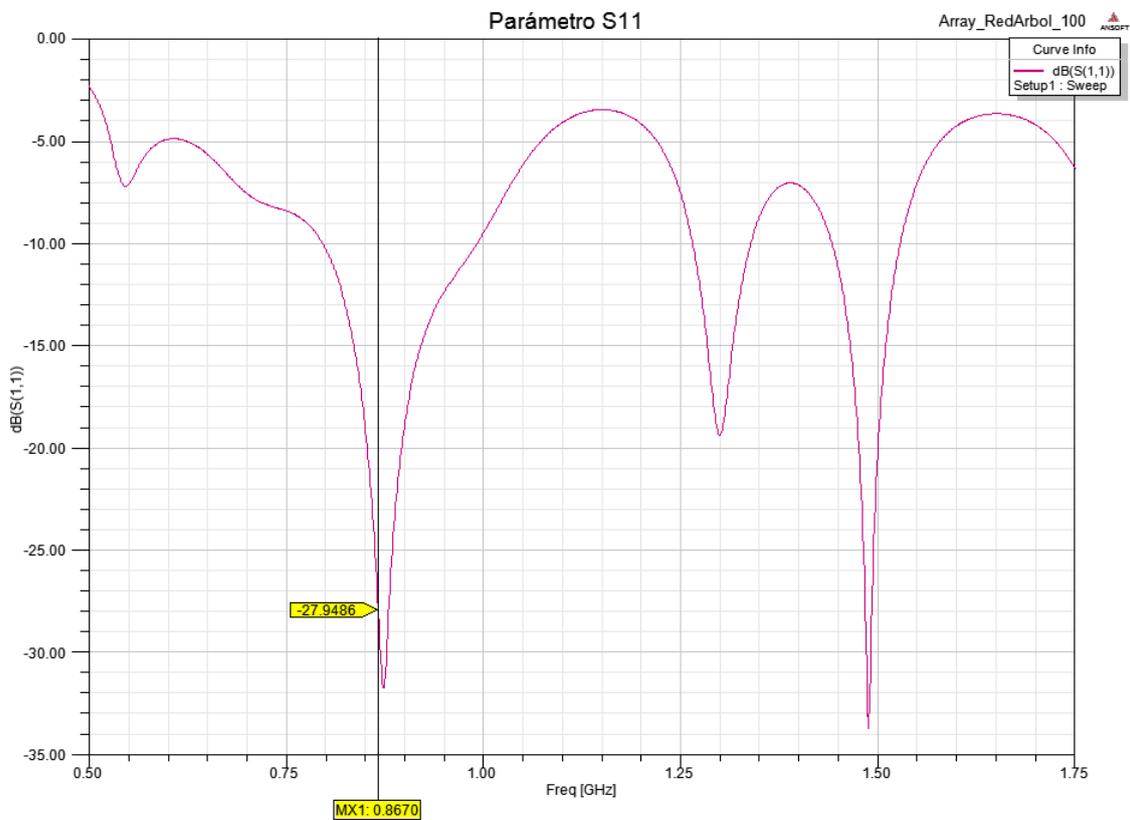


Figura 2.63 Parámetro S11 Array Red Árbol 4x100

Para este caso podemos ver que obtenemos un nivel ligeramente mayor a la frecuencia de trabajo y a la vez contamos con un buen ancho de banda que nos garantiza unos -20dB alrededor de dicha frecuencia. Se presentan por el contrario dos picos importantes de resonancia en aproximadamente 1.26GHz y 1.49GHz pero pueden ser obviados dada la distancia entre las frecuencias, no considerando una deriva de frecuencia tan fuerte como posible.

En las Figuras 2.64 a 2.66 mostramos los resultados obtenidos para los diagramas de radiación.

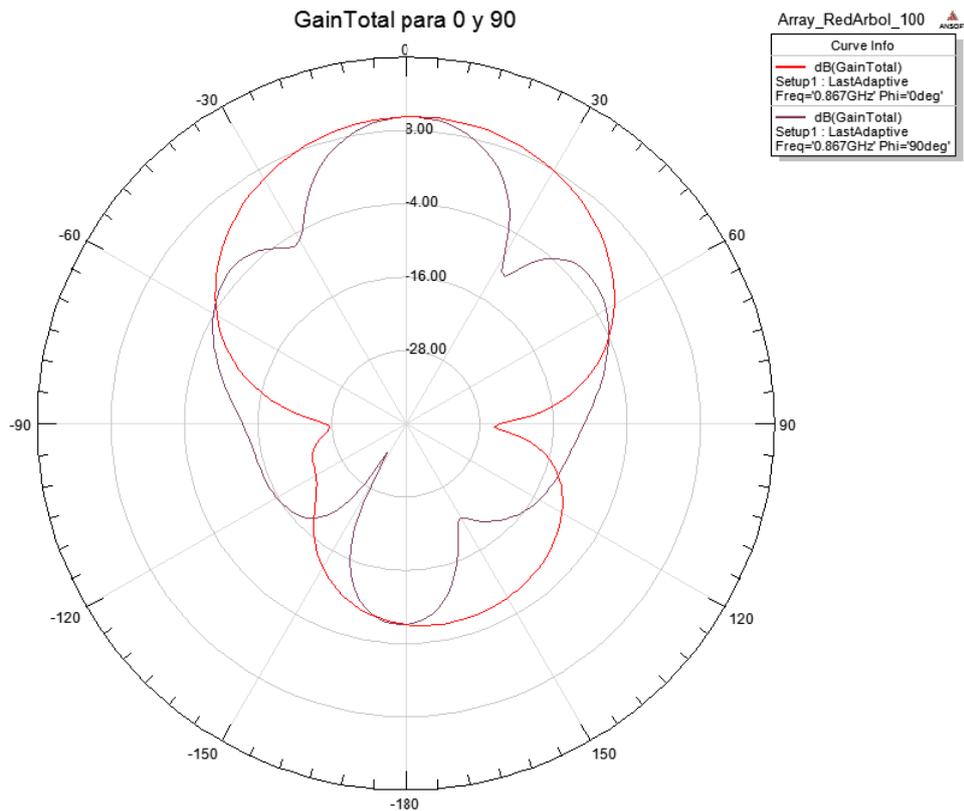


Figura 2.64 GainTotal Array Red Árbol 4x100

En esta gráfica de GainTotal podemos donde podemos ver el diagrama general, vemos que el lóbulo principal se ha estrechado considerablemente y han aparecido lóbulos laterales que anteriormente se solapaban con el principal pero que por la estructura de la antena deberían mostrarse. Habiendo conseguido una ligera mejora en la directividad con el estrechamiento del lóbulo principal, queda el nivel de radiación backwards que se queda en torno a unos -7dB siendo éste valor similar al caso anterior como era de esperar para este caso sin parche.

Por último el resto de diagramas de radiación nos verifican que los resultados concuerdan con lo anteriormente expuesto.

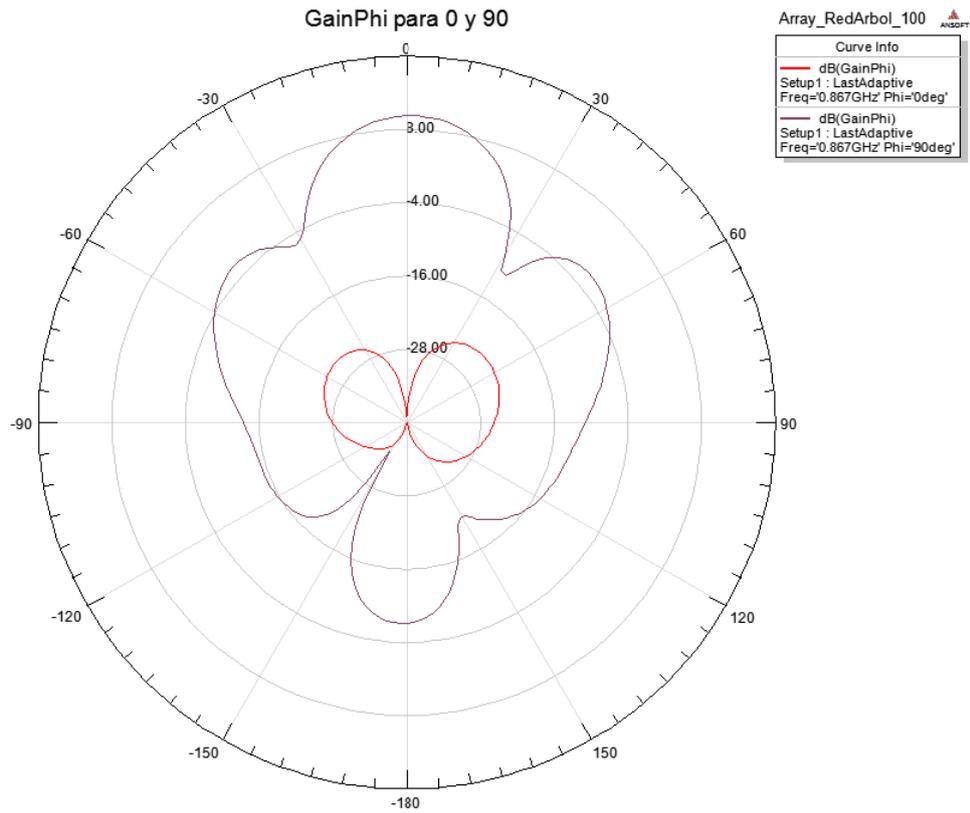


Figura 2.65 GainPhi Array Red Árbol 4x100

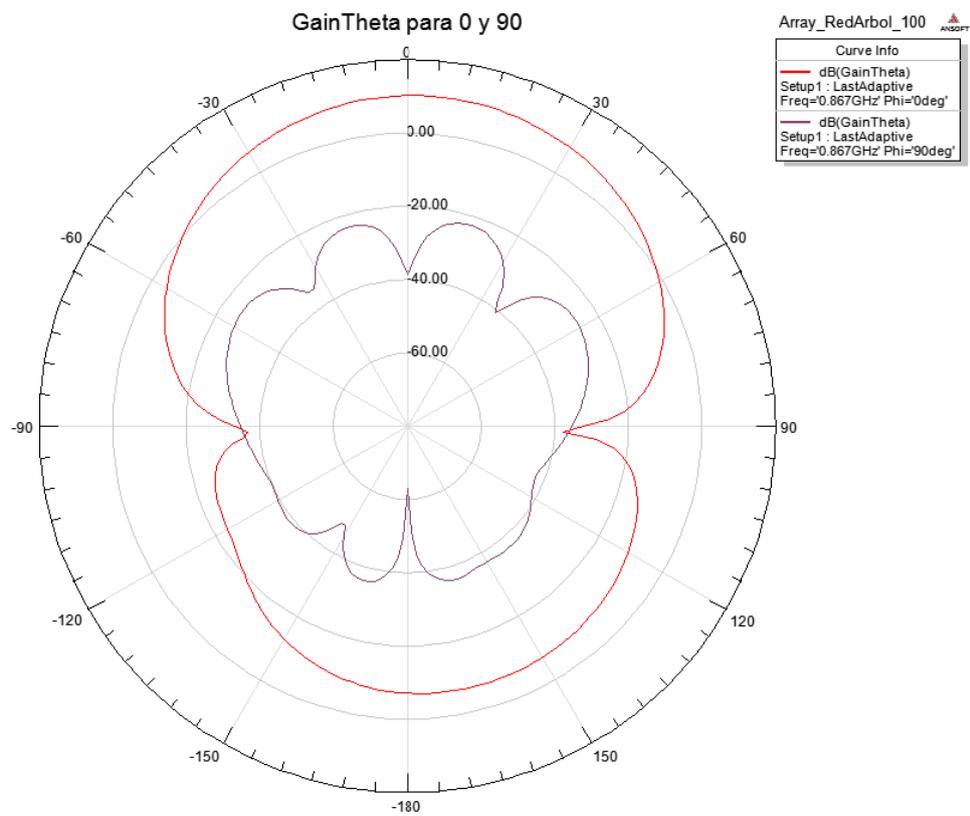


Figura 2.64 GainTheta Array Red Árbol 4x100

Para comprobar que nuestra red de alimentación trabaja correctamente, debemos tener en cuenta, que para $\varphi=0^\circ$ y un barrido en θ , el diagrama no ha de ser simétrico por la disposición que hemos dado a los elementos a lo largo del eje Y. En esta disposición, tendremos que la componente E_θ será en este caso la componente copolar, mientras que la E_φ será la crosplar. Podemos ver que se confirma en la Figura 2.63 por ejemplo, donde la componente crosplar tiene un nivel muy bajo como era de esperar, y la copolar presenta diagramas anchos no necesariamente simétricos por nuestra disposición.

Por otro lado, si tenemos $\varphi=90^\circ$ y un barrido en θ , sí que debemos encontrar una simetría en el diseño ya que en esta disposición deberemos apreciar si todo va bien el efecto array de nuestro circuito. En este caso, la componente crosplar es la E_θ , mientras que E_φ será la copolar. Este efecto puede verse claramente en la Figura 2.63 de nuevo, donde apreciamos el efecto array en la copolar, mientras que obtenemos un nivel bajo para la crosplar.

Este proceso para verificar los diagramas de radiación nos ayudará a detectar fallos en el diseño. En el caso de tener una aberración de fase por ejemplo, perderemos el efecto array del diagrama correspondiente, o obtendremos diagramas no simétricos, significando que nuestra red de alimentación presenta algún inconveniente para el diseño.

2.6.3 Array con Red Bus

Con la topología en bus hemos buscado en principio reducir la profundidad de la antena, es decir su tamaño en el eje X, a costa de aumentar el tamaño a lo largo del eje Y. Esto nos sirve también en parte para estudiar cómo evoluciona el diagrama a una distancia de elementos modificada y con diferentes cambios de impedancia respecto a los vistos en el apartado correspondiente a las antenas con red en árbol.

Para este diseño hemos seguido la topología indicada en 2.5.2 considerando elementos básicos iguales con impedancia 100Ω . Como vimos en dicho apartado el paralelo de las dos ramas externas a cada lado de la T principal crean una impedancia vista desde dicha T de un valor de 50Ω , que en paralelo con la del lado contrario nos deja una impedancia vista desde el puerto de entrada de 25Ω . Dicha impedancia es compensada con un transformador como en diseños anteriores.

El diseño resultante se puede ver en la Figura 2.65, donde se aprecia claramente cómo las líneas que salen de la T central son el doble de anchas (mitad de impedancia) que las finales de impedancia 100Ω . Visto el diseño pasamos a la toma de resultados para comprobar si los cambios en nuestro sistema han resultado favorables.

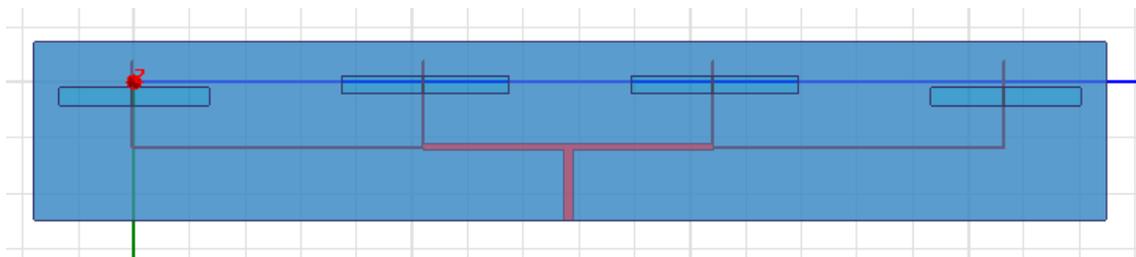


Figura 2.65 Circuito en HFSS Array Sin Parche Red Bus

2.6.3.1 Resultados y comentarios

Realizando las pertinentes simulaciones hemos llegado a los siguientes resultados para nuestro diseño.

En primer lugar podemos ver la gráfica de adaptación correspondiente al parámetro S11 de nuestra antena [Figura 2.66]. Hemos conseguido una buena adaptación, menos ruidosa que en el caso anterior y con un buen nivel a la frecuencia de trabajo manteniendo un ancho de banda mejor también que en el caso con la red en árbol, guardando siempre un nivel por alrededor de los -20dB. En este primer resultado vemos entonces una mejoría en comparación a casos anteriores.

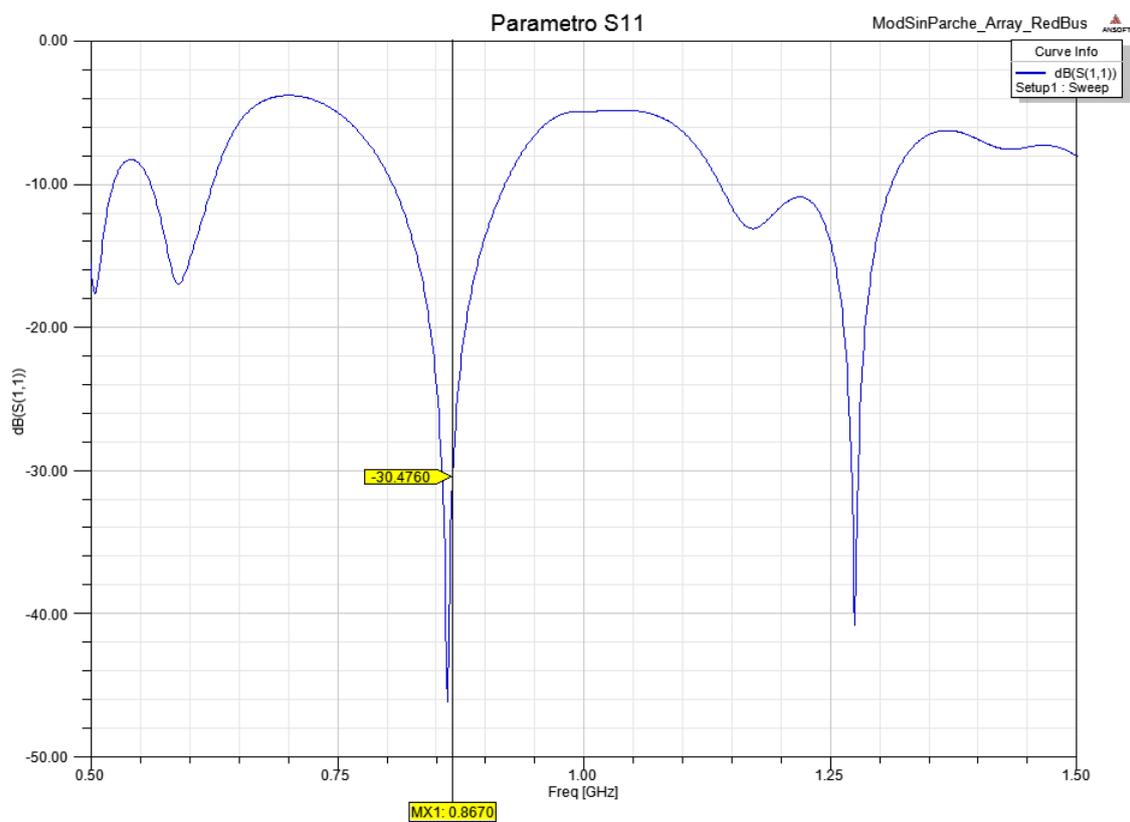


Figura 2.66 Parámetro S11 Array Sin Parche Red Bus

En las Figuras 2.67 a 2.69 mostramos los resultados obtenidos para los diagramas de radiación de la antena. Uno de los objetivos de aplicar una topología bus al diseño era comprobar cómo afectaría a dichos diagramas la nueva disposición más separada de los elementos que conforman el array. Si observamos los diagramas obtenidos veremos que hemos obtenido un diagrama mucho más claro que en casos anteriores, con un lóbulo principal muy bien marcado y estrecho en la dirección de máxima radiación, acompañado eso sí por dos lóbulos laterales con un nivel menor que en otros modelos y manteniendo siempre una buena relación de ganancia respecto al principal.

Por último la radiación trasera también se ha visto modificada, manteniendo un nivel de ganancia similar pero con unos lóbulos más estrechos. Es por tanto la mejor aproximación que hemos tenido a este problema concreto para los modelos de antenas en array sin la estructura SSFIP que veremos en el punto 3 del presente informe. Como mencionamos antes, podemos verificar la explicación dada en el apartado anterior, viendo el efecto array claramente en el diagrama de la Figura 2.68, con las componentes copolar y crosplar bien diferenciadas y con la simetría bien marcada, por lo que podemos decir que la línea de alimentación funciona correctamente.

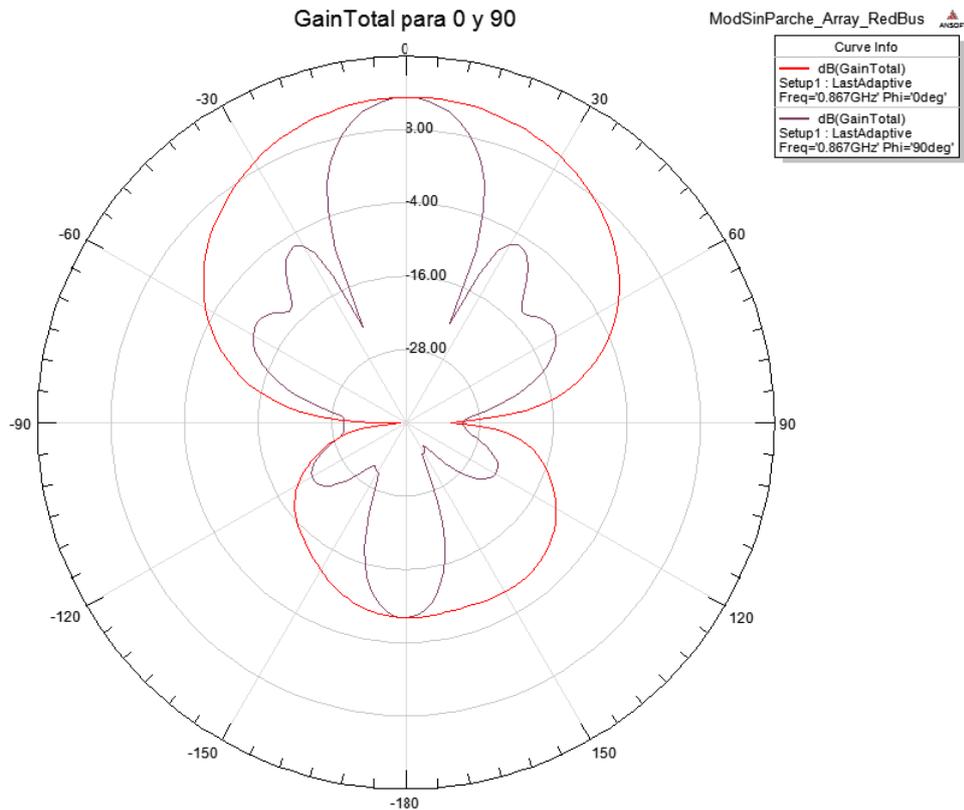


Figura 2.67 GainTotal Array Sin Parche Red Bus

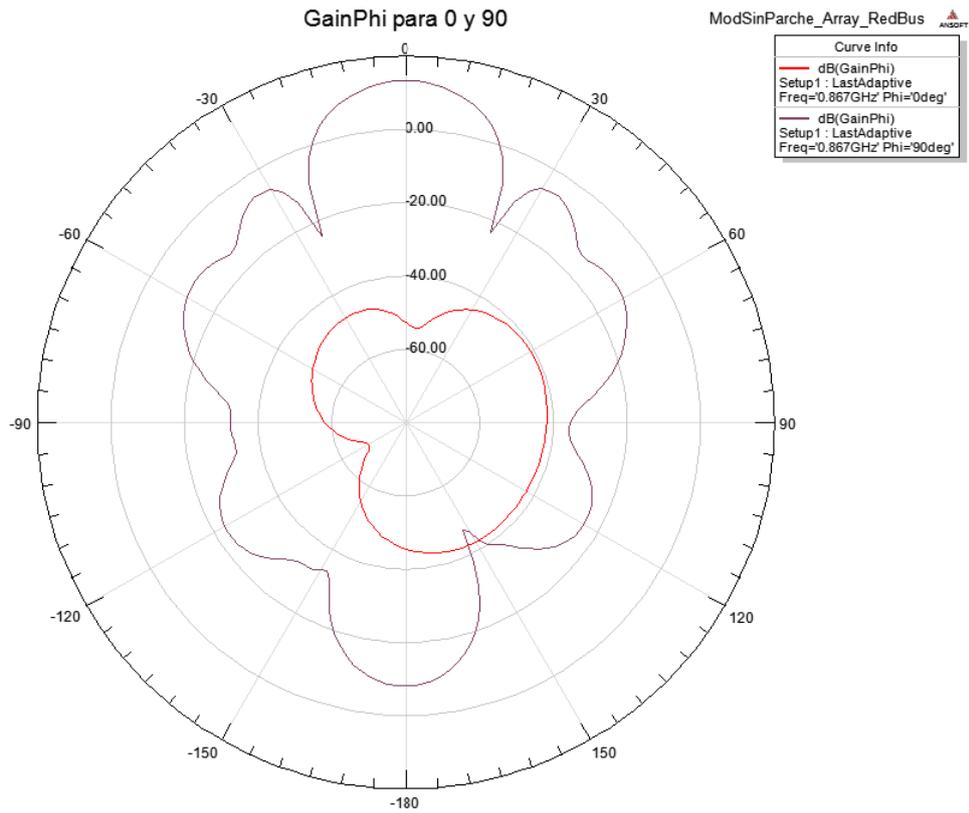


Figura 2.68 GainPhi Array Sin Parche Red Bus

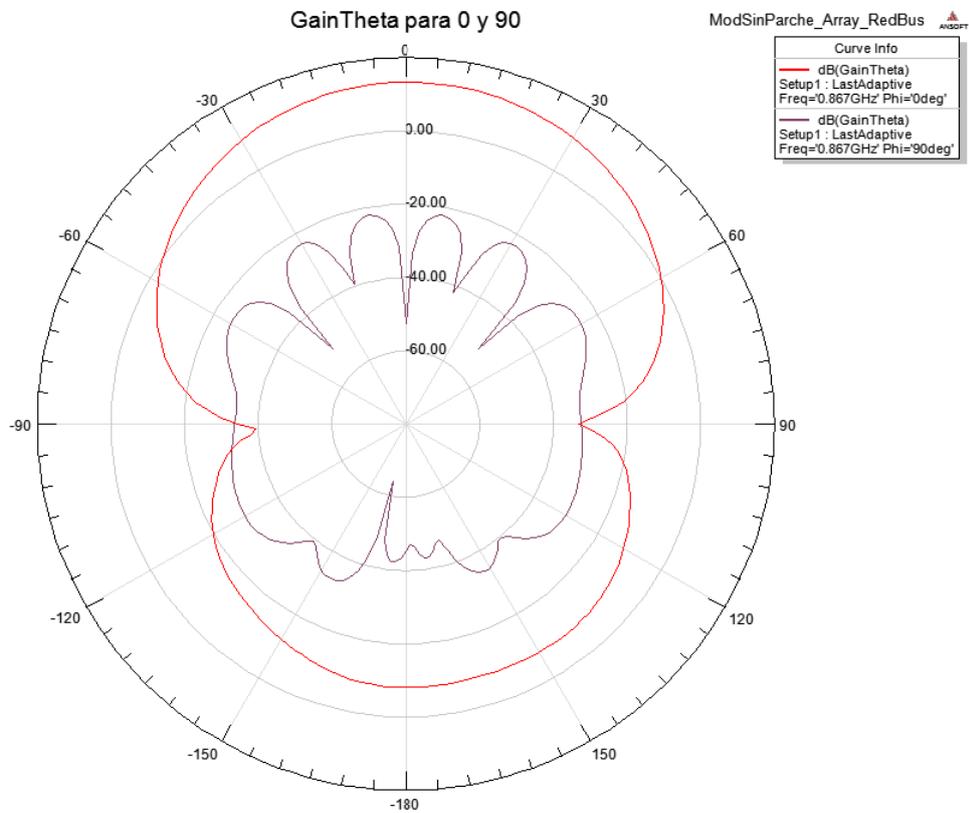


Figura 2.69 GainTheta Array Sin Parche Red Bus

3. Diseño con parche

En este tercer apartado de la memoria abordamos una nueva implementación basada en la incorporación de un parche a la estructura, buscando reducir la radiación trasera y aumentar el ancho de banda de adaptación.

3.1 Cambios en la estructura

La incorporación de los parches supone una modificación importante respecto de la sencilla estructura original del diseño. Necesitaremos trabajar en este caso con hasta tres sustratos que se estructurarán de la siguiente manera [Figura 3.1]:

- Substrato base: en este sustrato encontraremos a un lado la línea de alimentación, y en la cara opuesta el plano de tierra con el respectivo slot.
- Espuma intermedia: para jugar con las distancias entre parche y slot necesitamos una espuma dieléctrica con características similares al aire.
- Substrato superior: en la capa superior de sustrato encontraremos el parche microstrip que nos ayudará a regular la radiación backwards y a conseguir otro pico de adaptación que nos ayude a aumentar el ancho de adaptación final del sistema.

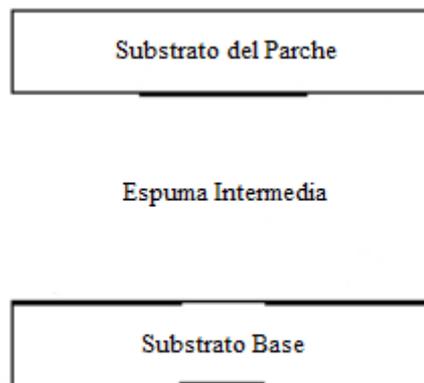


Figura 3.1 Diagrama estructural Antena con Parche

En este caso, para las simulaciones tendremos que tener en cuenta más parámetros que para el caso sin parche. Dado que buscamos la interacción del parche con el slot para una correcta adaptación deberemos jugar con valores como el grosor de los dieléctricos, que modificará la distancia entre parche y slot, y los tamaños del slot y el parche, así como su posición relativa.

3.2 Modelos a implementar

Dada la dificultad de implementar este tipo de antena desde cero sin tener conocimientos de tamaños relativos a nuestra frecuencia, lo que nos llevaría a innumerables simulaciones de larga duración en HFSS, decidimos buscar una solución aproximada empleando un programa diseñado por el director de proyecto, Alejandro Álvarez Melcón, que nos permite realizar variaciones rápidamente sobre un diseño similar con unos tiempos de simulación sensiblemente menores. Para el desarrollo de estas antenas SSFIP (slot-strip-foam-inverted-patch) hemos usado un programa desarrollado en Fortran77 internamente por el grupo de investigación basado en la ecuación integral con función de Green multicapa, que considera capas de dieléctrico infinito en el plano transversal y resuelve numéricamente la ecuación integral en las metalizaciones impresas sobre el dieléctrico. El programa calcula primero las funciones de Green para un medio multicapa en el dominio espectral y realiza las

transformaciones necesarias para plantear y resolver la ecuación integral en el dominio espacial.

Con este programa hemos llegado a dos diseños interesantes que implementaremos en los siguientes apartados. Dichos diseños difieren respecto al original, y entre ellos, en la constante dieléctrica de los substratos base y de parche.

En el primer modelo necesitaremos montar una estructura como la de la Figura 3.2, donde para los dieléctricos base y de parche hemos usado un Duroid 5870 con buenos resultados (con valor de constante $\epsilon_r=2.33$) y para el dieléctrico intermedio una espuma con $\epsilon_r=1$. Podemos apreciar que el añadir el parche supone saltarnos varias de las limitaciones que vimos en apartados anteriores, como el espesor y el uso de un dieléctrico disponible en los laboratorios. Además el uso de una espuma intermedia y un segundo dieléctrico complica y encarece el proceso de fabricación final.

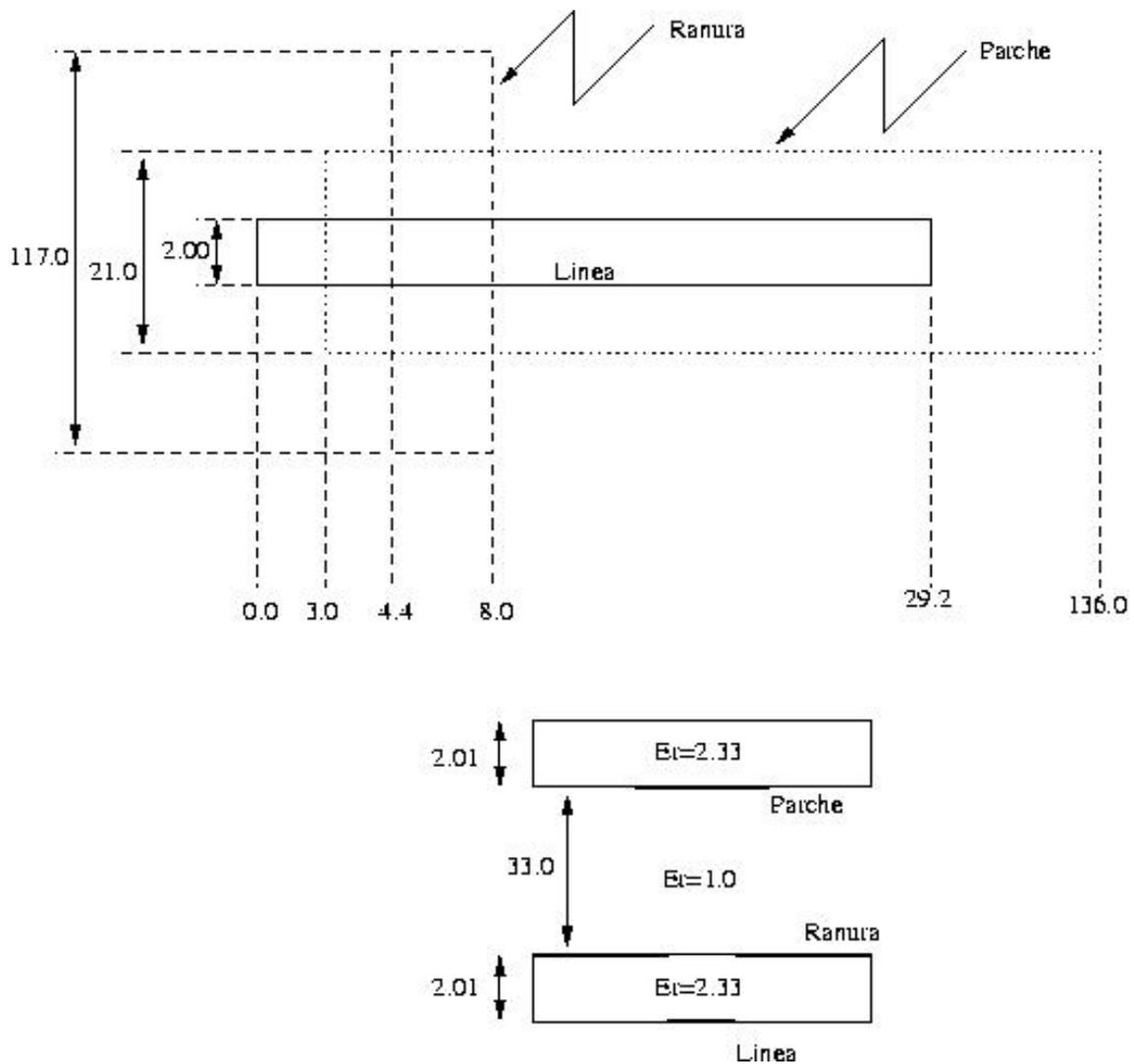


Figura 3.2 Estructura con Parche Modelo 1

Para el segundo caso, que podemos ver en la Figura 3.3, hemos empleado sustratos Rogers RO3003, con $\epsilon_r=3$ y la misma espuma que en el caso anterior.

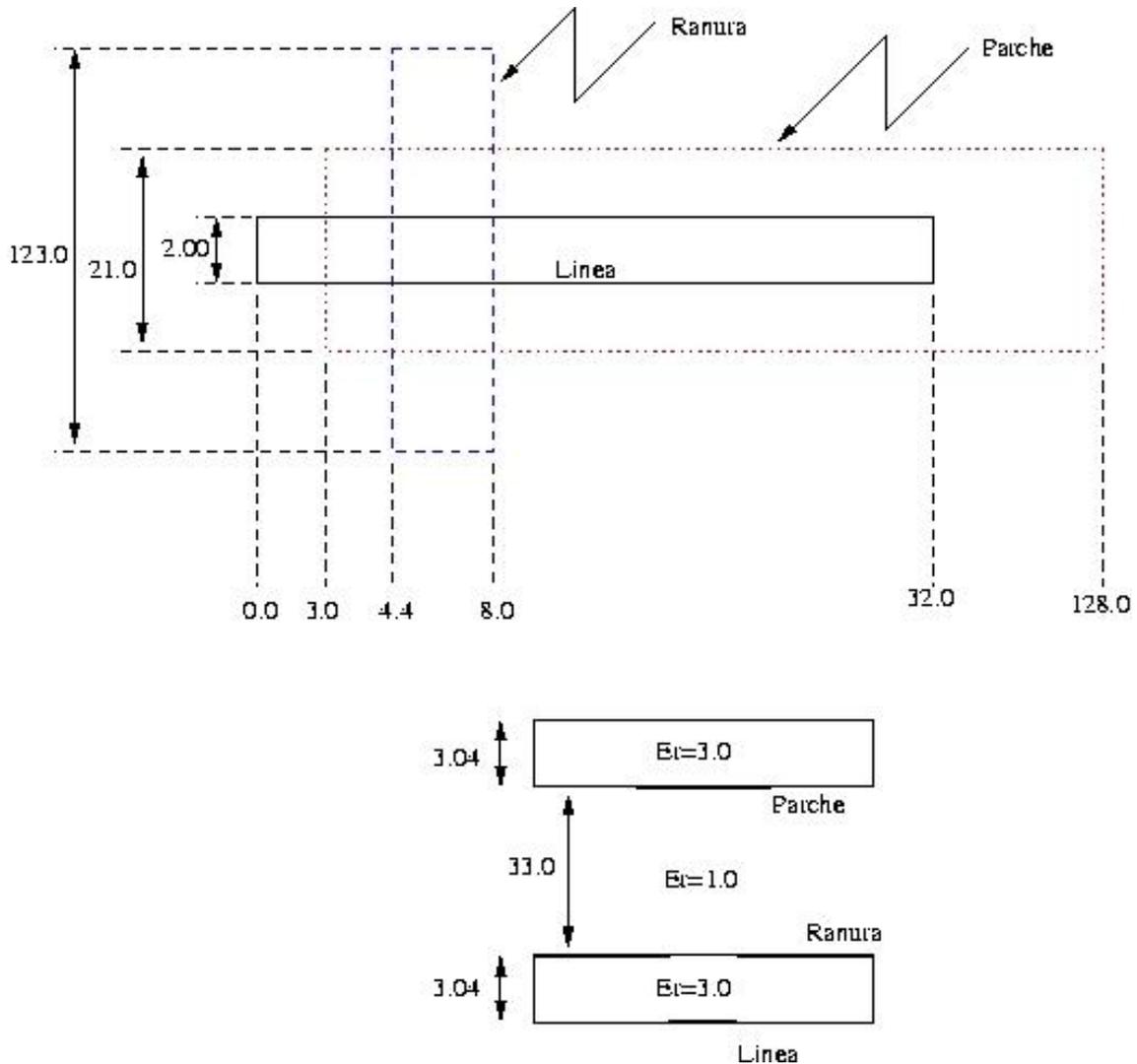


Figura 3.3 Estructura con Parche Modelo 2

Cabe destacar que los diseños obtenidos mediante este software no tienen en cuenta la correcta impedancia de las líneas, que aunque están configuradas como líneas de 50Ω , no presentan las correctas dimensiones. Este problema se resuelve en la implementación en HFSS directamente, llevándonos a ligeras modificaciones de posición y tamaños respecto a las imágenes anteriores, que sirven únicamente de guía para establecer una estructura general sobre la que trabajar.

3.3 Modelo 1

Comenzamos las fases de diseño en HFSS con el modelo 1, correspondiente a la Figura 3.2. Seguiremos el mismo orden que en los modelos sin parche, primero diseñando las celdas correspondientes a antenas de 50Ω y 100Ω para posteriormente estudiar las redes de alimentación que necesitaremos para el array objetivo.

3.3.1 Celda de 50Ω

Para comenzar con la implementación de este modelo en HFSS debemos crear los bloques correspondientes a los dieléctricos. Como mencionamos antes necesitaremos tres de estos bloques, dos de ellos corresponderán al dieléctrico Duroid 5870 y servirán de base a la línea, el slot y el parche, y por otro lado tendremos un bloque intermedio que será nuestra capa de espuma, a la cual asignamos un material genérico creado en HFSS con $\epsilon_r=1$ ya que eléctricamente estas espumas tienen características similares al aire.

Una vez creados los colocamos apilados y creamos el plano de tierra, el parche y el slot (que restaremos de la superficie del plano de tierra). En la Figura 3.4 tenemos una vista lateral del diseño para ver la diferencia de tamaños entre dieléctricos de una manera más exacta a la vista anteriormente.

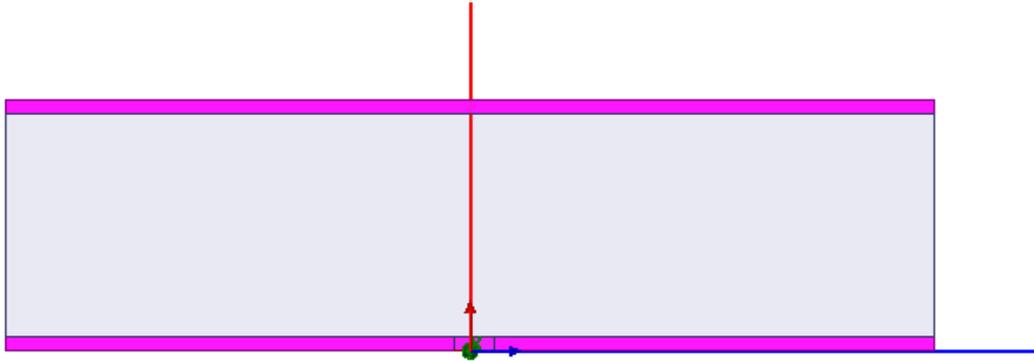


Figura 3.3 Modelo 1 Vista Lateral

Cabe destacar, que en el modelo sin parches, el grosor de la antena era de 1.57mm aproximadamente (realmente habría que añadir el espesor del plano de tierra y la línea de feed, pero se considera despreciable). En este caso con parche nos movemos con espesores considerablemente mayores, siendo en este caso del modelo 1 un espesor total de 37.02mm, lo que supone un incremento importante respecto al caso anterior.

3.3.1.1 Resultados y comentarios

Pasemos ahora a analizar los resultados obtenidos del diseño. En primer lugar vamos a echar un vistazo general a la disposición final de la antena para comprobar las posiciones relativas de los elementos respecto al diseño original que teníamos.

En la Figura 3.4 se observa la estructura definitiva de nuestra celda de 50Ω, donde la principal diferencia radica en el tamaño de la línea de alimentación, que ha tenido que ser rediseñada para coincidir con los valores de anchura necesarios para tener una impedancia apropiada. Estos arreglos se han realizado usando el software TXLine como en casos anteriores, pero teniendo en cuenta el cambio de grosores y constantes del dieléctrico.

Otro dato que llama la atención es el tamaño del parche, que es fundamentalmente el elemento que sobredimensiona nuestro diseño. El problema radica en que sin llegar a estos tamaños no conseguimos la segunda resonancia que necesitamos para extender el ancho de banda de adaptación que teníamos como objetivo.

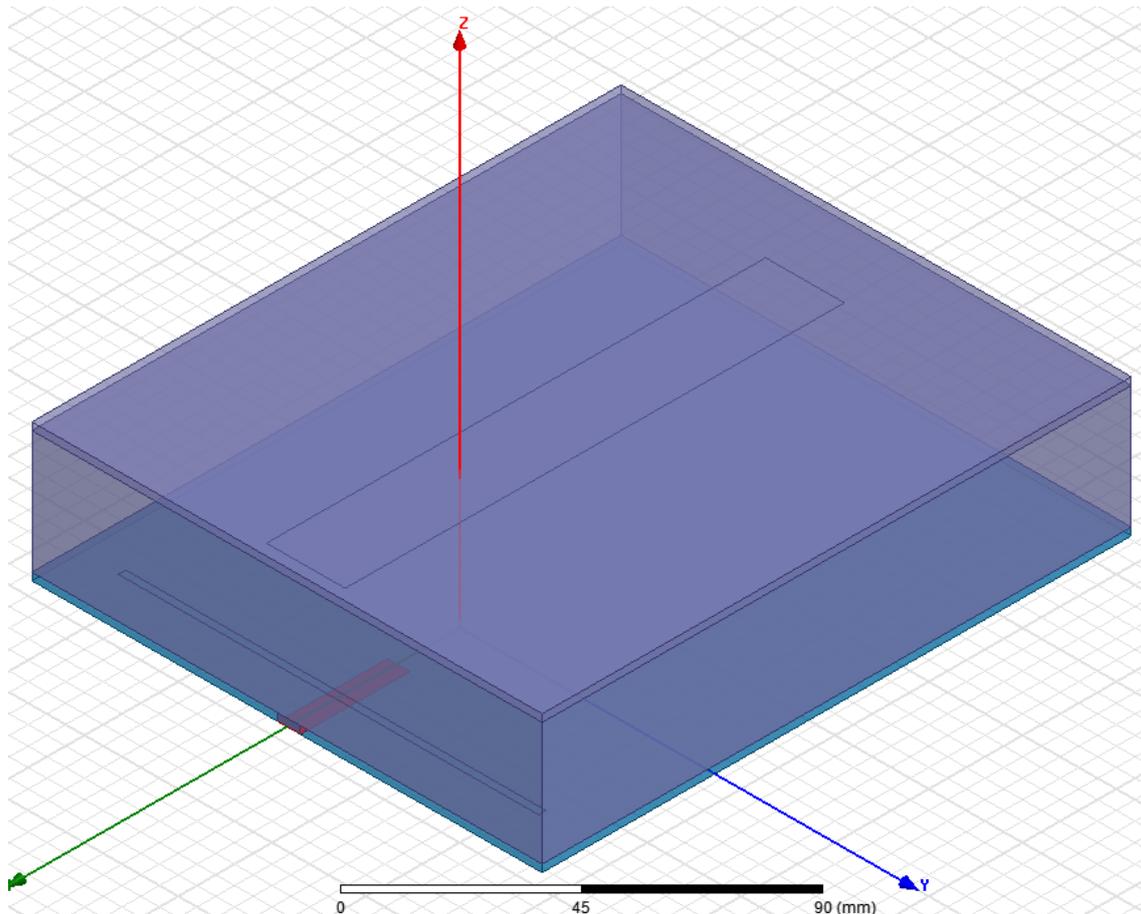


Figura 3.4 Modelo 1 Vista General

Las modificaciones respecto a la Figura 3.2 no son especialmente llamativas, siendo básicamente aumentos en longitudes de slot y tamaños de la línea de alimentación, que por otro lado eran de esperar debido a que esta parte no se tenía en cuenta en el software anterior para tener unas simulaciones más rápidas.

El diagrama de adaptación en este caso [Figura 3.5] nos muestra una adaptación un poco peor que en el caso sin parche en términos de nivel, siendo unos 5dB peor, pero a la vez se presenta con un ancho mejor. Habiendo conseguido el pico de resonancia del parche y habiéndolo acercado a la zona de nuestra frecuencia de trabajo hemos conseguido mejorar el ancho de banda, lo que repercute en un modelo más robusto frente a derivas en frecuencia.

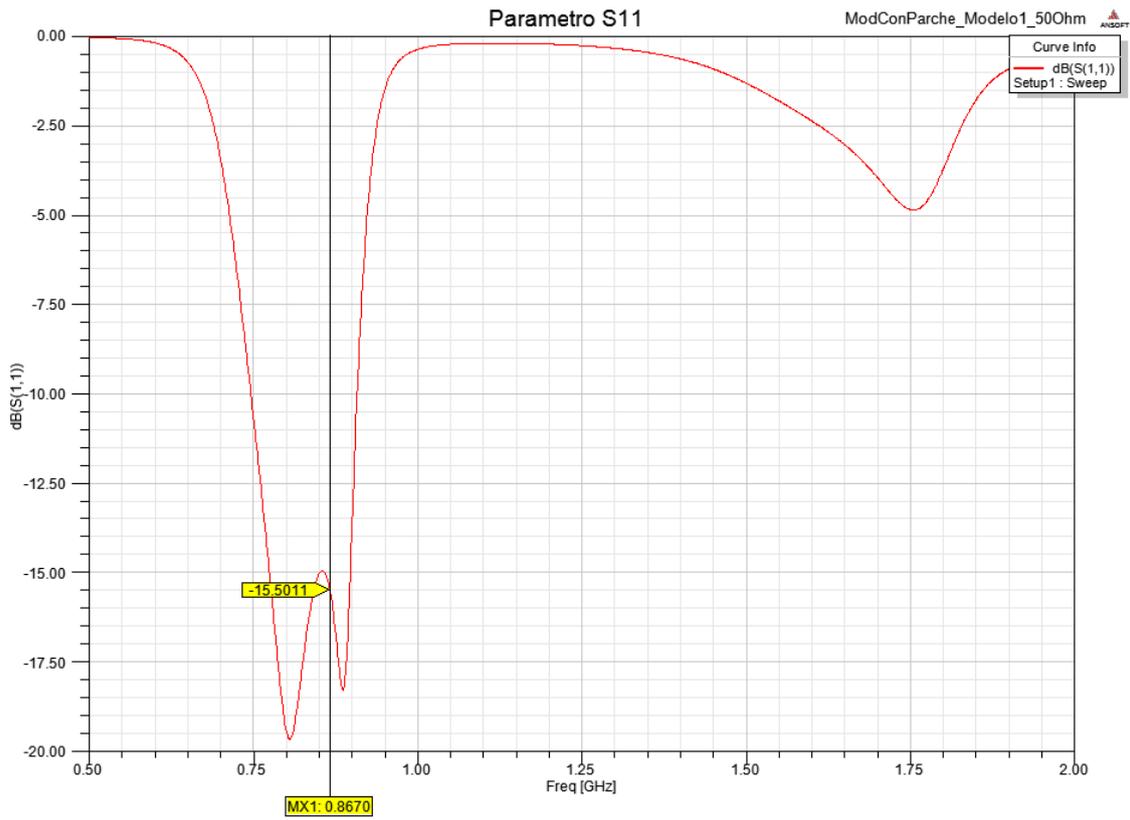


Figura 3.5 Parámetro S11 Modelo 1 50 Ohm

Por último en las Figuras 3.6 a 3.8 tenemos los resultados para los diferentes diagramas de radiación del diseño.

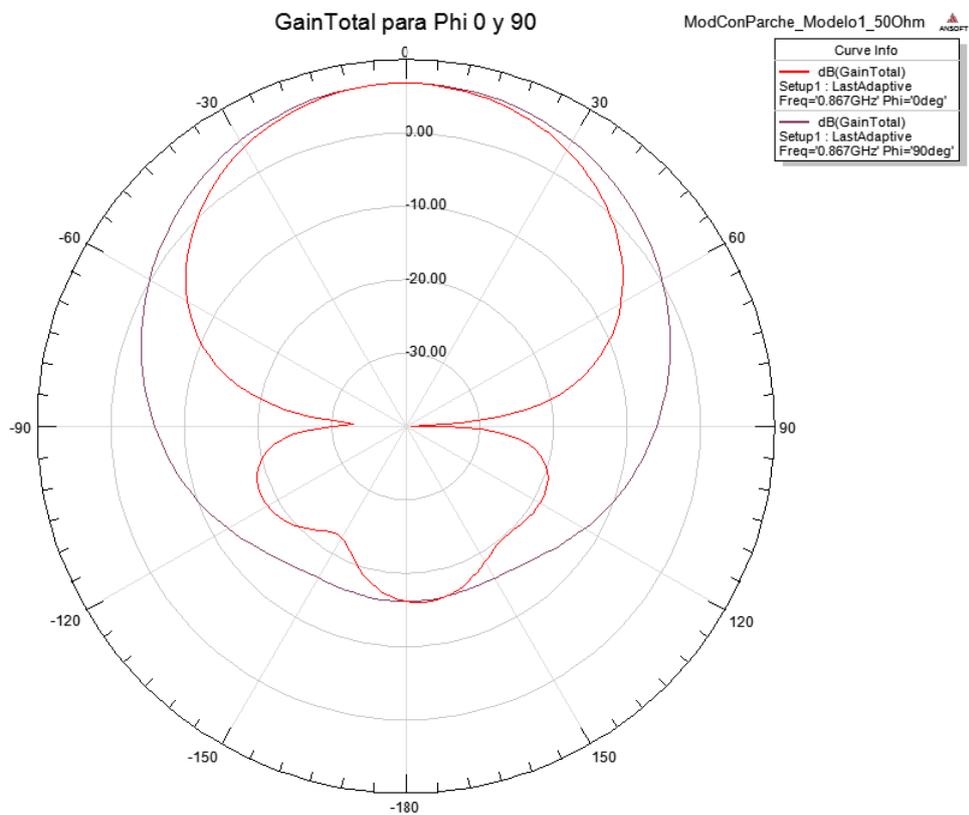


Figura 3.6 GainTotal Modelo 1 50 Ohm

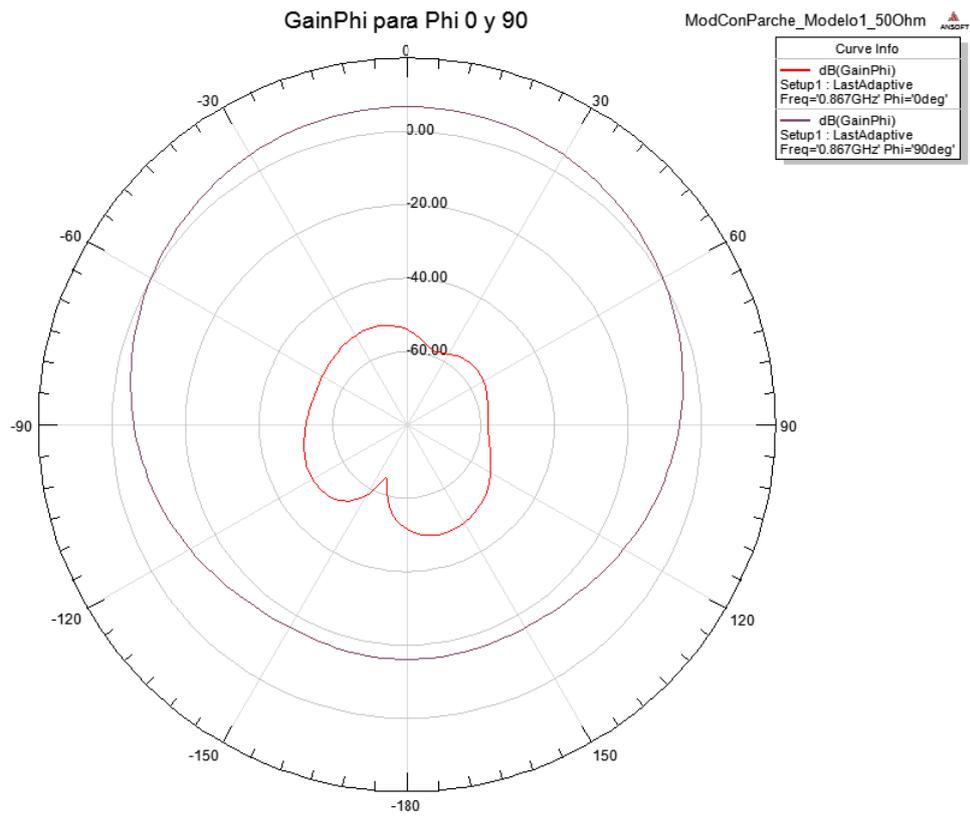


Figura 3.7 GainPhi Modelo 1 50 Ohm

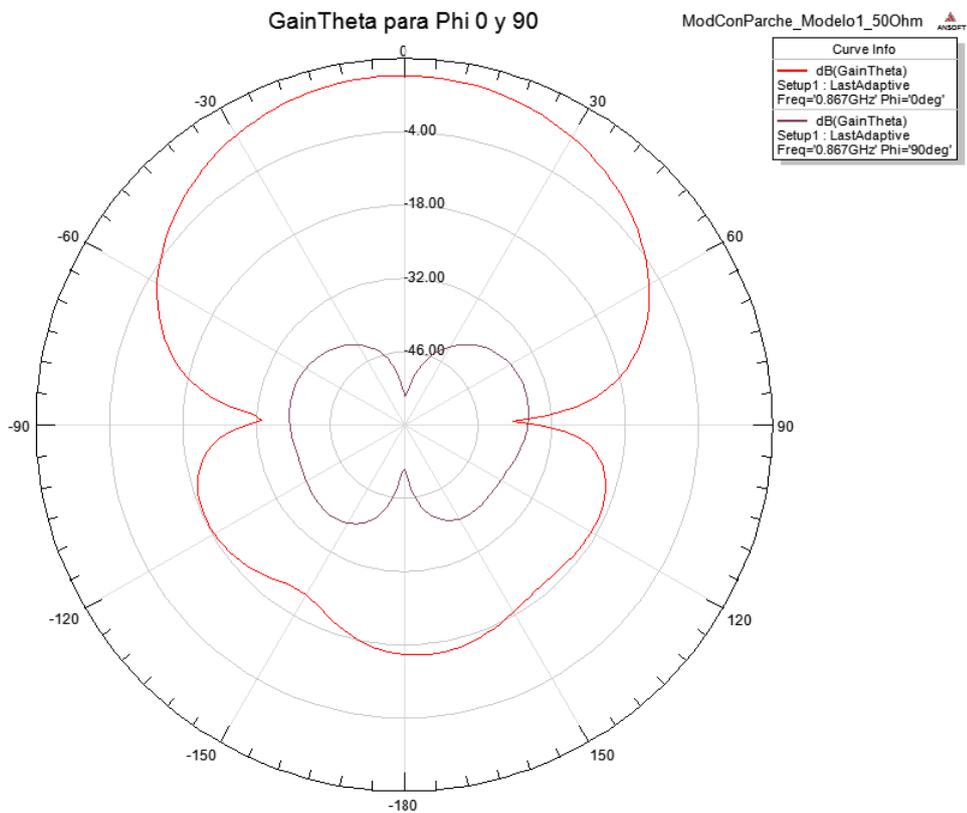


Figura 3.8 GainTheta Modelo 1 50 Ohm

Si comparamos las imágenes con las de los resultados obtenidos para el modelo respectivo sin parche podemos ver que la radiación backwards ha disminuido un poco, lo cual es uno de los efectos esperados de la adición del parche al modelo.

En cuestión de directividad, podemos ver que el lóbulo principal sigue aproximadamente igual de ancho por lo que no hemos conseguido mejoras. Debemos esperar a ver los resultados del array completo para hacernos una idea de los cambios definitivos en cualquier caso.

3.3.2 Celda de 100Ω

Para esta celda seguimos el mismo procedimiento que en el caso anterior, cambiando las dimensiones de la línea de alimentación de la antena por las apropiadas para una impedancia de 100Ω en esta frecuencia con los dieléctricos usados.

3.3.2.1 Resultados y comentarios

Pasamos directamente a comentar resultados ya que el diseño es realmente muy similar. Las diferencias como hemos mencionado se basan en la línea de alimentación y pequeñas derivas de tamaño en el slot y su posición relativa a la línea de alimentación. La posición del parche ha demostrado ser importante también, pero tal y como la tenemos en los diseños primigenios obtenidos con el software mencionado en 3.2 es como debe estar, y cualquier movimiento vistas las simulaciones, acaba repercutiendo de manera negativa en los resultados.

En las Figuras 3.9 y 3.10 podemos ver respectivamente una vista general del diseño en HFSS y la adaptación obtenida en el simulador.

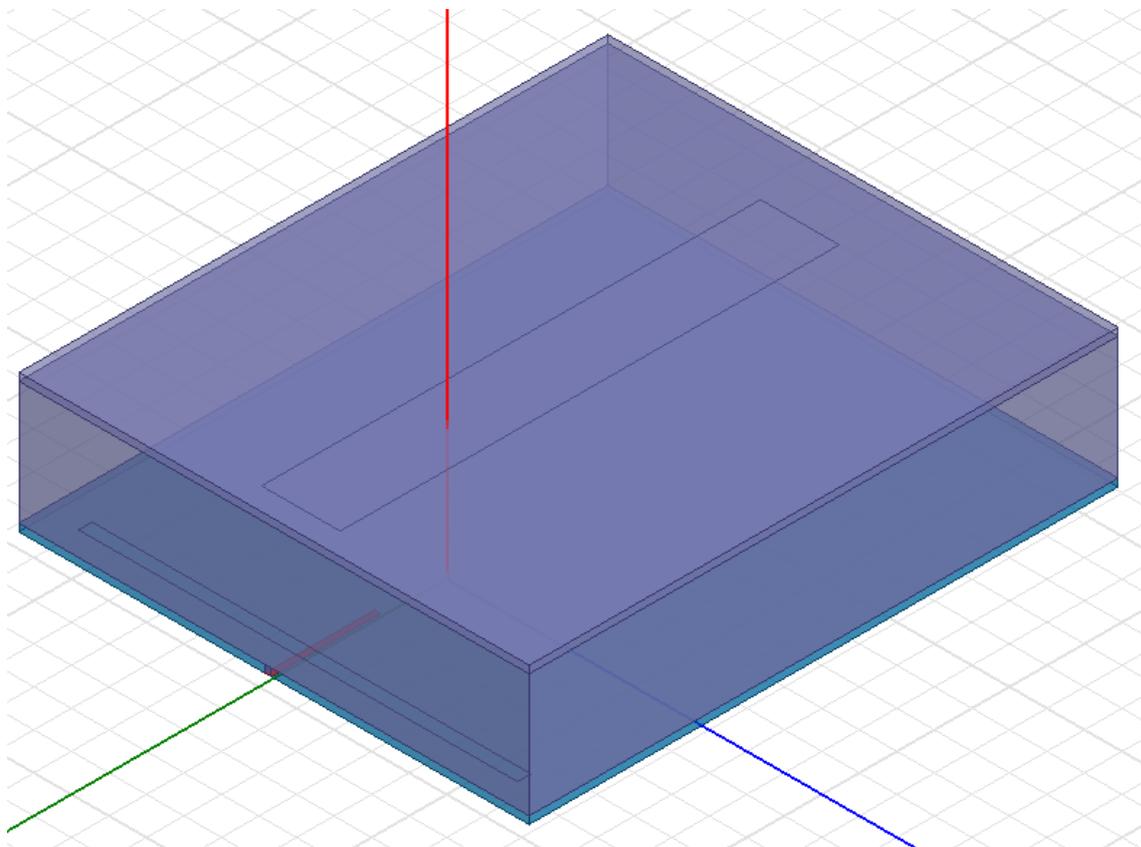


Figura 3.9 Vista HFSS Modelo 1 100 Ohm

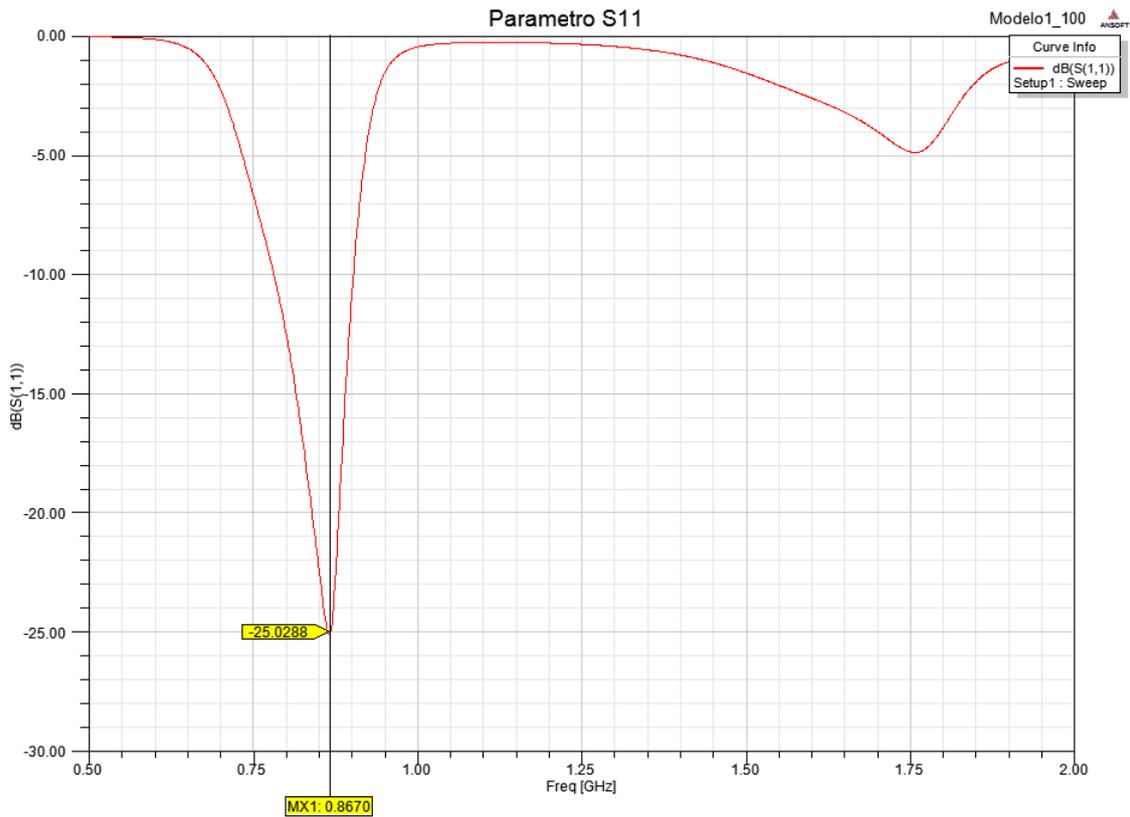


Figura 3.10 Parámetro S11 Modelo 1 100 Ohm

En este caso, no obtenemos un ancho tan bueno como en el modelo de 50Ω pero si obtenemos un mejor nivel de adaptación. Pasamos por último a ver los diagramas de radiación respectivos [Figuras 3.11 a 3.13].

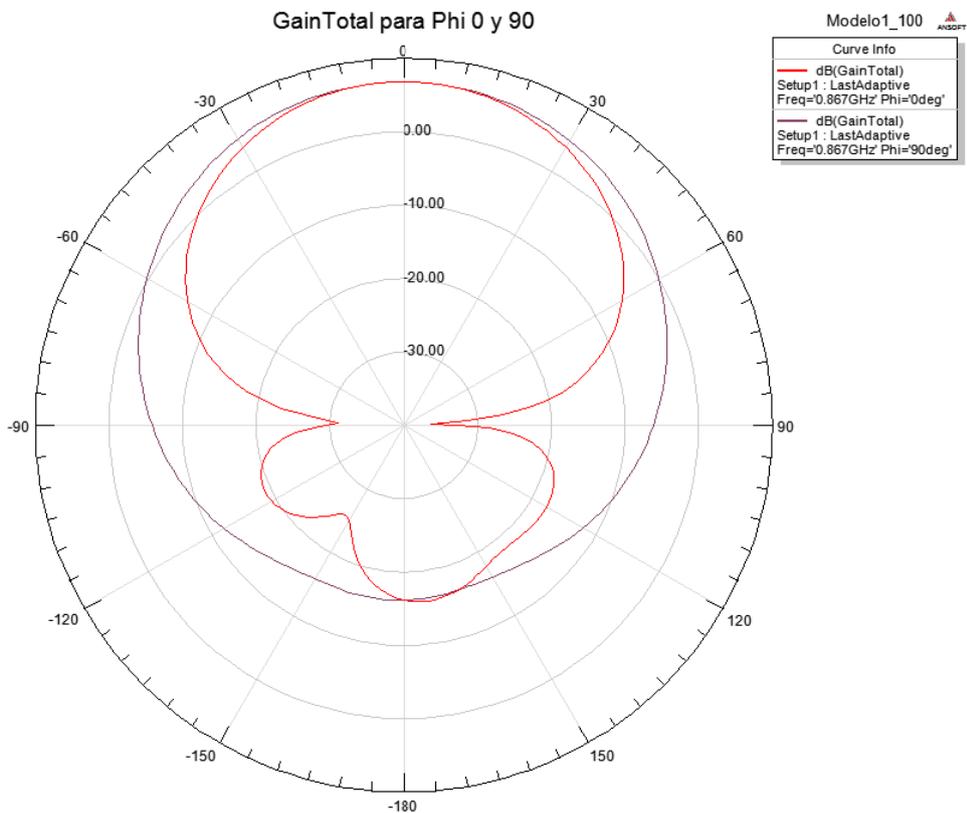


Figura 3.11 GainTotal Modelo 1 100 Ohm

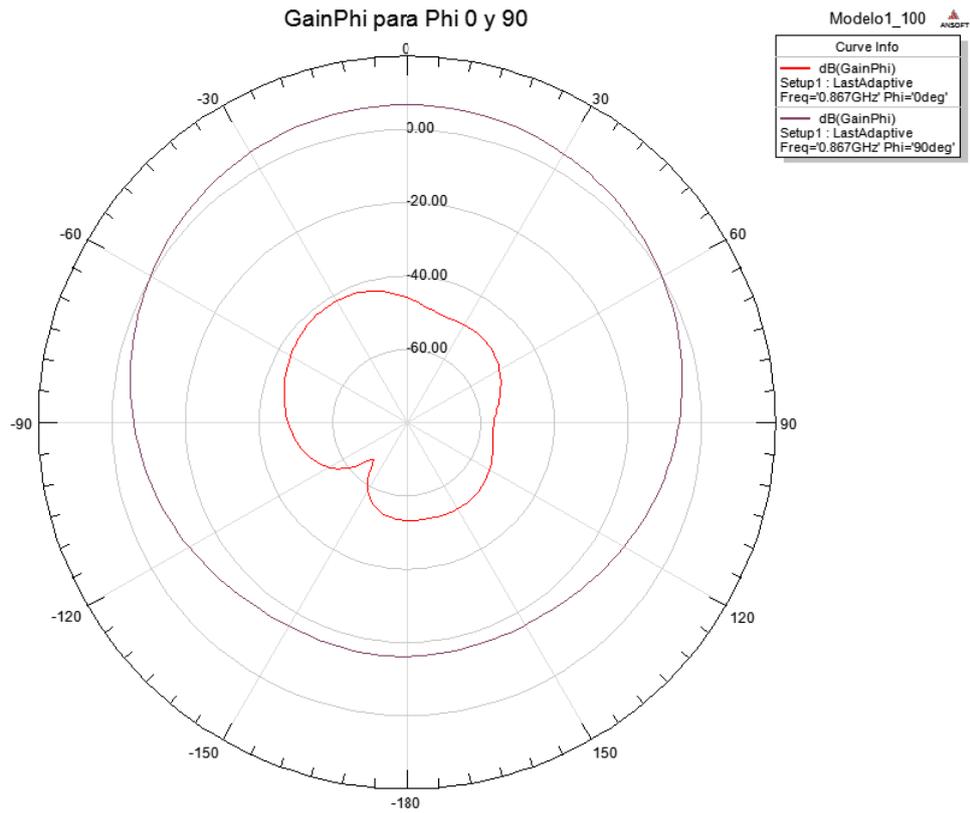


Figura 3.12 GainPhi Modelo 1 100 Ohm

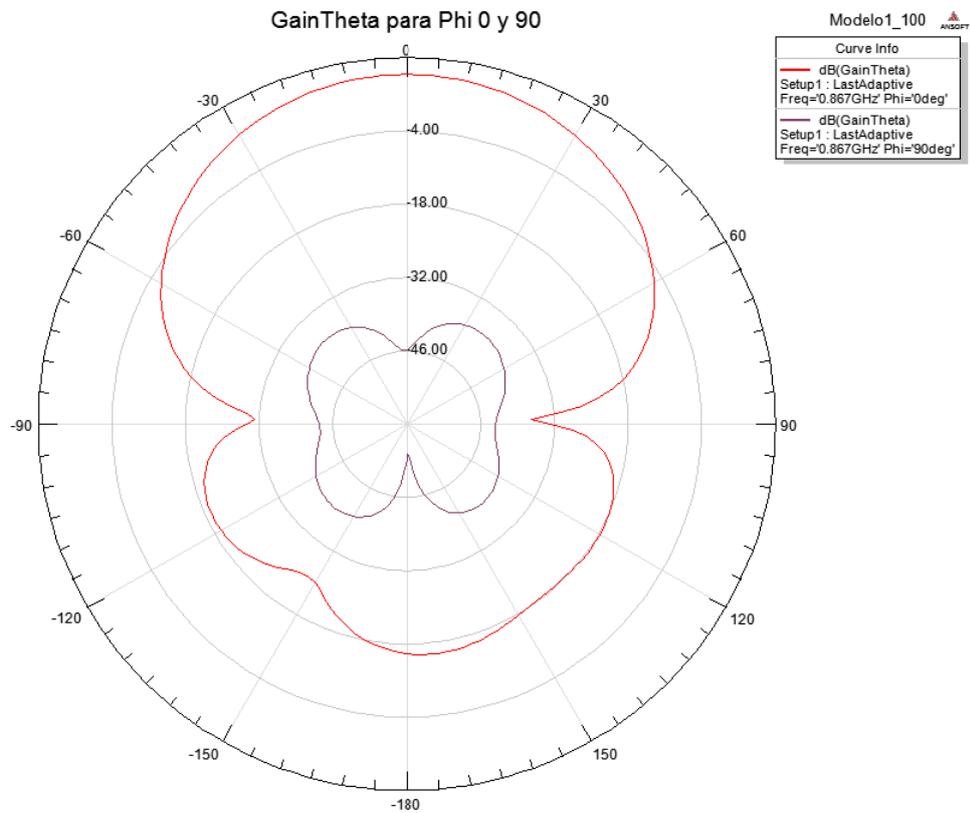


Figura 3.13 GainTheta Modelo 1 100 Ohm

Los resultados de los diagramas de radiación son similares a los del caso anterior, y no hay nada que destacar de momento.

3.3.3 Redes de alimentación

Para el diseño de las redes de alimentación en los casos de los modelos 1 y 2 con parche, aplicamos el mismo método que en el caso de las antenas sin parche. Primero preparamos un diseño ideal preliminar en MWO y ya lo adaptamos a nuestro simulador pasando el layout a HFSS.

Los cambios a tener en cuenta en este caso serán que aunque tengamos tres dieléctricos realmente, usaremos únicamente el de abajo para la red de alimentación ya que es el que tiene contacto directo con ésta. Por ende, para cada caso, usaremos el que hemos denominado como dieléctrico base como elemento de substrato en MWO.

3.3.3.1 Red en Árbol para el Modelo 1

La topología en árbol aplicada anteriormente ha sido llevada al modelo con parche primero para comprobar su funcionamiento en array. De tal modo, tenemos a continuación los resultados obtenidos siguiendo la metodología mencionada anteriormente en los apartados correspondientes.

3.3.3.1.1 MWO

En MWO podemos directamente modificar uno de los diseños anteriores de red en árbol, adaptando a nuestras necesidades usando TXLine las dimensiones de las líneas microstrip intermedias y calibrando finalmente el transformador de entrada. Por último cambiamos los valores del dieléctrico para acomodarnos a nuestro diseño y empezamos con las simulaciones, obteniendo los siguientes resultados.

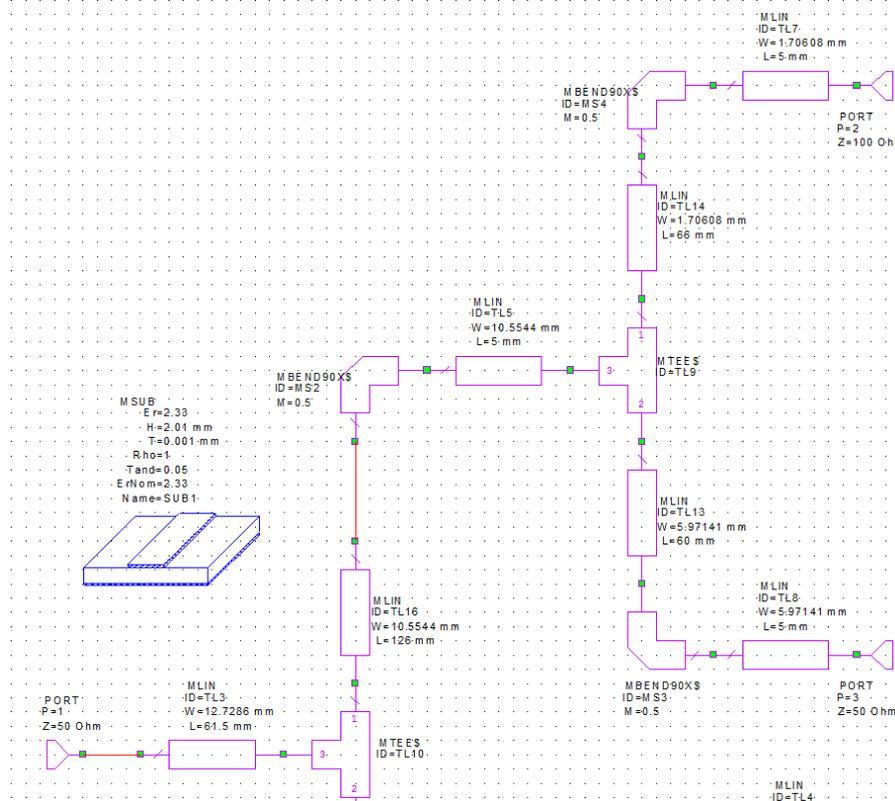


Figura 3.14 Circuito en MWO Modelo 1 Red Árbol

En la Figura 3.14 podemos ver el circuito que obtenemos en el esquemático final de MWO (recordemos que el circuito es simétrico al buscar la condición de equifase). Se pueden apreciar cambios en el elemento MSUB que controla el sustrato del diseño, adaptándose a los valores del nuevo dieléctrico que difieren de los valores que originalmente tomamos al usar un Duroid 5880.

En la Figura 3.15 vemos el layout obtenido que adaptaremos a HFSS en el siguiente apartado, mientras que en las Figuras 3.16 y 3.17 tenemos ya los resultados de los parámetros S y las fases.

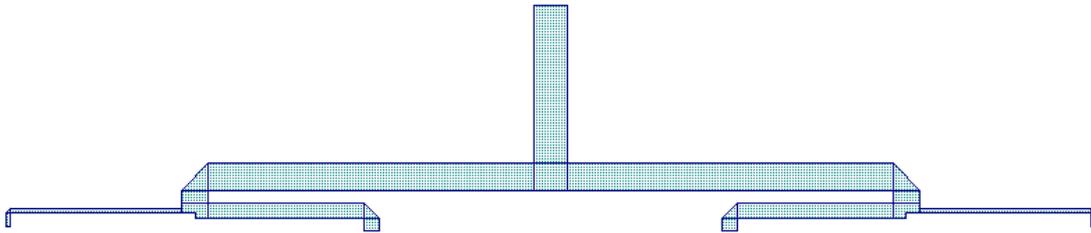


Figura 3.15 Layout en MWO Modelo 1 Red Árbol

Los saltos de impedancia presentes en estos diseños que presentan alternancia de elementos de 50Ω y 100Ω provocan derivas en la fase final y pequeñas pérdidas que descompensan ligeramente el valor de los parámetros S de los puertos de salida. Sin ser nada grave, hay que tener en cuenta estos detalles a la hora del diseño por lo que más adelante estudiaremos una opción con todos los elementos de igual impedancia.

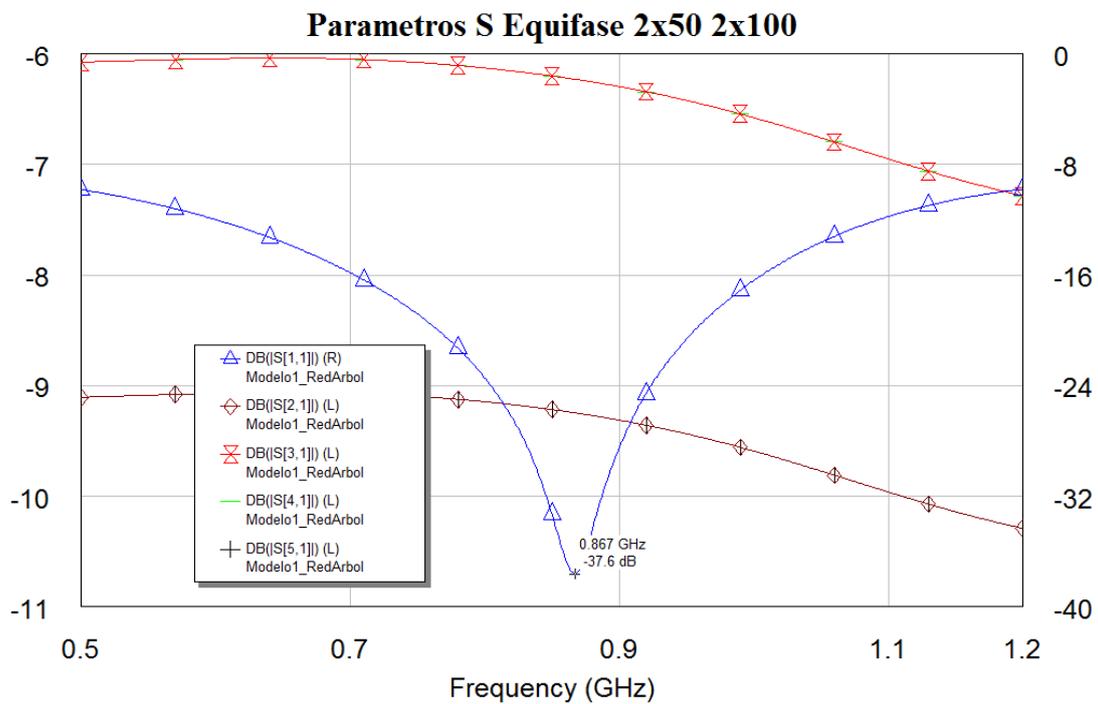


Figura 3.16 Parámetros S en MWO Modelo 1 Red Árbol

En términos de adaptación obtenemos un buen nivel de -37.6dB para el S11 a la frecuencia de diseño, manteniendo los otros parámetros a un nivel razonable (condicionado igualmente por los mencionados saltos de impedancia, las pérdidas en las uniones en T y los codos).

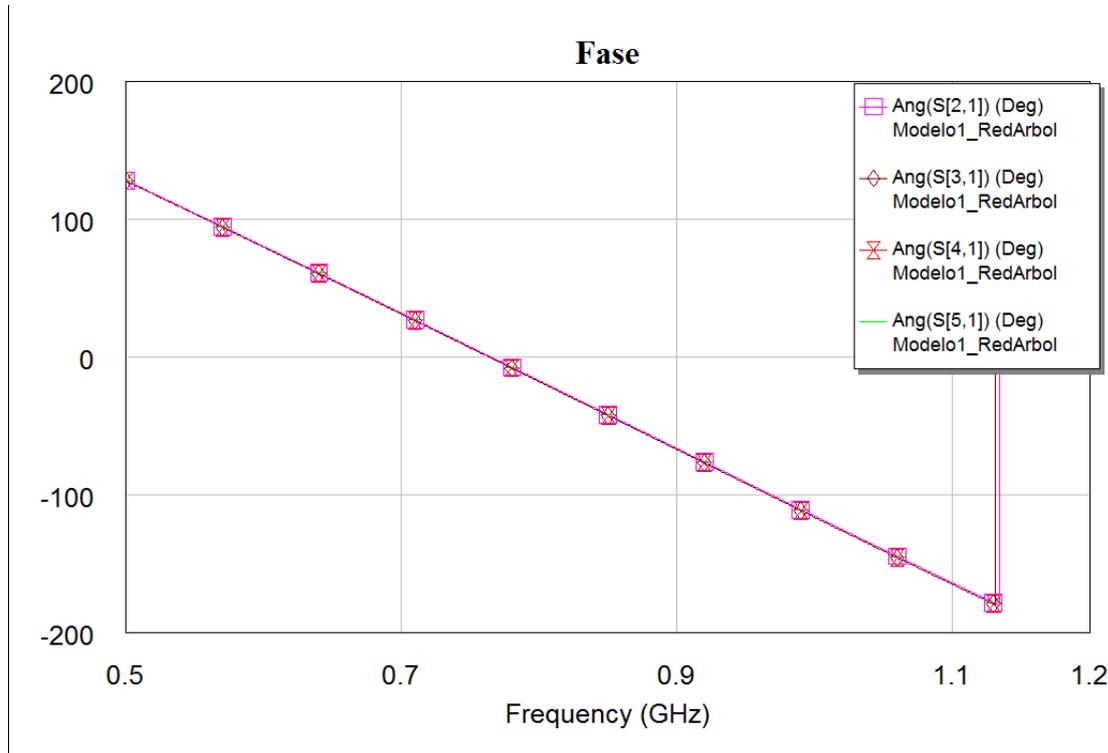


Figura 3.17 Fase en MWO Modelo 1 Red Árbol

Para la fase la deriva es relativamente pequeña, pero podemos apreciar la diferencia en la subida en torno a los 1.13GHz. No afecta a nuestro diseño por lo que consideramos que es correcto y pasamos a la adaptación a HFSS.

3.3.3.1.2 HFSS

El diseño se realiza con los pasos vistos en puntos anteriores, pasando el layout de MWO a HFSS. En la Figura 3.18 podemos ver una imagen general de cómo queda en la estructura con los tres dieléctricos ya colocados.

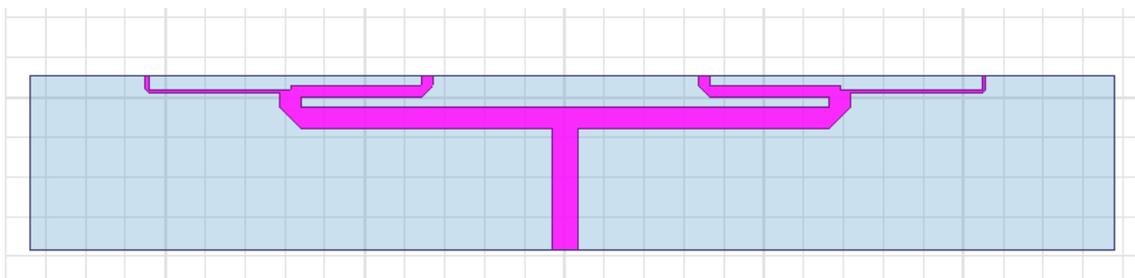


Figura 3.18 Circuito en HFSS Modelo 1 Red Árbol

En la Figura 3.19 podemos ver ya los parámetros S del diseño, apreciándose una adaptación bastante buena a nuestra frecuencia de trabajo, aunque como siempre por debajo de los niveles ideales obtenidos en MWO. Sin embargo, pese a estar por debajo, tenemos una adaptación buena del S11 y el resto de puertos se mantienen en unos niveles alrededor de los teóricos de -6dB por lo que el diseño es correcto.

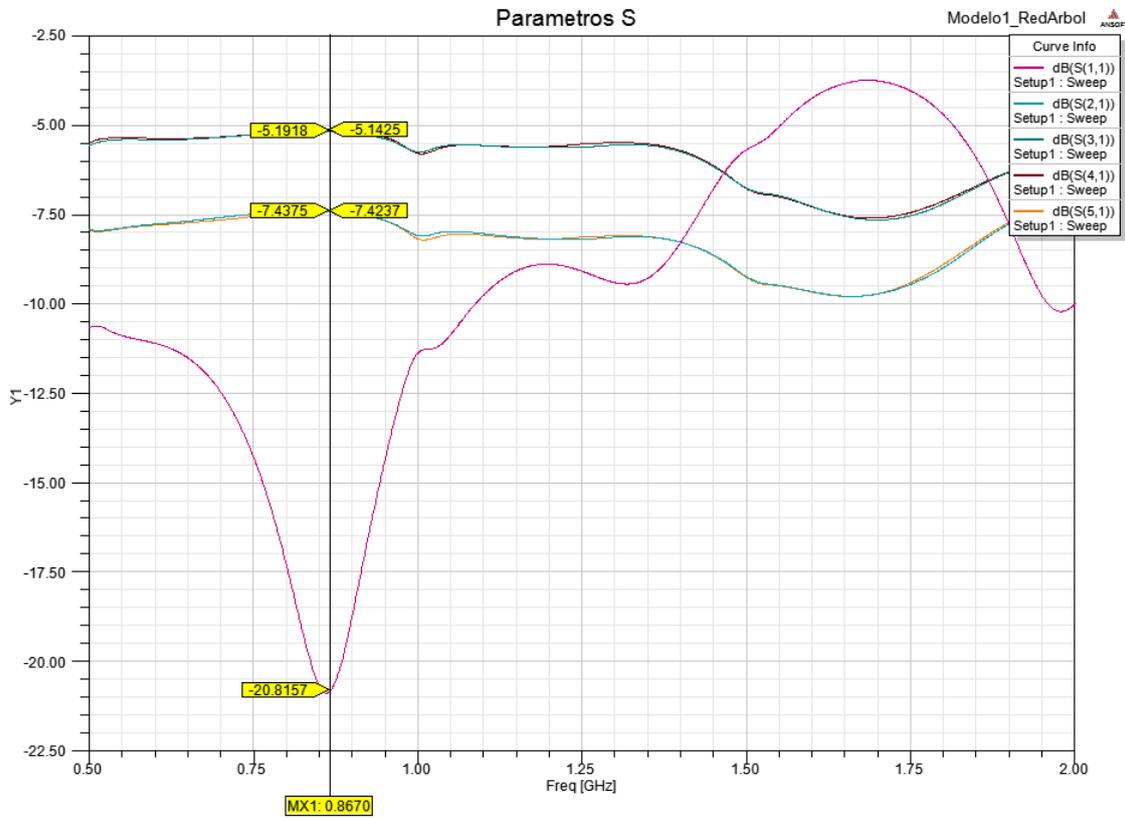


Figura 3.19 Parámetros S en HFSS Modelo 1 Red Árbol

Por último en la Figura 3.20 vemos que las fases salen similares a las obtenidas idealmente en MWO aunque con el efecto de deriva provocado por los cambios de impedancia que hemos mencionado anteriormente.

El diseño entonces es correcto, y podemos seguir ya con la implementación de nuestro array para comprobar si en efecto conseguimos los efectos deseados de disminución de radiación backwards y estrechamiento del lóbulo principal en beneficio de la directividad.

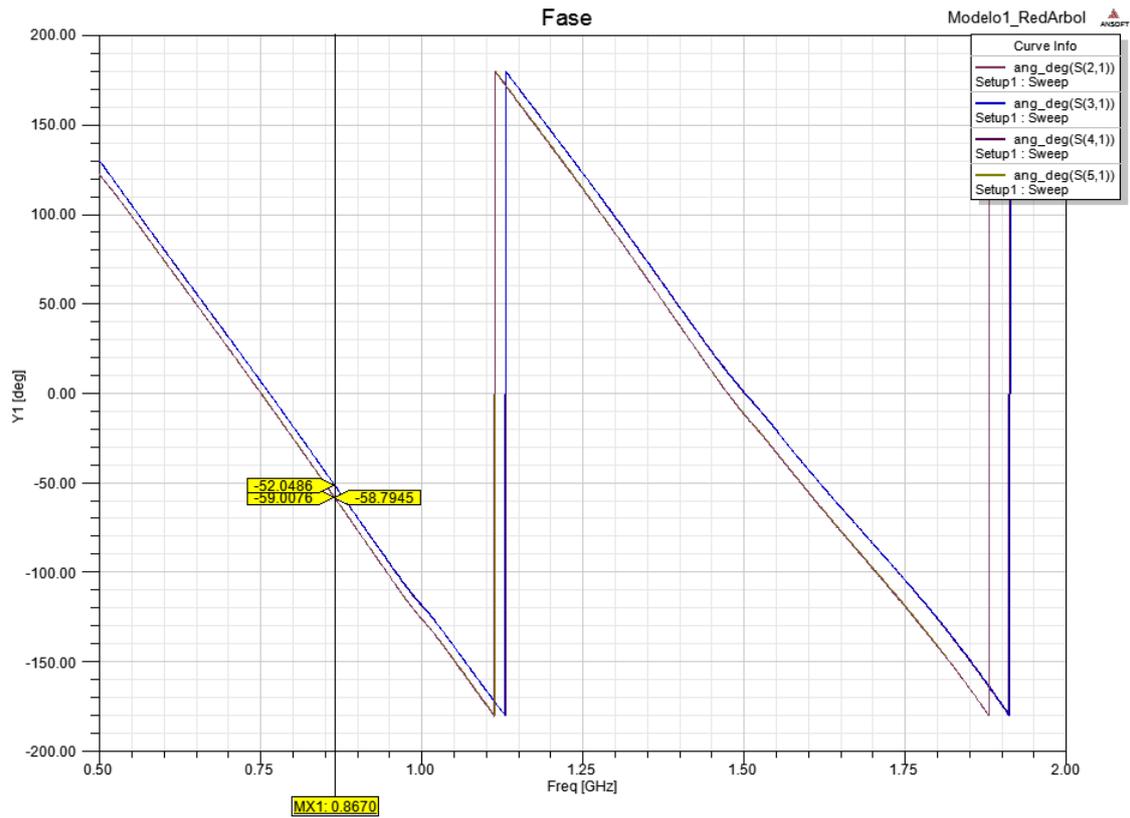


Figura 3.20 Fase en HFSS Modelo 1 Red Árbol

3.3.3.2 Red en Bus para el Modelo 1

Como en el caso anterior vamos a realizar también el diseño de una red con topología en bus para comparar con la red en árbol y elegir la que mejor se adapte a nuestras especificaciones.

3.3.3.2.1 MWO

Teniendo en cuenta los mismos puntos a tener en cuenta para el diseño en MWO, preparamos el circuito que quedará, en su formato de layout, como en la Figura 3.21

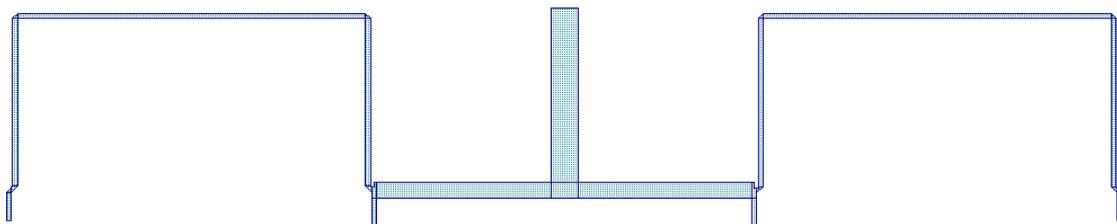


Figura 3.21 Layout en MWO Modelo 1 Red Bus

Respecto a las anteriores implementaciones de la topología en bus podemos ver que ha habido un cambio significativo. Las ramas exteriores del diseño están en forma de U, siendo la razón de este cambio la regulación de la distancia entre elementos. En vista de circuito tendremos algo similar a la Figura 3.22

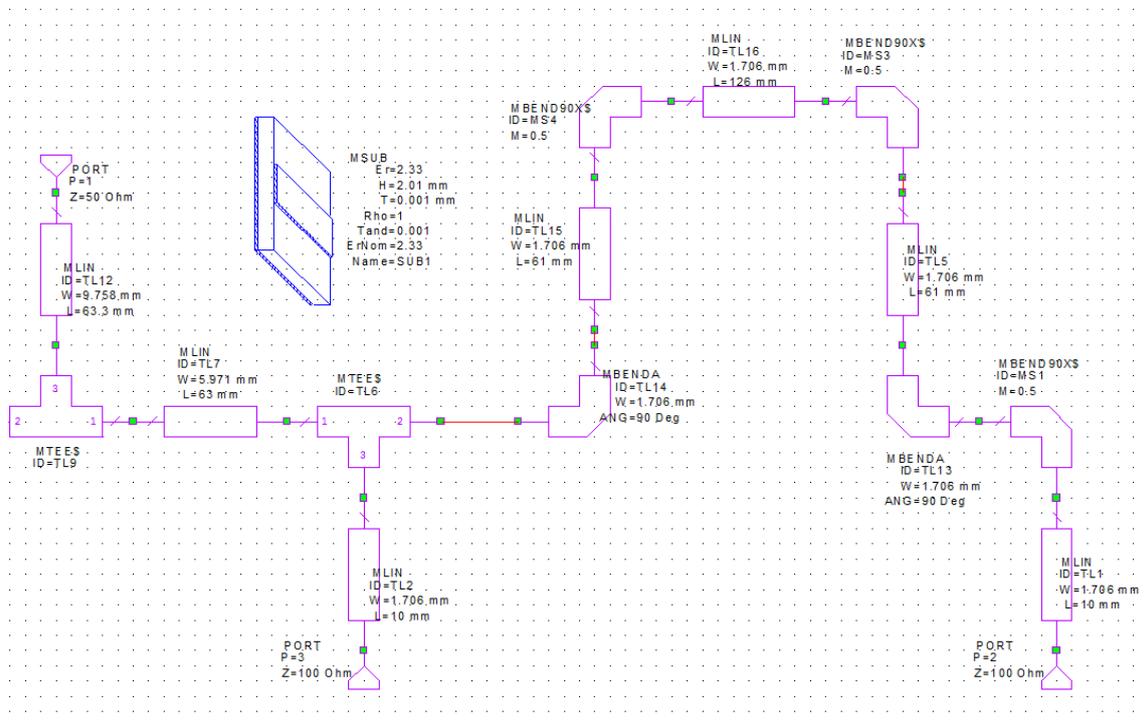


Figura 3.22 Circuito en MWO Modelo 1 Red Bus

La explicación de este cambio se debe a que durante la etapa de diseño en MWO hemos encontrado problemas a la hora de mantener las distancias iguales entre elementos y conseguir una adaptación aceptable para nuestro diseño. Con este cambio, nuestra antena puede mantener la distancia entre elementos deseada sin añadir profundidad al diseño (en dirección a la línea del transformador), obteniendo resultados aceptables de adaptación.

La manera empleada para realizar esto ha sido parametrizar las ramas que vemos con la misma orientación que la línea del transformador, a las que llamaremos líneas de calibrado. Si mantenemos las líneas intermedias a estas con la distancia entre elementos que queremos, y vamos modificando la longitud de las líneas de calibrado conseguimos la condición de diseño equifase deseada y una adaptación aceptable para el sistema como podemos ver en las Figuras 3.23 y 3.24

En los resultados de adaptación vemos que apenas hay oscilaciones en los valores de los puertos de salida de nuestra antena, y que obtenemos un valor de en torno a los -42dB para nuestro puerto de entrada.

Para el diagrama de fases tenemos equifase a nuestra frecuencia de trabajo, aunque tenemos también la siempre presente diferencia en las pendientes de evolución de las fases debida a las distancias que tiene que recorrer la señal para llegar a los puertos más externos.

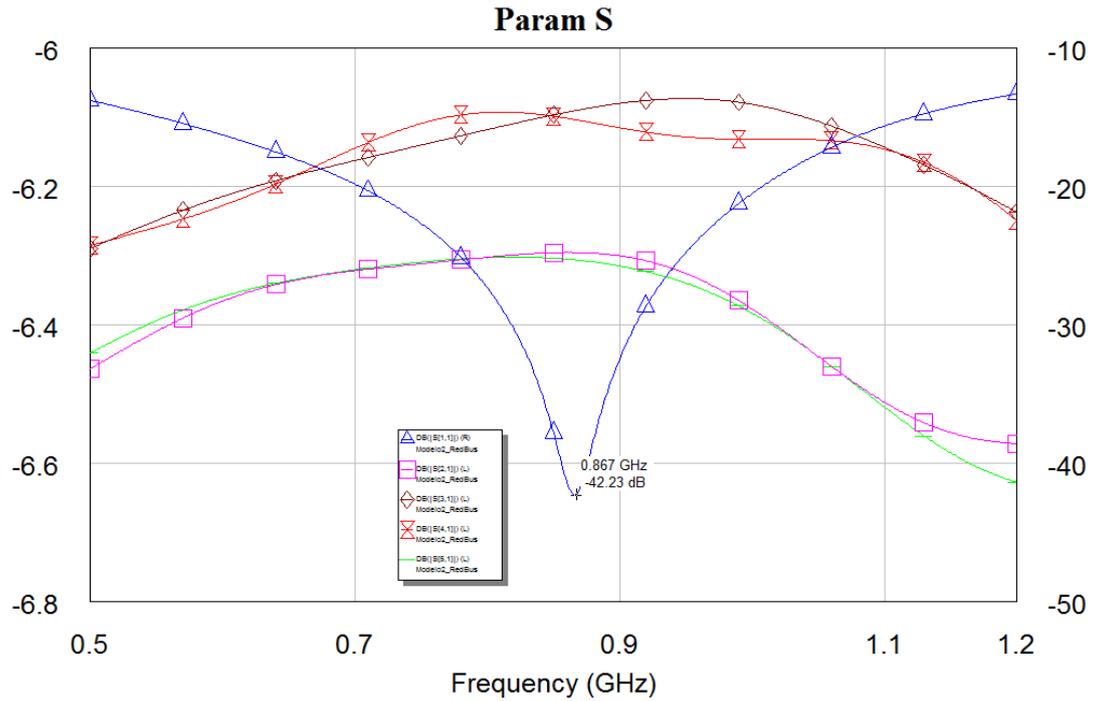


Figura 3.23 Parámetros S en MWO Modelo 1 Red Bus

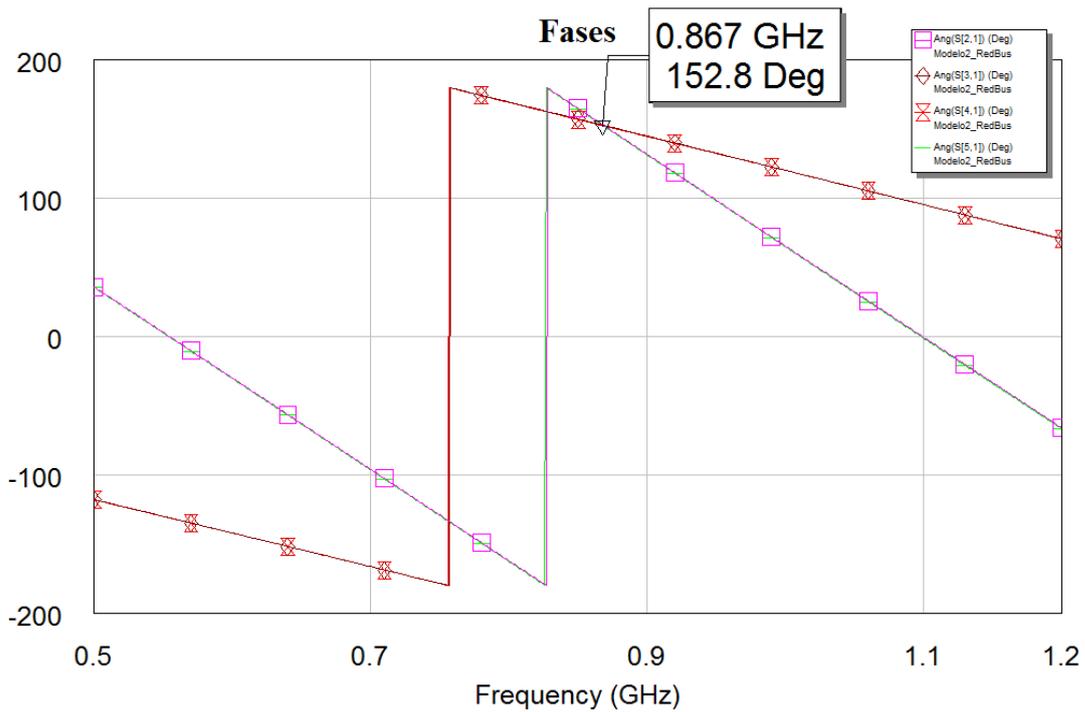


Figura 3.24 Fases en MWO Modelo 1 Red Bus

Tras muchas pruebas, este tipo de red bus para el Modelo 1, y posteriormente para el Modelo 2, ha sido descartado dado que su implementación en HFSS no alcanza la convergencia debida, haciendo los respectivos arrays en bus SSFIP inviables para nuestro proyecto.

3.3.4 Array Modelo 1

Vistos los diseños de las celdas por separado e implementados en HFSS los diseños obtenidos para las redes de alimentación que creemos oportunos para este array, procedemos a la implementación del array definitivo y a la toma de resultados. Comenzaremos con la preparación del array montando el sistema sin la red de alimentación para realizar las pruebas de adaptación de puertos previas al ensamblado con la red de alimentación que vimos en el apartado 3.3.3

3.3.4.1 Limitaciones

Las limitaciones de este diseño han cambiado respecto a los arrays vistos en el punto 2 del presente informe. Dado el perjuicio que aportan las radiaciones traseras y la falta de directividad propias de las antenas slot-coupled hemos decidido cambiar la estructura con el fin de buscar una posible solución a dichos problemas.

Así las limitaciones anteriormente vistas de dieléctrico, tamaños etc. pasan a segundo plano con el cambio de estructura general, siguiendo las especificaciones del apartado 3.2

3.3.4.2 Array sin red de alimentación

Procedemos con el diseño en HFSS del array principal, juntando las respectivas celdas en un substrato común y calibrando mediante simulaciones los parámetros críticos hasta llegar a resultados favorables.

Nuevamente los parámetros críticos son la posición de los slots respecto de las líneas de alimentación, así como su tamaño. La adición de los parches, que en un primer vistazo parece que puede aportarnos un amplio margen de maniobra para las calibraciones, resulta al final en términos de calibrado, poco útil. La modificación de los tamaños del parche no varía apenas el funcionamiento de la antena, y el cambio de proporciones más radical solo degenera en la pérdida de la resonancia, al igual que en el caso de la modificación de su posición respecto al conjunto general.

En la Figura 3.25 podemos ver una vista superior del diseño, donde se aprecian los tamaños y posiciones de slots y parches. La posición del slot en estos casos es bastante extrema, situándose muy al borde de la estructura, lo que contrasta con los casos anteriores pero está acorde a los resultados obtenidos con el programa mencionado en el apartado 3.2

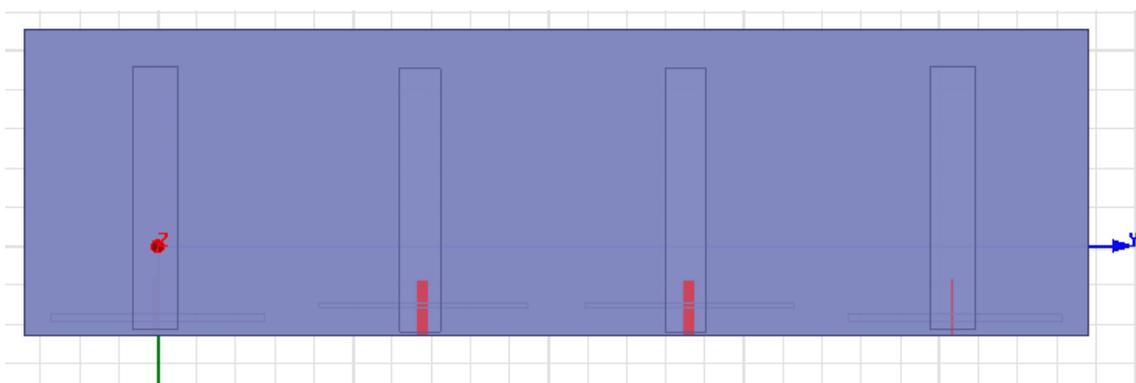


Figura 3.25 Vista superior del Array Modelo 1 Sin Red de Alimentación

Para tener una perspectiva también del cambio de grosores en los dieléctricos, así como del uso de tres capas para formar la estructura clásica SSFIP, tenemos la Figura 3.26

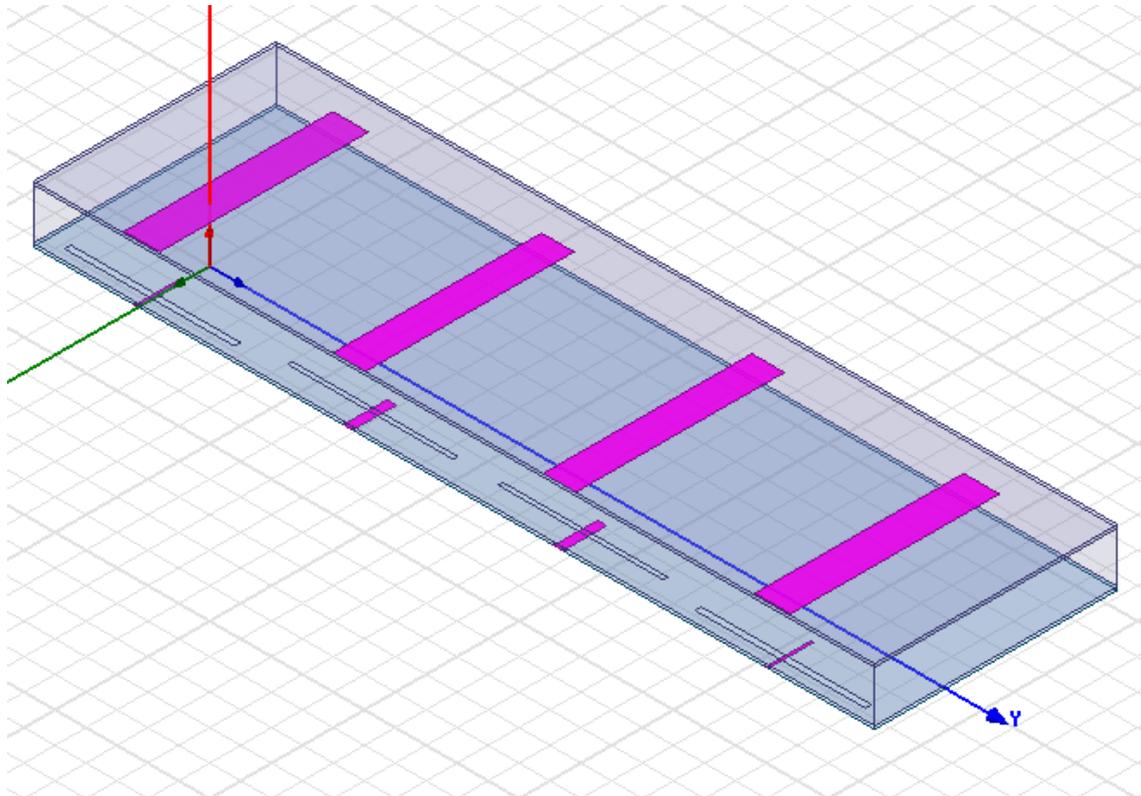


Figura 3.26 Vista General del Array Modelo 1 Sin Red de Alimentación

Nuevamente como en diseños anteriores sin la red de alimentación implementada, para mostrar la adaptación de los puertos del circuito debemos definir en HFSS los puertos en el simulador con las impedancias deseadas (en este caso, 50Ω y 100Ω ya que es la estructura que decidimos para nuestras redes en árbol), para posteriormente analizar la respuesta de dichos puertos por parejas.

La labor de calibrado ha sido realizada de nuevo mediante simulaciones consecutivas modificando los parámetros mencionados anteriormente hasta llegar a resultados favorables, teniendo en este caso la dificultad de que al ser el diseño más complejo por la adición de nuevos dieléctricos y parches, las simulaciones han aumentado su duración considerablemente y alcanzar una solución de convergencia depurada se ha vuelto una tarea más lenta.

En las Figuras 3.27 y 3.28 vemos las gráficas resultantes de los parámetros S de cada par de puertos. En el caso de los puertos exteriores la adaptación tiene un ancho menor aunque hemos conseguido unos niveles aceptables, pero contrastan con el caso de los puertos interiores donde la adaptación se ve beneficiada de una segunda resonancia que ensancha la zona de adaptación dando un buen margen respecto a derivas en frecuencia.

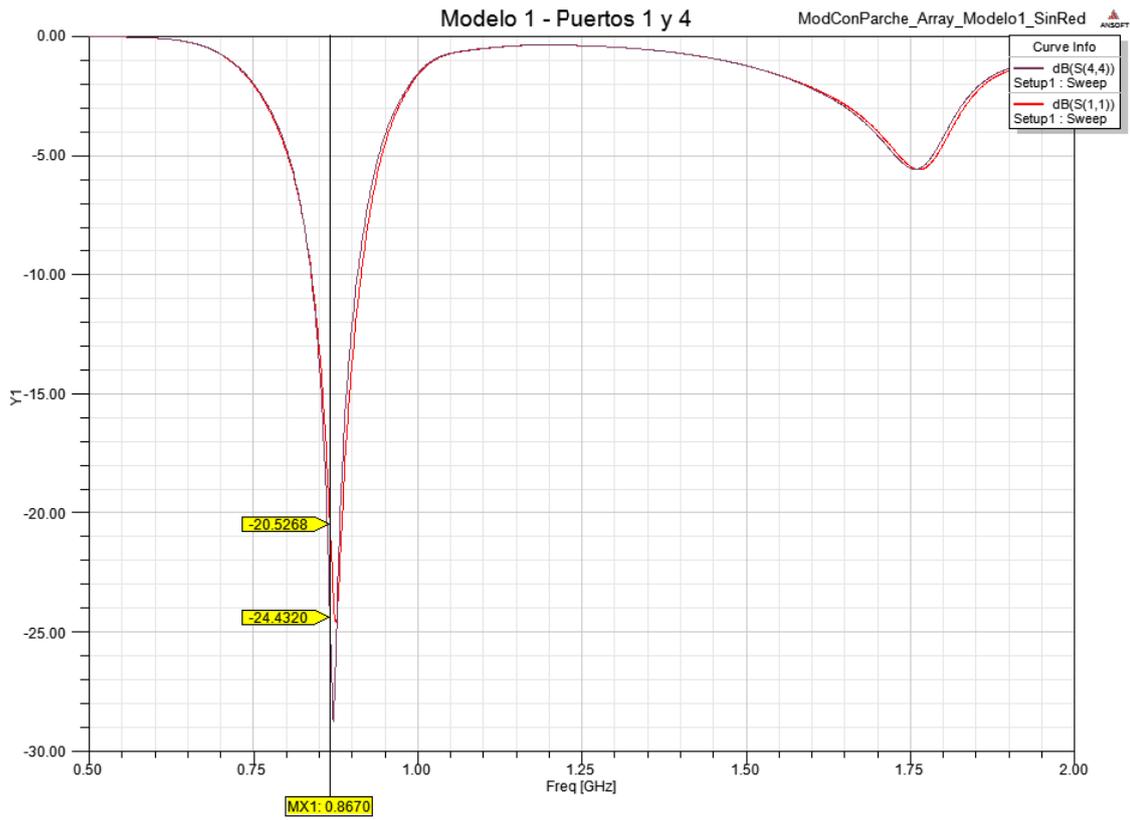


Figura 3.27 Puertos 1 y 4 Modelo 1 Array sin Red de Alimentación

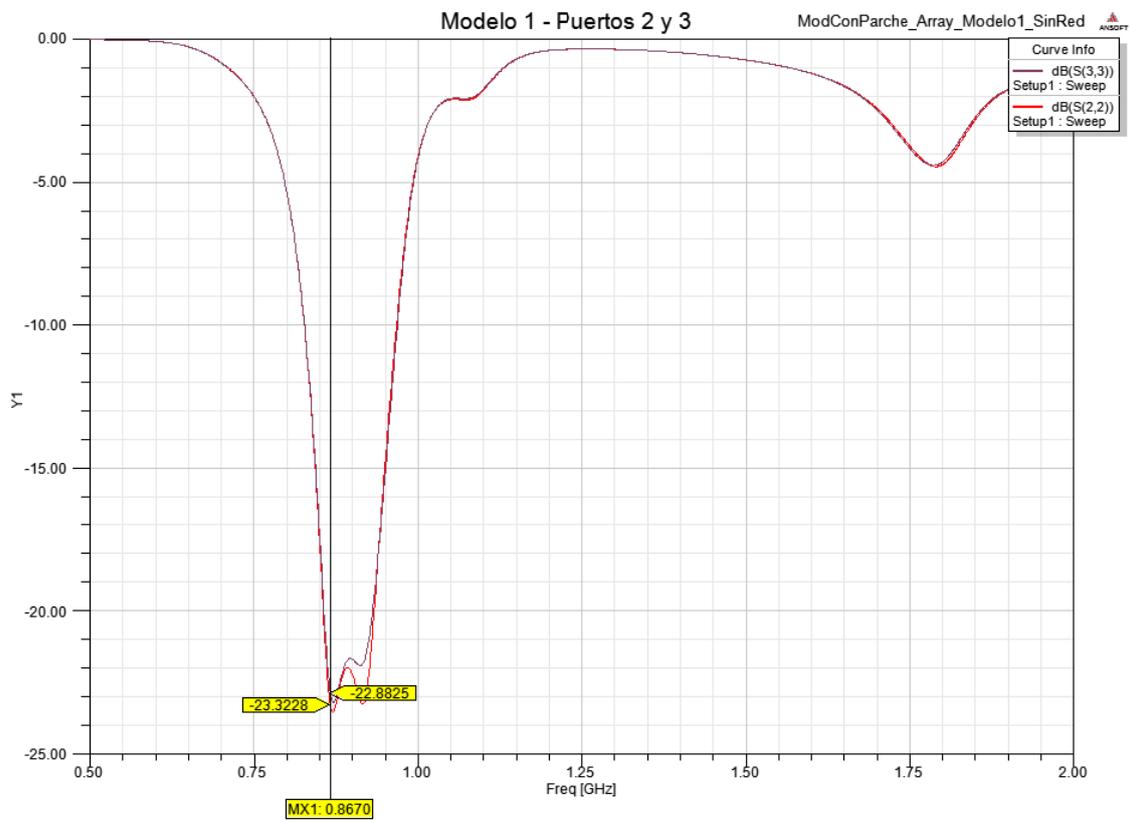


Figura 3.28 Puertos 2 y 3 Modelo 1 Array sin Red de Alimentación

Pasamos ahora a ver los diagramas de radiación. En las Figuras 3.29 a 3.31 podemos ver los resultados obtenidos para el array sin la red de alimentación. Podemos apreciar la aparición de unos lobulos secundarios considerables en la respectiva imagen de GainTotal, la radiación trasera parece haberse reducido levemente.

En definitiva los resultados no son todo lo buenos que esperábamos pero suponen cierto avance respecto al modelo anterior y, a falta de contrastar resultados finales, parecen el camino a seguir en nuestro diseño.

Pasamos entonces ya al diseño con la red de alimentación implementada para ver los resultados de las previsibles interacciones entre elementos, para poder dar un veredicto sobre esta aproximación al diseño.

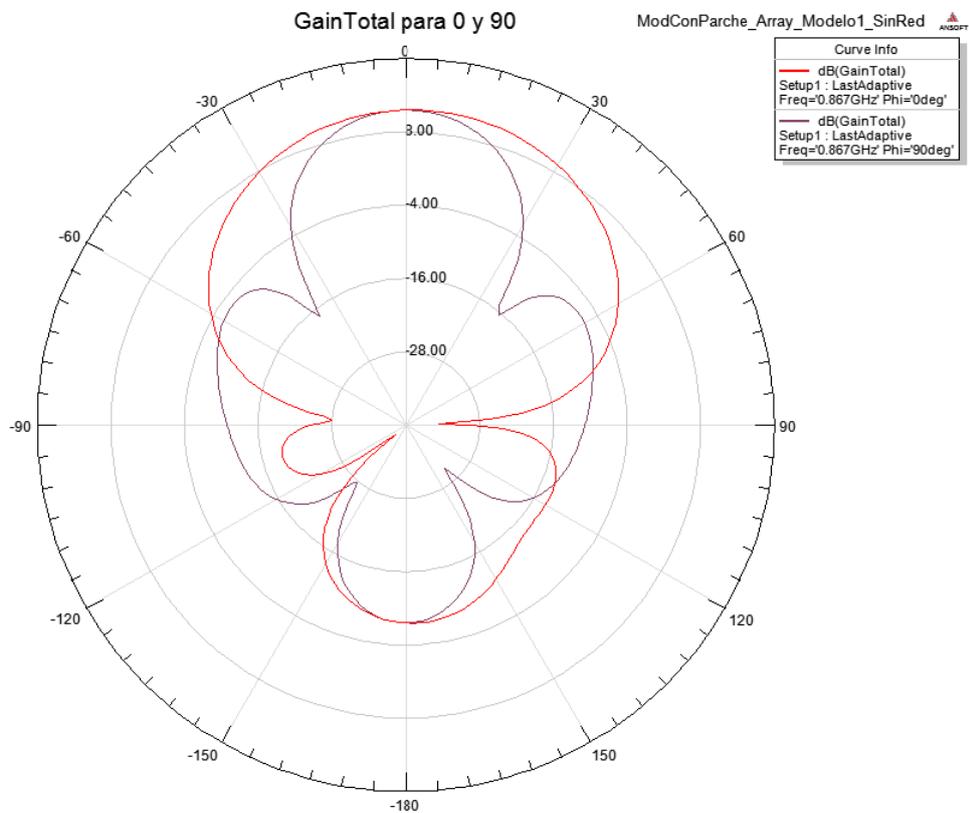


Figura 3.29 GainTotal Modelo 1 Array sin Red de Alimentación

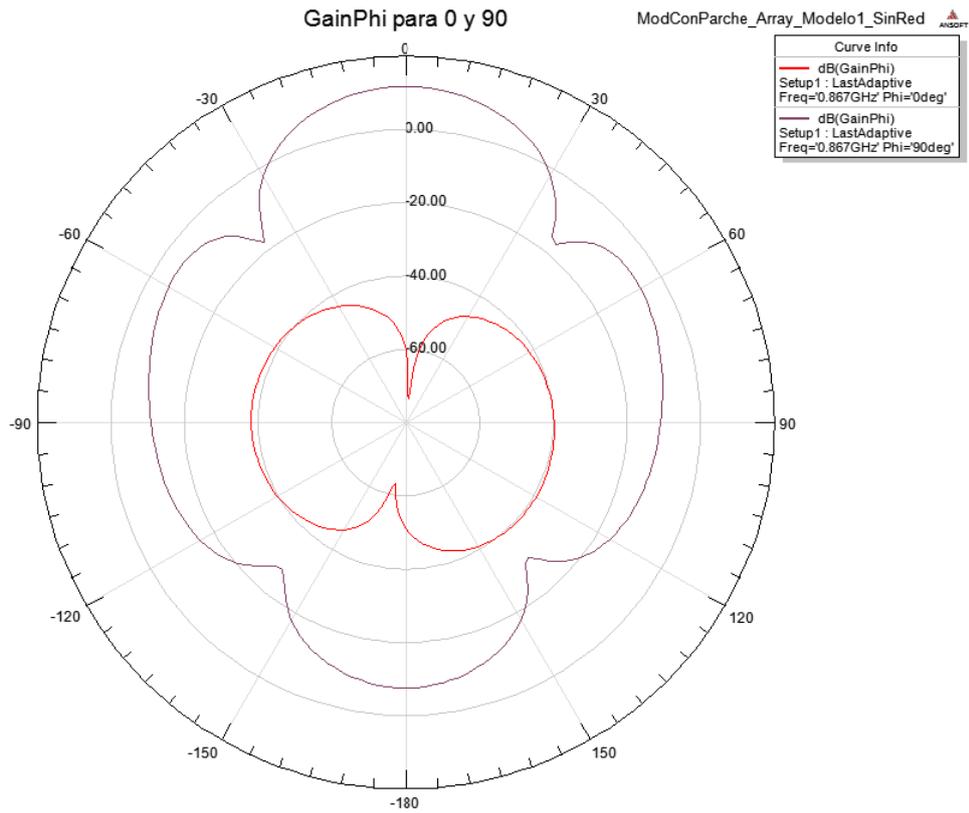


Figura 3.30 GainPhi Modelo 1 Array sin Red de Alimentación

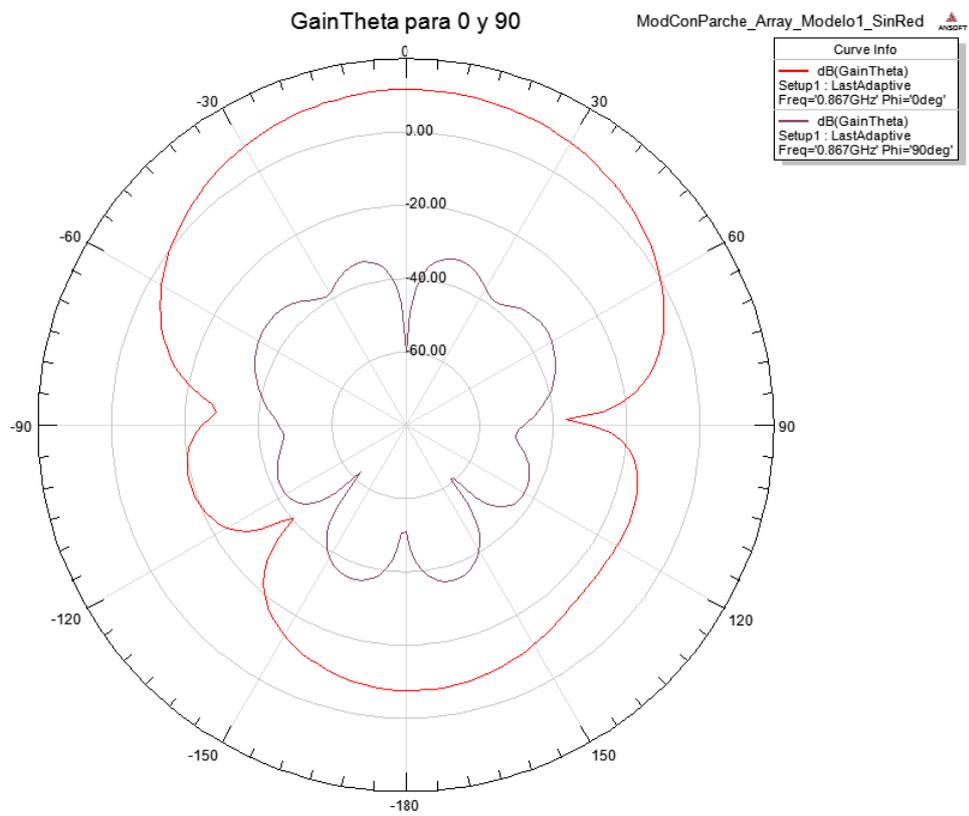


Figura 3.31 GainTheta Modelo 1 Array sin Red de Alimentación

3.3.4.3 Array con red en Árbol

Siguiendo el protocolo descrito anteriormente en apartados similares hemos procedido a la unión del layout correspondiente a la red de alimentación obtenida en MWO y posteriormente HFSS, a el array sin la red utilizado en el apartado anterior. El resultado obtenido puede observarse en la Figura 3.32

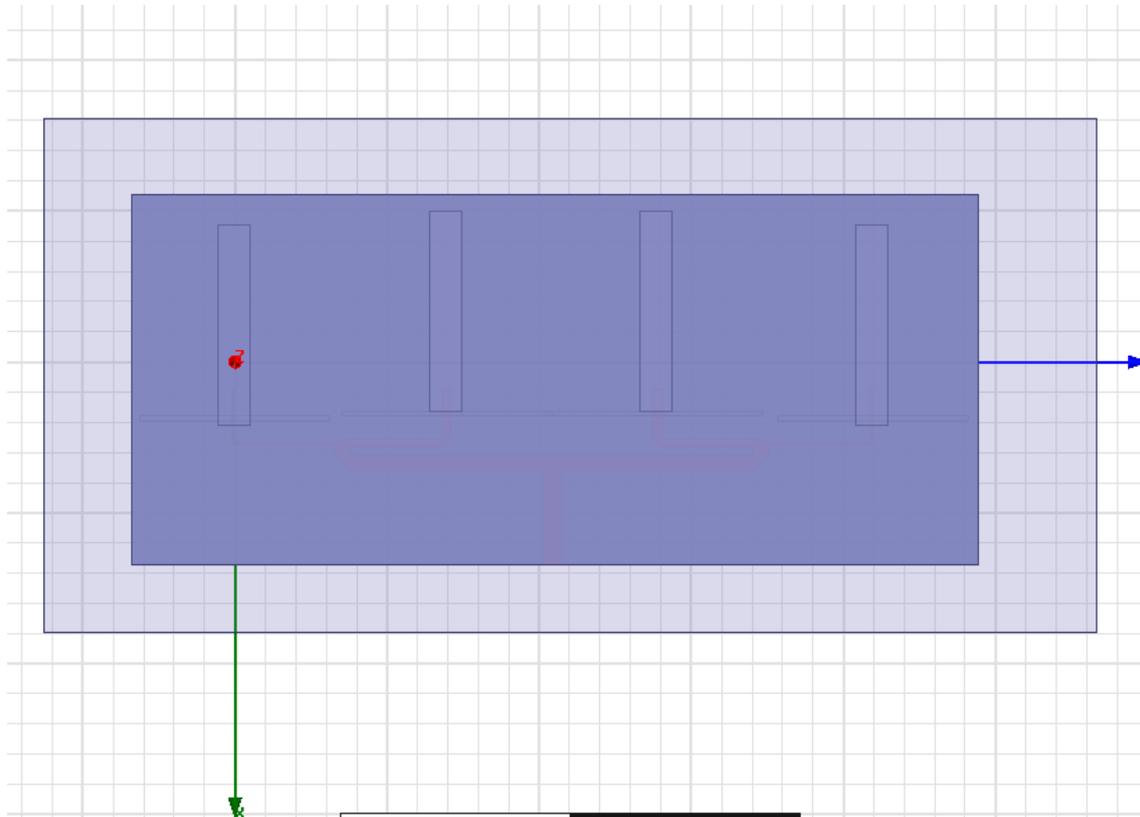


Figura 3.32 Vista General Array Modelo 1 Con Red de Alimentación

3.3.4.3.1 Resultados y comentarios

En términos de adaptación hemos conseguido unos resultados aceptables en torno a nuestra frecuencia, aunque no tienen un gran nivel sí que tenemos un ancho de banda que nos permite cierta versatilidad en torno a nuestra frecuencia de trabajo. Podemos ver éstos resultados en la Figura 3.33

Por último como en anteriores casos mostramos los diagramas de radiación obtenidos [Figuras 3.34 a 3.36]. Se han perdido los lóbulos secundarios en el diagrama de GainTotal que teníamos para el caso sin la alimentación, pero la radiación backwards se mantiene en unos niveles similares. El problema radica en que aunque perdamos los lóbulos secundarios, el principal sigue siendo muy ancho, por lo que la esperada mejora en directividad no ha aparecido, pudiéndose deber a una pequeña aberración de fase u otras causas derivadas de interacciones entre los materiales.

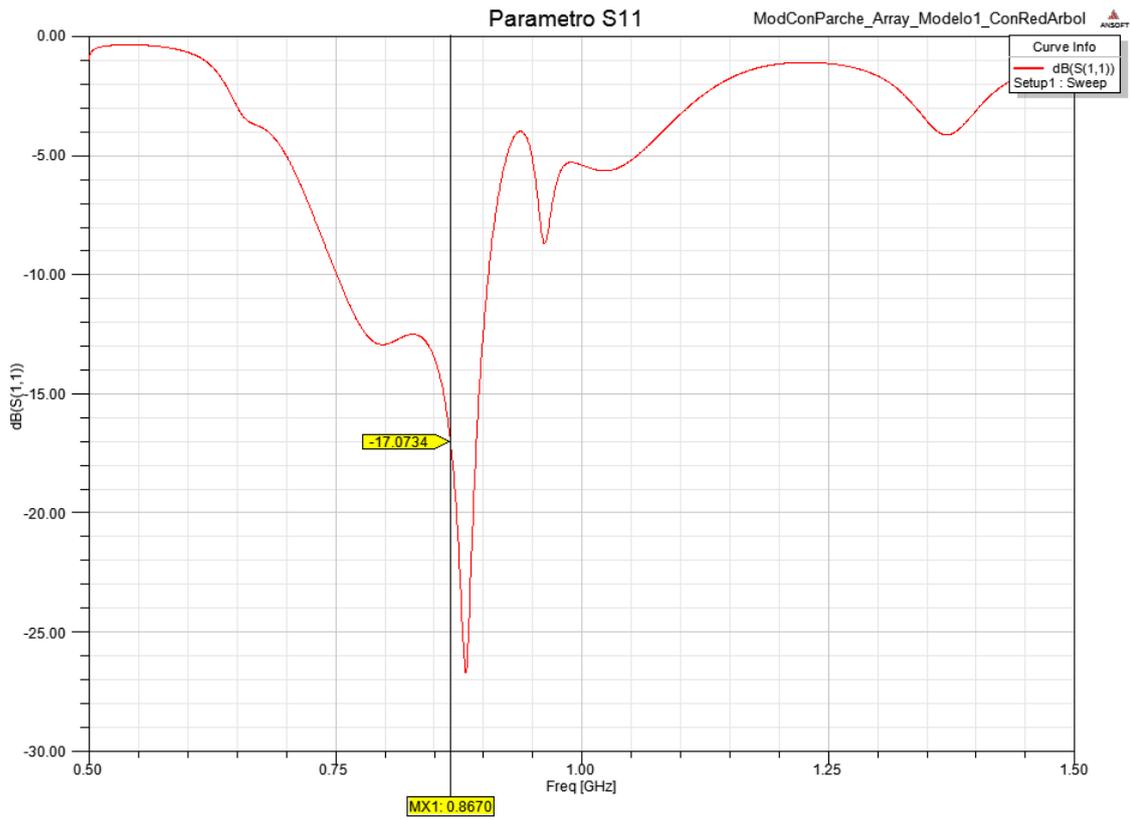


Figura 3.33 Parámetro S11 Array Modelo 1 Con Red de Alimentación

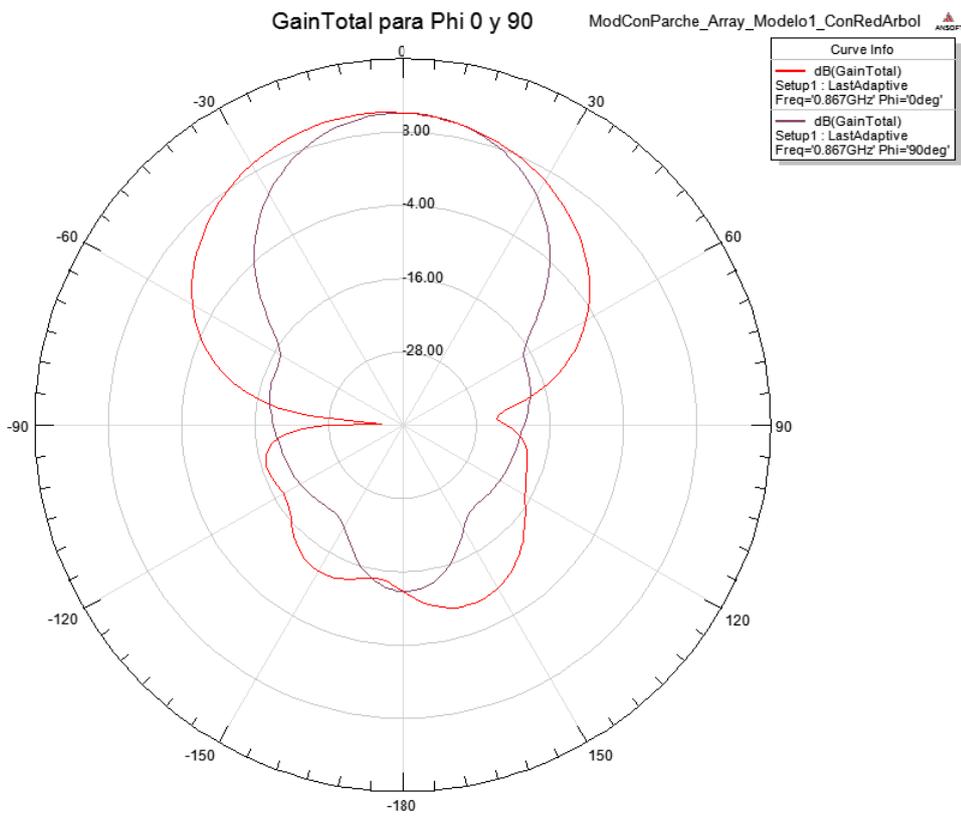


Figura 3.34 GainTotal Array Modelo 1 Con Red de Alimentación

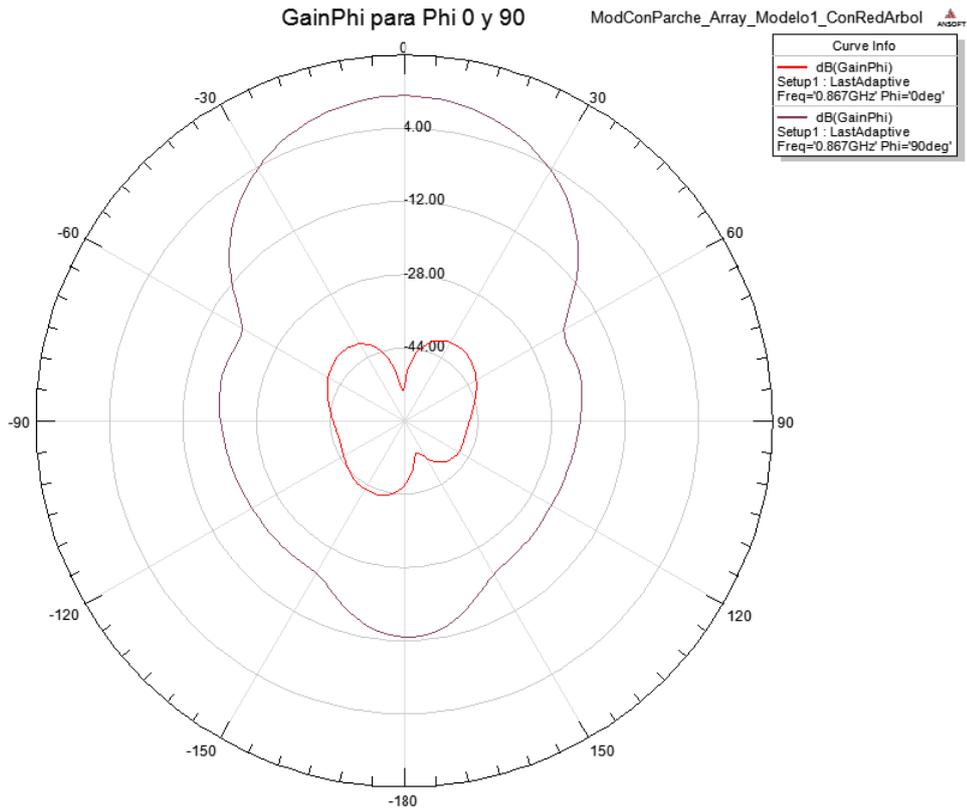


Figura 3.35 GainPhi Array Modelo 1 Con Red de Alimentación

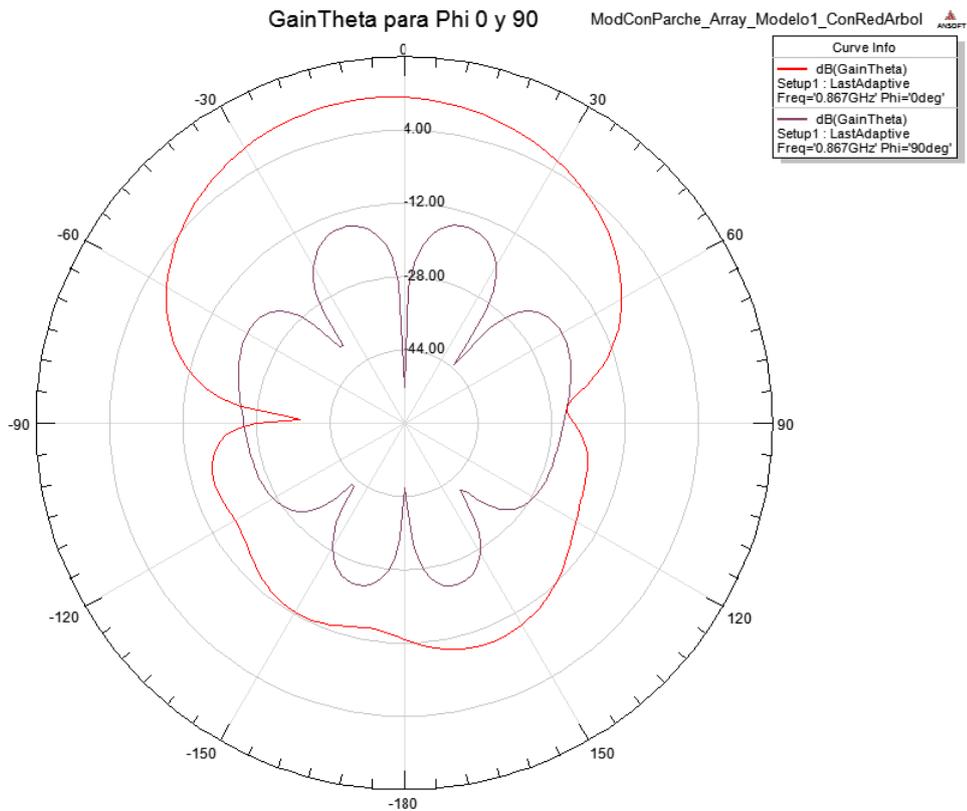


Figura 3.36 GainTheta Array Modelo 1 Con Red de Alimentación

Vemos la simetría en los diagramas correspondientes, pero el efecto array se pierde al desaparecer casi totalmente los lóbulos secundarios. Dado que se mantiene la simetría, la red de alimentación parece estar trabajando correctamente y podemos achacar el resultado al rendimiento en sí de la antena. Habiendo podido observar los cambios acaecidos con el primer modelo implementado, vamos a preparar el siguiente caso para poder comparar y así poder tener una mejor perspectiva sobre nuestro problema.

3.4 Modelo 2

Siguiendo la estrategia anterior, procedemos al diseño y presentado de resultados con el orden anteriormente visto, centrándonos en celdas unitarias inicialmente, líneas de alimentación y posterior unión en un array definitivo.

3.4.1 Celda de 50Ω

Los cambios en la estructura de este modelo son sobre todo respecto al tipo de dieléctrico y espesores de estos. Concretamente pasamos de emplear de dieléctrico un Duroid 5870 con $\epsilon_r=2.33$ y espesor de 2.01 mm a usar un Rogers RO3003 con $\epsilon_r=3$ y espesor de 3.04mm.

Podemos ver una imagen de la adaptación a HFSS del diseño obtenido con el programa desarrollado por el grupo de investigación en la Figura 3.37

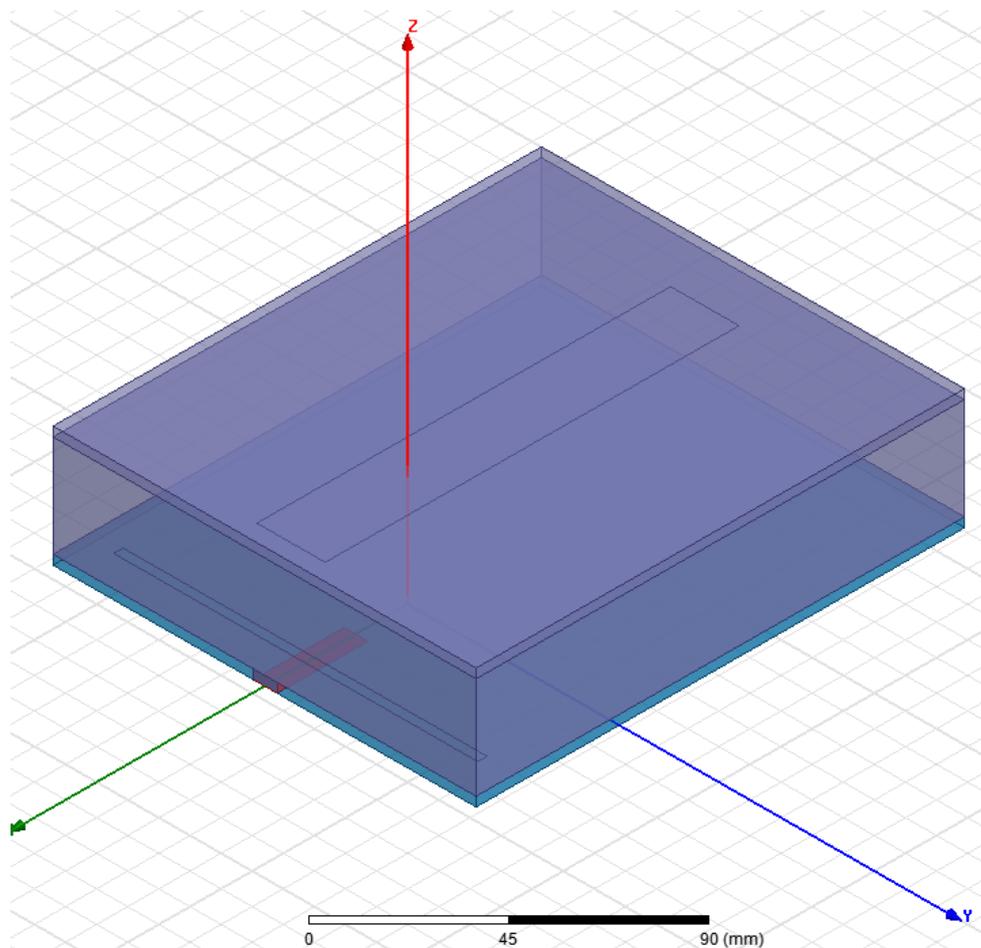


Figura 3.37 Celda de 50 Ohm para Modelo 2

A nivel de implementación no hay cambios, ya que realmente la estructura es muy similar al modelo anteriormente explicado, por lo que sólo resta simular y calibrar los parámetros hasta obtener el mejor resultado posible.

3.4.1.1 Resultados y comentarios

Viendo que el presente diseño es similar en gran medida al anterior modelo, podemos directamente calcar el anterior ya parametrizado y readaptarlo con las posiciones que obtuvimos en el programa realizado por el grupo de investigación. Realizado esto empezamos con las simulaciones, en las que cabe destacar el hecho de que este diseño converge ligeramente más rápido que otros, reduciéndose con esto las duraciones de las simulaciones y los barridos paramétricos necesarios para llegar a resultados finales.

Podemos ver en la Figura 3.38 el diagrama de adaptación obtenido para este caso de la celda unitaria de 50Ω. Queda patente la aparición de una segunda resonancia aunque el control de esta no es tan fácil como pensábamos, llegando únicamente a este resultado en el mejor de los casos. Sin embargo, la adaptación en sí no es mala al tener cierto margen de maniobra alrededor de la frecuencia de trabajo y presentando en esta un nivel de decibelios aceptable.

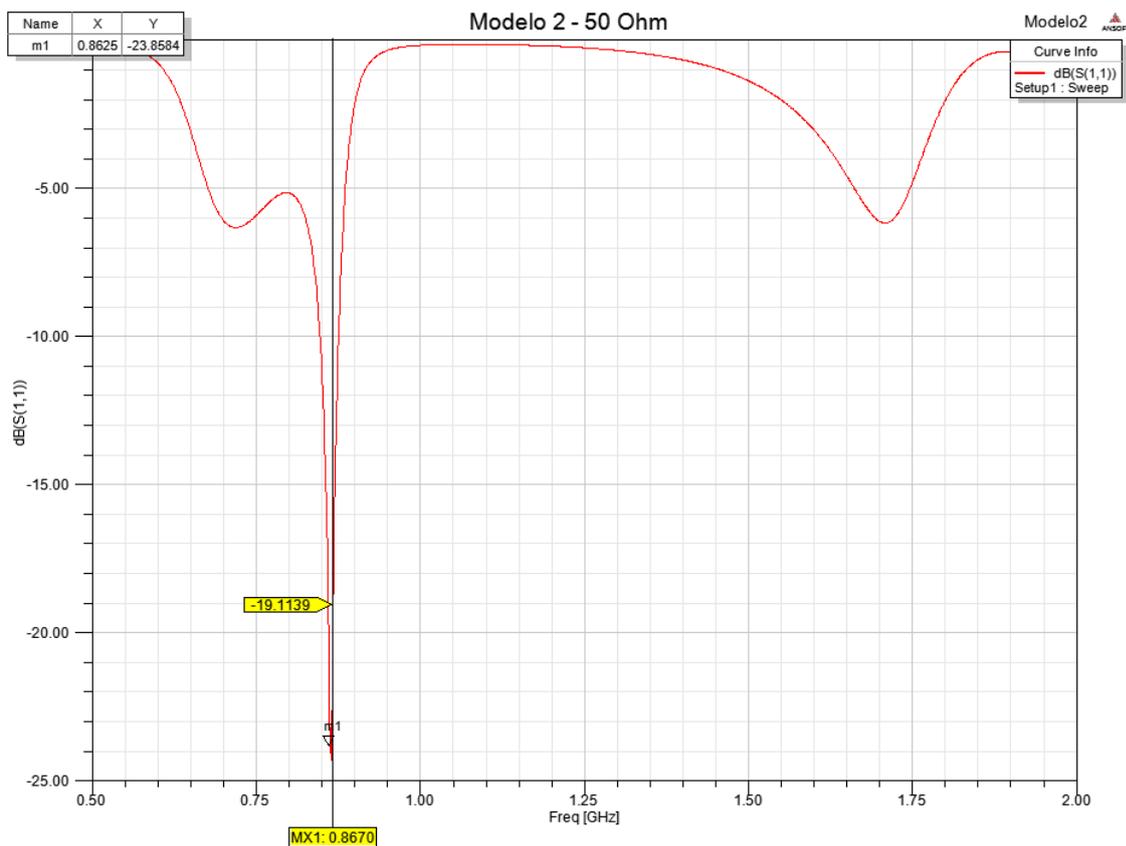


Figura 3.38 Parámetro S Modelo 2 50 Ohm

En las Figura 3.39 vemos el diagrama de radiación respectivo a GainTotal de la celda.

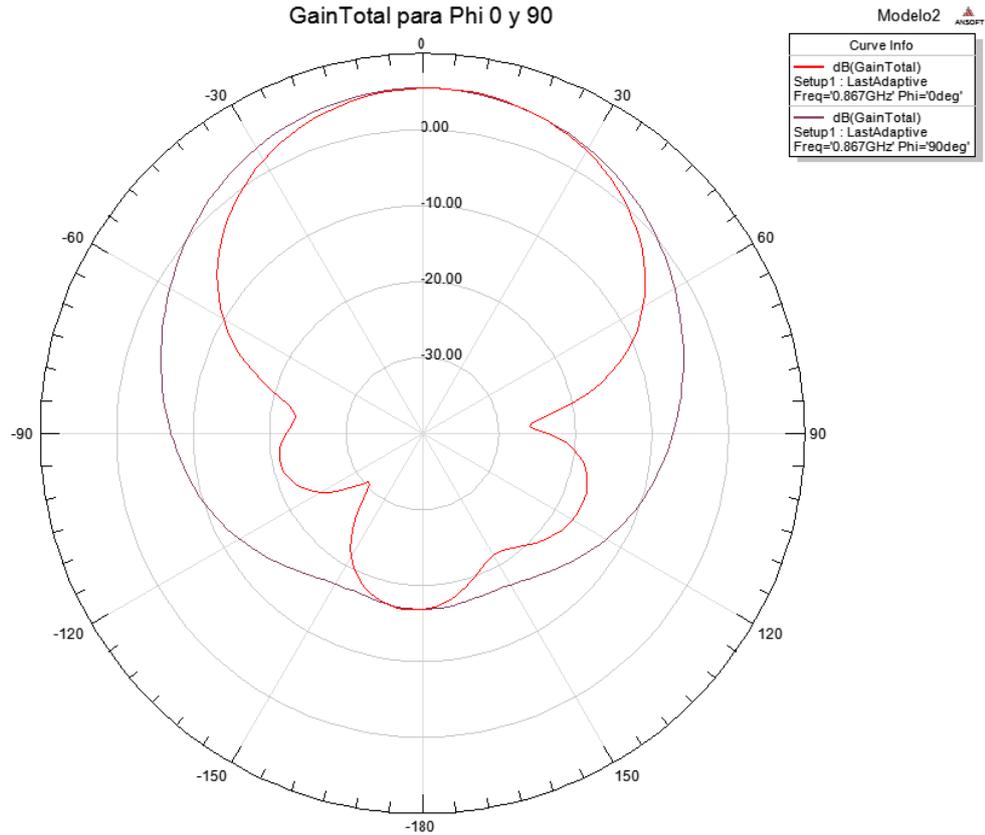


Figura 3.39 GainTotal Modelo 2 50 Ohm

En este caso los niveles de radiación hacia atrás son ligeramente mejores que en el caso respectivo para el modelo 1, lo cual puede ser un buen indicativo de la idoneidad de este nuevo modelo. La directividad sin embargo sigue siendo bastante pobre, con un lóbulo principal muy ancho similar al del caso anterior.

Las Figuras 3.40 y 3.41 presentan por último el resto de diagramas de radiación, en la línea con lo mencionado anteriormente, mostrando un gran lóbulo principal y radiación trasera ligeramente inferior al caso del modelo 1 de 50Ω pero aún importante.

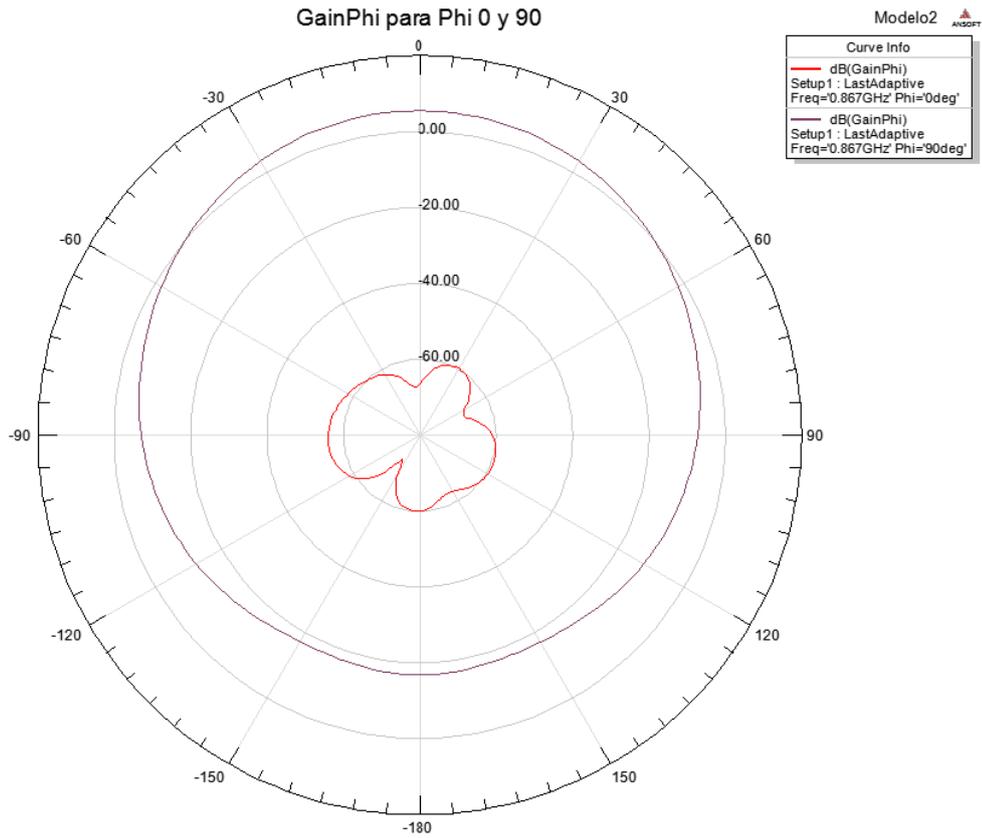


Figura 3.40 GainPhi Modelo 2 50 Ohm

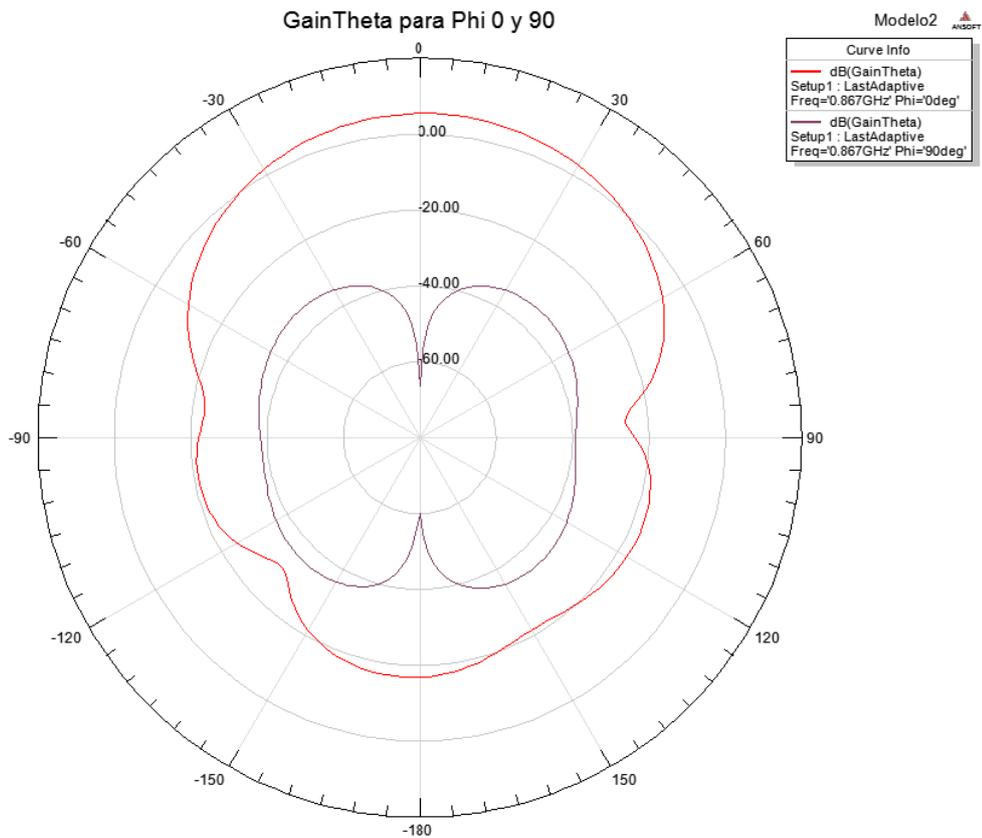


Figura 3.41 GainTheta Modelo 2 50 Ohm

3.4.2 Celda de 100Ω

Modificando la línea de alimentación para adaptar una impedancia doble al caso anterior hemos obtenido los siguientes resultados.

3.4.2.1 Resultados y comentarios

Una vez cambiada la línea de alimentación principal de la antena se procede a la simulación del diseño, buscando la mejora de los resultados en sucesivas iteraciones en las que iremos afinando los parámetros (generalmente como en casos anteriores, posición y tamaño de slot sobre línea).

En la Figura 3.42 tenemos el diagrama de parámetros S respectivo a esta nueva celda.

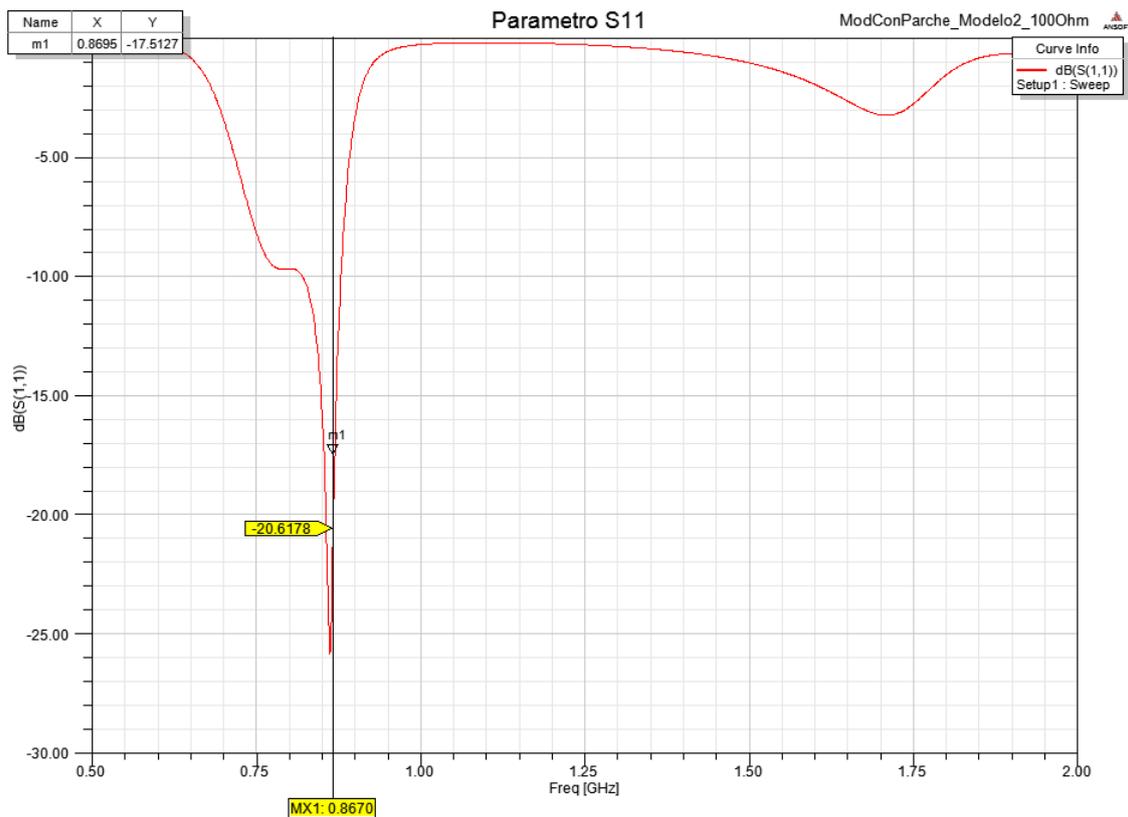


Figura 3.42 Parámetro S Modelo 2 100 Ohm

Comparando con el caso anterior podemos apreciar que los dos picos de adaptación se han aproximado más en este caso dando un ancho algo más uniforme que antes, con un mejor nivel de adaptación pero igualmente con un margen de maniobra en torno a la frecuencia de trabajo algo escaso para frecuencias superiores a la citada. En cualquier caso obtenemos un diagrama más limpio por así decirlo, donde apreciamos uno de los puntos de interés de la estructura SSFIP como es la segunda resonancia por el parche.

Los diagramas de radiación corresponden a las Figuras 3.43 a 3.45 que vemos a continuación.

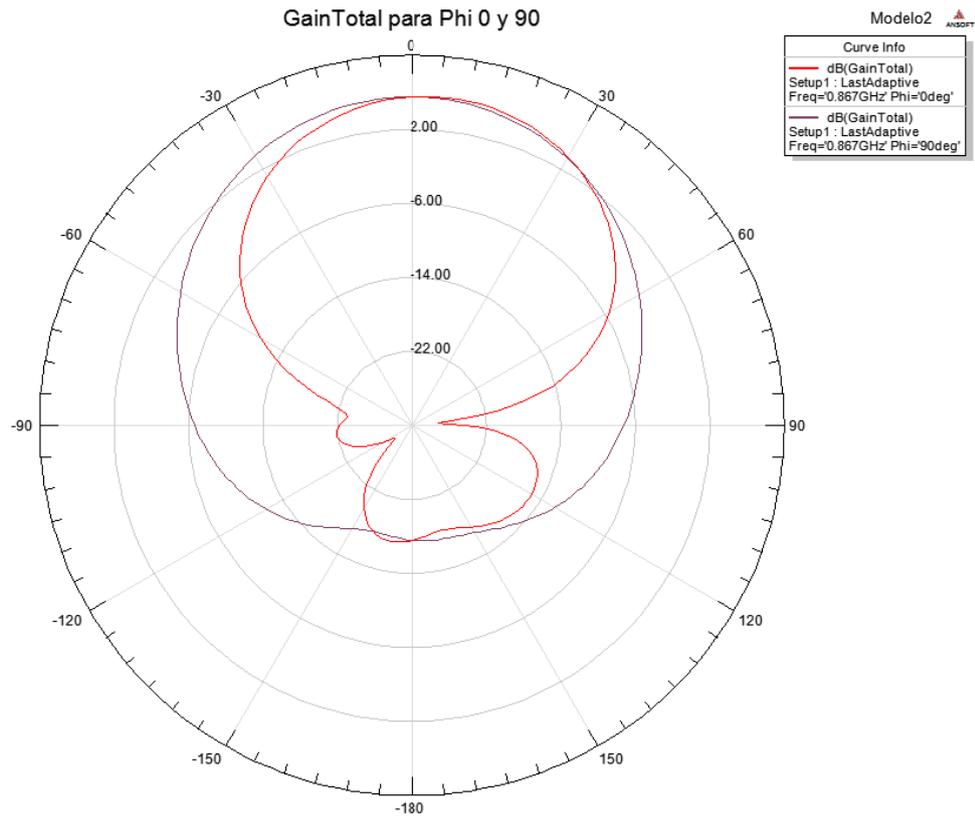


Figura 3.43 GainTotal Modelo 2 100 Ohm

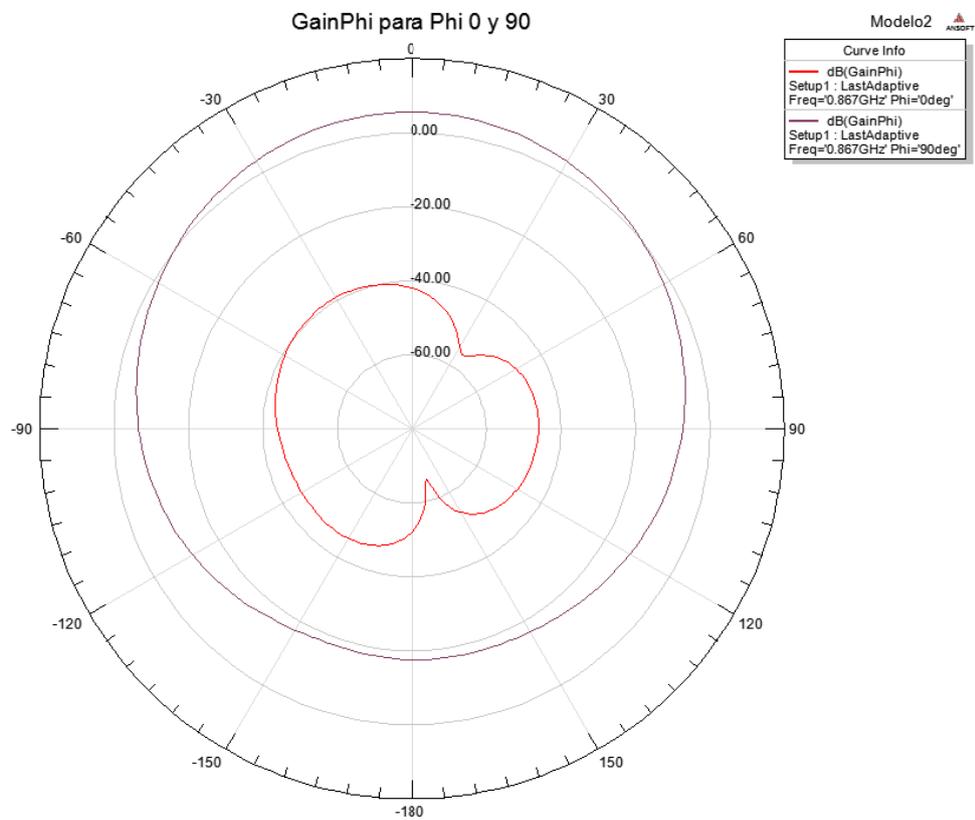


Figura 3.44 GainPhi Modelo 2 100 Ohm

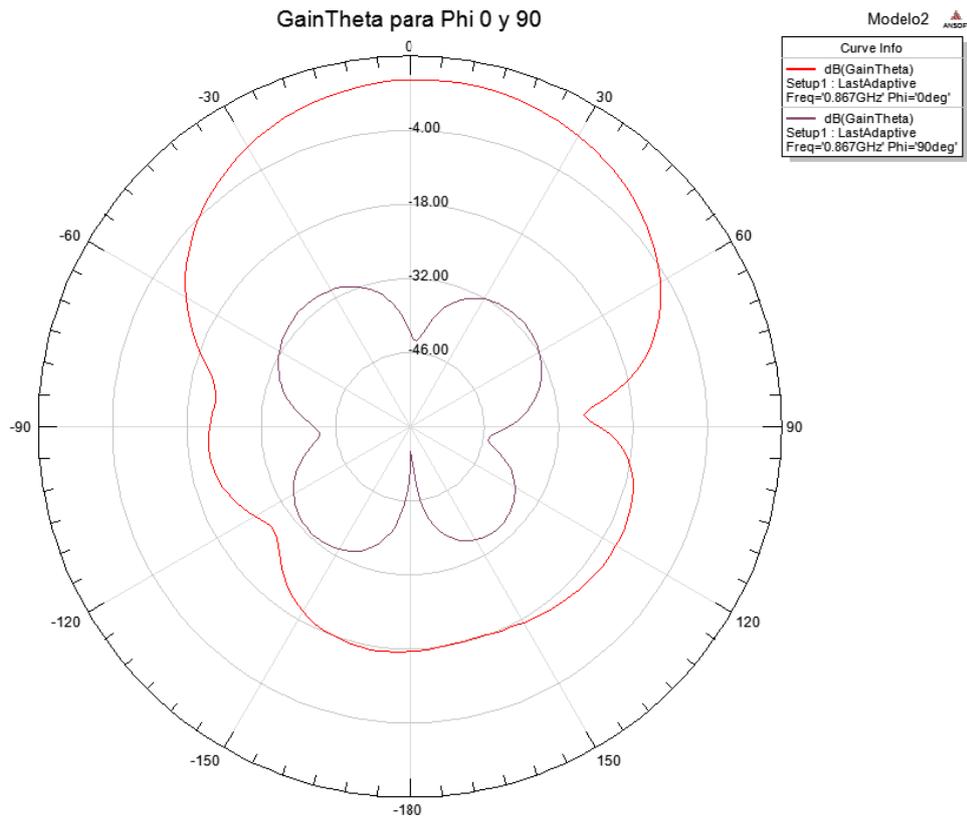


Figura 3.45 GainTheta Modelo 2 100 Ohm

Contrastando los resultados con los obtenidos en el apartado anterior vemos que nuestro ancho de lóbulo principal ha descendido. En la radiación trasera vemos una disminución en la forma general del lóbulo de la propia radiación, pero en niveles se mantiene en torno a los -18 dB del caso de 50Ω. En cualquier caso lo consideramos un paso adelante al haber mejorías relativas en los dos puntos más conflictivos del diseño.

3.4.3 Redes de alimentación

A continuación veremos el diseño de las redes de alimentación que hemos planteado para este último modelo con parche. Como en casos anteriores las topologías elegidas han sido una topología en árbol con elementos alternos de 50/100Ω y una red en bus con todos los elementos de 100Ω. A la hora de la implementación y las simulaciones llegamos de nuevo a la conclusión de que la estructura en bus no solo aumenta el largo del diseño, haciendo normalmente inviable el diseño, sino que los saltos de impedancia repercuten negativamente en la adaptación final. Por ello se recomienda el uso de una red en árbol como red de pruebas general.

3.4.3.1 Red en Árbol Modelo 2

La primera red a implementar será nuestro modelo en árbol, que siguiendo una estructura como la vista en anteriores apartados queda de la siguiente forma.

3.4.3.1 MWO

El diseño es similar al visto en el apartado respectivo de la opción del modelo 1. En este caso cambiamos de dieléctrico por lo que los parámetros de nuestro MSUB varían ligeramente tanto en espesor como en constante dieléctrica. Aplicando los nuevos valores a TXLine podemos sacar los valores de los grosores de las líneas de los puertos de salida, así como los paralelos respectivos y por último el largo del transformador de impedancias de la entrada que nos servirá para adaptar a una impedancia final de 50Ω .

Dada la estructura que vimos en apartados anteriores, el diseño presenta dos puertos de 50Ω , ambos en paralelo con otro de 100Ω obteniendo una impedancia paralela de 33.33Ω en ambas ramas intermedias. Dichas ramas convergen en la T central del circuito, dando lugar a una impedancia de 16.665Ω que debemos readaptar a 50Ω con el transformador de la entrada. El circuito quedará pues como muestra la Figura 3.46, siendo la Figura 3.47 el layout resultante que adaptaremos posteriormente a HFSS.

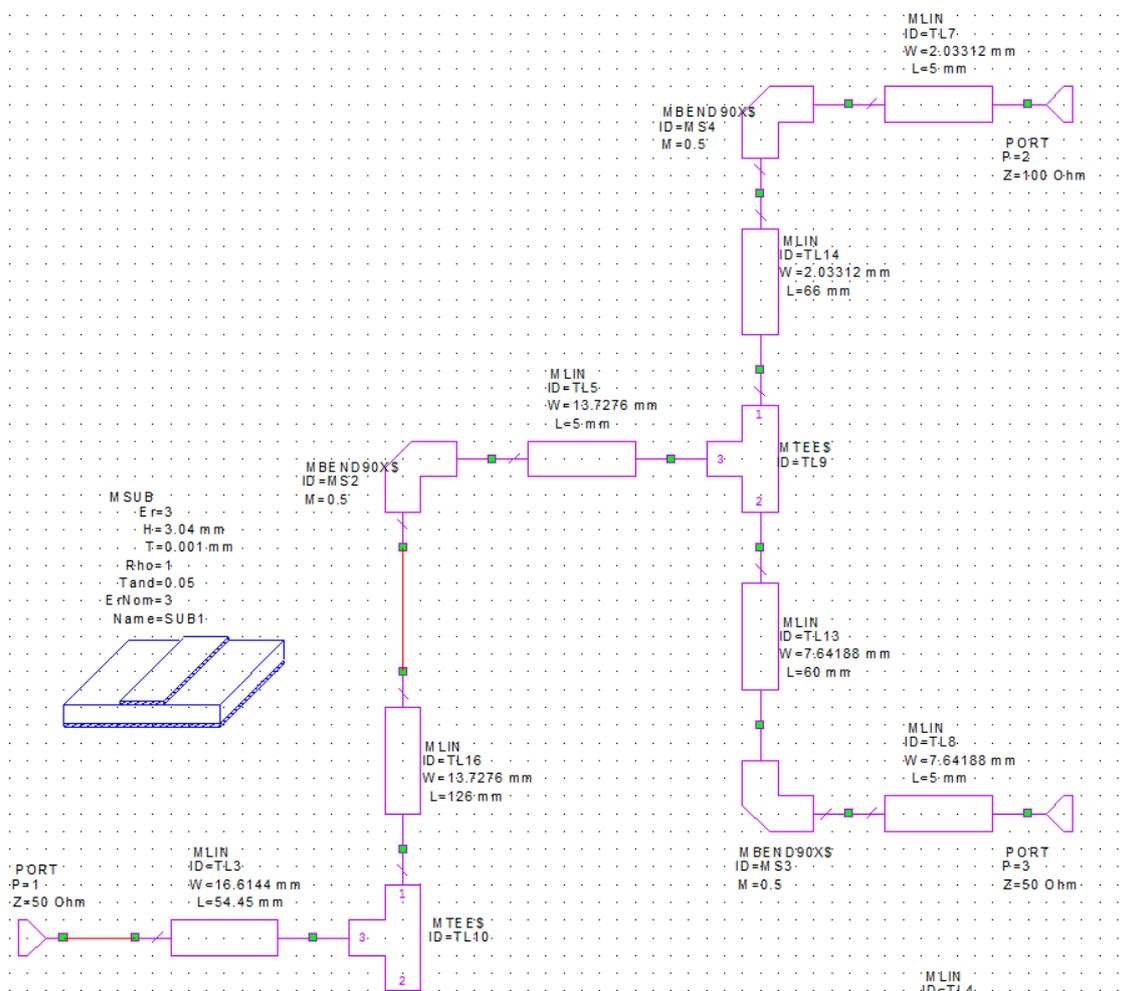


Figura 3.46 Red en Árbol MWO Modelo 2

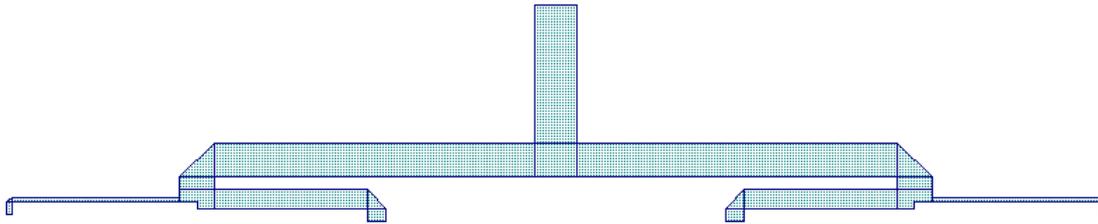


Figura 3.47 Red en Árbol Layout Modelo 2

Los consabidos saltos de impedancia presentes en las uniones en T que unen las ramas propias de cada puerto de salida desequilibran los valores de los parámetros S respectivos a cada puerto como en casos anteriores. Podemos ver la adaptación final obtenida mediante la calibración de la longitud del transformador en la Figura 3.48

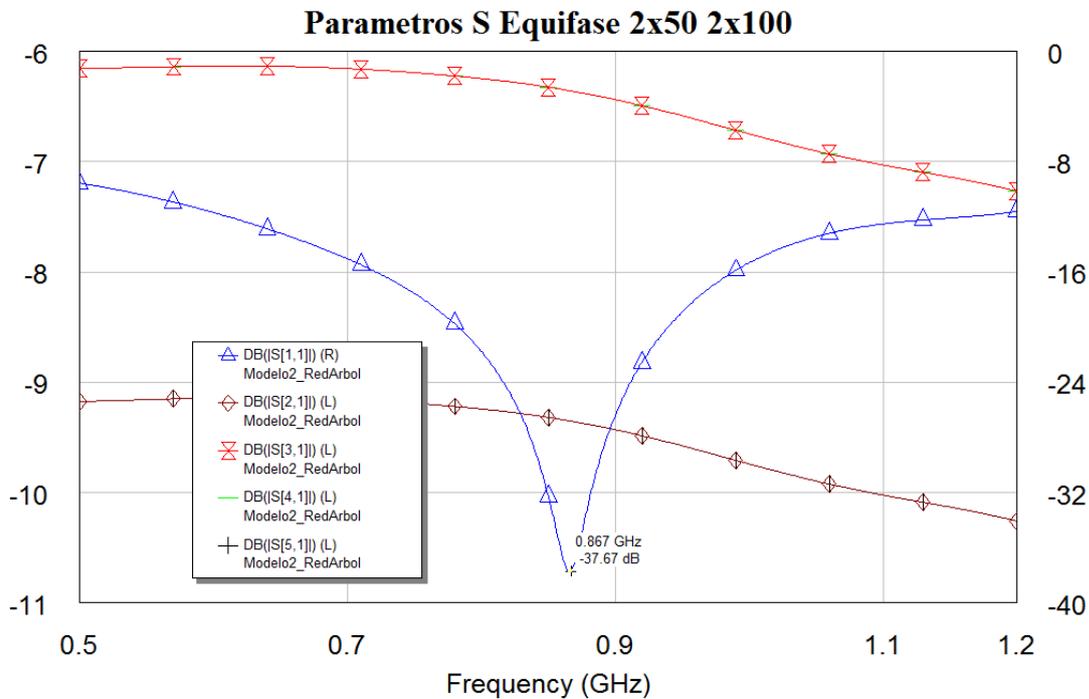


Figura 3.48 Parámetros S Red en Árbol Modelo 2

Además, la variación en las impedancias provoca que la pendiente de la fase que vemos en los puertos alternos difiera por lo que una pequeña deriva puede provocar una aberración de fase. Este efecto puede ser contrarrestado con un diseño con elementos iguales, pero entonces perderíamos el diagrama de radiación que buscamos con un lóbulo principal y dos secundarios pequeños marcados, por lo que es necesario buscar la máxima fiabilidad en el diseño final para reducir los efectos afinando medidas del circuito.

En la Figura 3.49 vemos una muestra de lo anteriormente expuesto. En este caso las pendientes difieren relativamente poco por lo que con unos leves ajustes en HFSS podremos corregir las pendientes y evitar la aberración de fase.

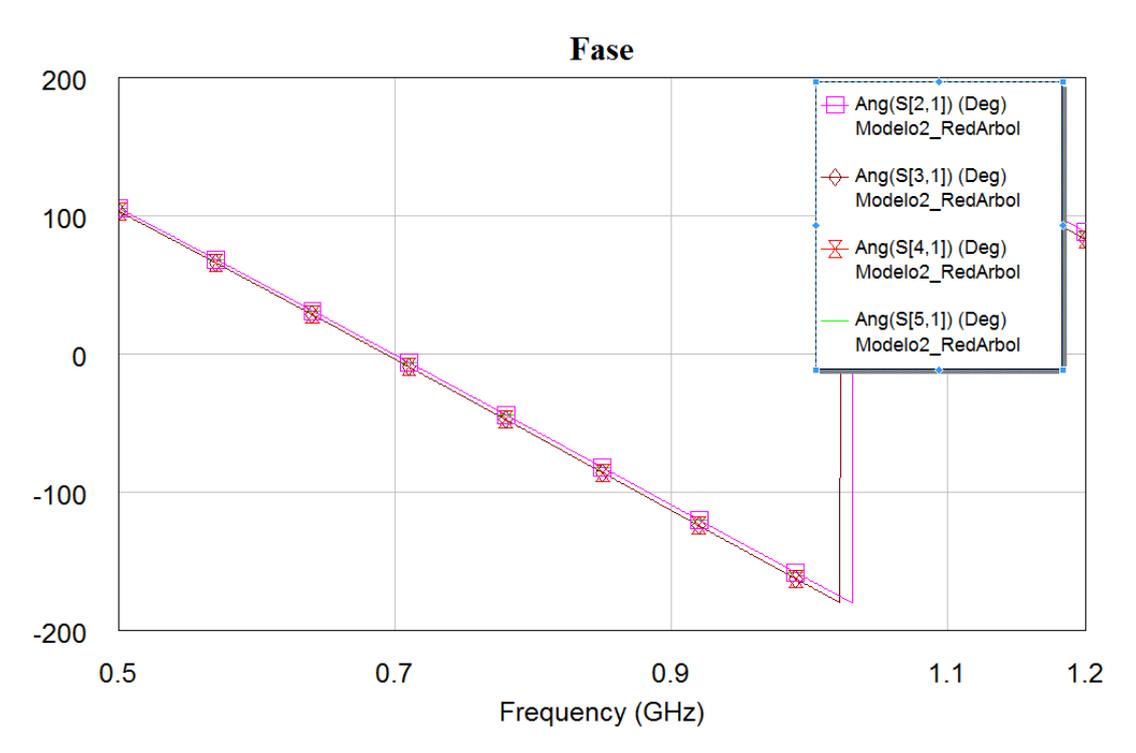


Figura 3.49 Fase Red en Árbol Modelo 2

3.4.3.1.2 HFSS

A continuación la versión en HFSS de nuestro layout resultante [Figura 3.47]. El paso del layout sigue la misma estrategia que en casos anteriores por lo que obviamos la explicación y pasamos a los resultados y comentarios. En la Figura 3.50 tenemos una vista superior para ver la estructura final ya preparada sobre los dieléctricos del problema.

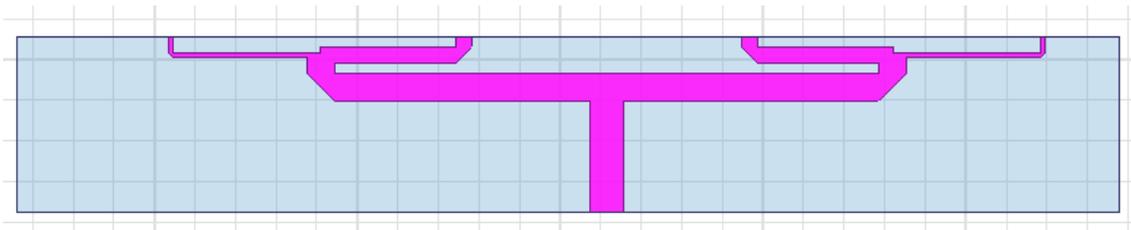


Figura 3.50 Red en Árbol Modelo 2 en HFSS

En este caso, la adaptación mostrada en la Figura 3.51 presenta un nivel de adaptación inferior al del caso del modelo 1. Durante las simulaciones, al contrario que en otros casos, hemos tenido que readaptar ligeramente las longitudes para cuadrar el pico de adaptación a la frecuencia deseada, y a pesar de ello hemos tenido una adaptación ruidosa respecto a casos anteriores. En cualquier caso el nivel es aceptable, manteniendo el S11 un margen respetable para la frecuencia de trabajo y oscilando el resto de parámetros S en torno al valor de -6 dB que deben.

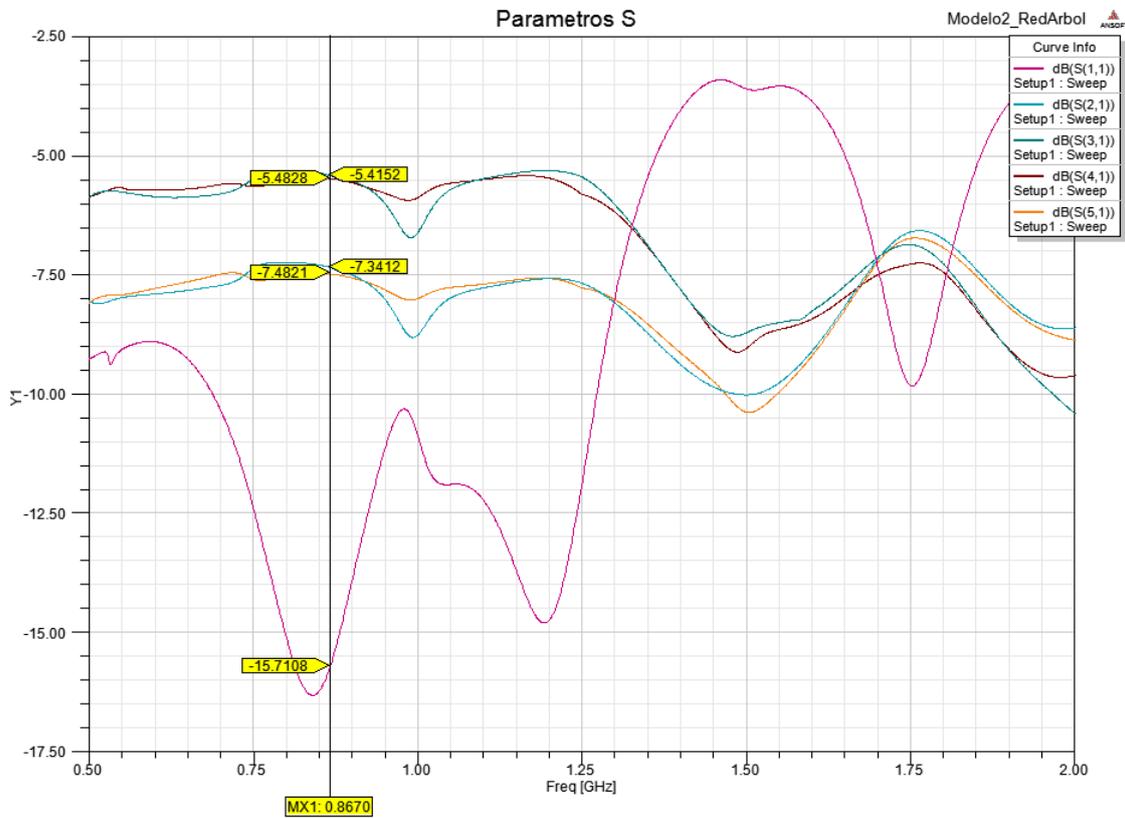


Figura 3.51 Parámetros S Red en Árbol Modelo 2 HFSS

La Figura 3.52 muestra el diagrama de fases obtenido, donde vemos que obtenemos unos resultados similares a los vistos en el apartado anterior para el diseño en MWO. A pesar de los cambios en el transformador y leves cambios en las líneas, no hemos conseguido cambiar los ligeros cambios de fase, por lo que dependemos de la posición y dimensionado de los elementos de la antena para evitar la aberración de fase.

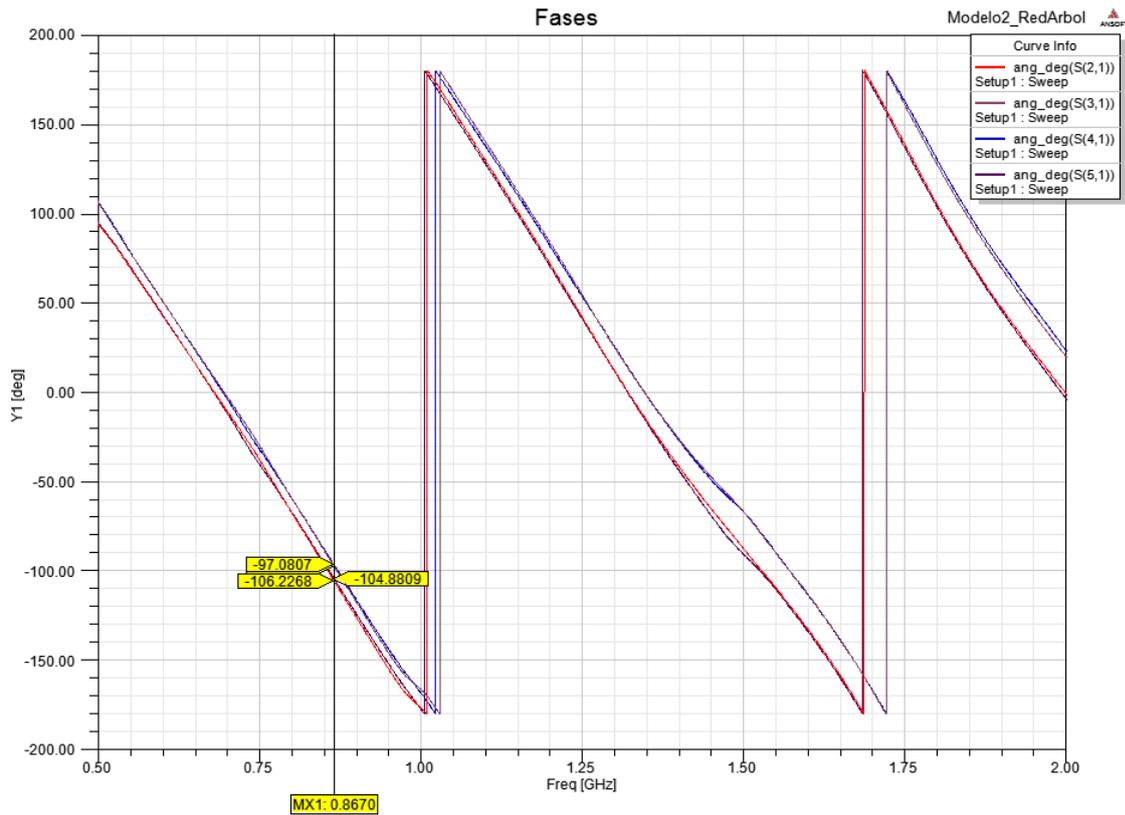


Figura 3.52 Fase Red en Árbol Modelo 2 en HFSS

3.4.3.2 Red en Bus Modelo 2

Para intentar paliar el problema del incremento de tamaños necesario para una topología bus, aplicamos de nuevo el protocolo visto en el apartado 3.3.3.2. Así pues mostramos una posible implementación en MWO de cómo quedaría el circuito final.

3.4.3.2.1 MWO

Aplicando lo visto anteriormente, preparamos una estructura en bus con las ramas intermedias en U, para poder recortar ligeramente la longitud general del circuito. Parametrizando dichas ramas hemos obtenido el circuito mostrado en la Figura 3.53

En la Figura 3.54 vemos los parámetros S que obtenemos de la simulación de dicho circuito. Cabe destacar una muy buena adaptación a la frecuencia de trabajo, en torno a -30dB, y unos parámetros S para los puertos externos oscilando de manera adecuada en torno a su valor teórico.

Para este diseño mostramos también el diagrama de fases correspondiente a los puertos de salida, donde apreciamos el cambio en las pendientes de los puertos externos respecto a los internos propios de esta topología en bus. [Figura 3.55]

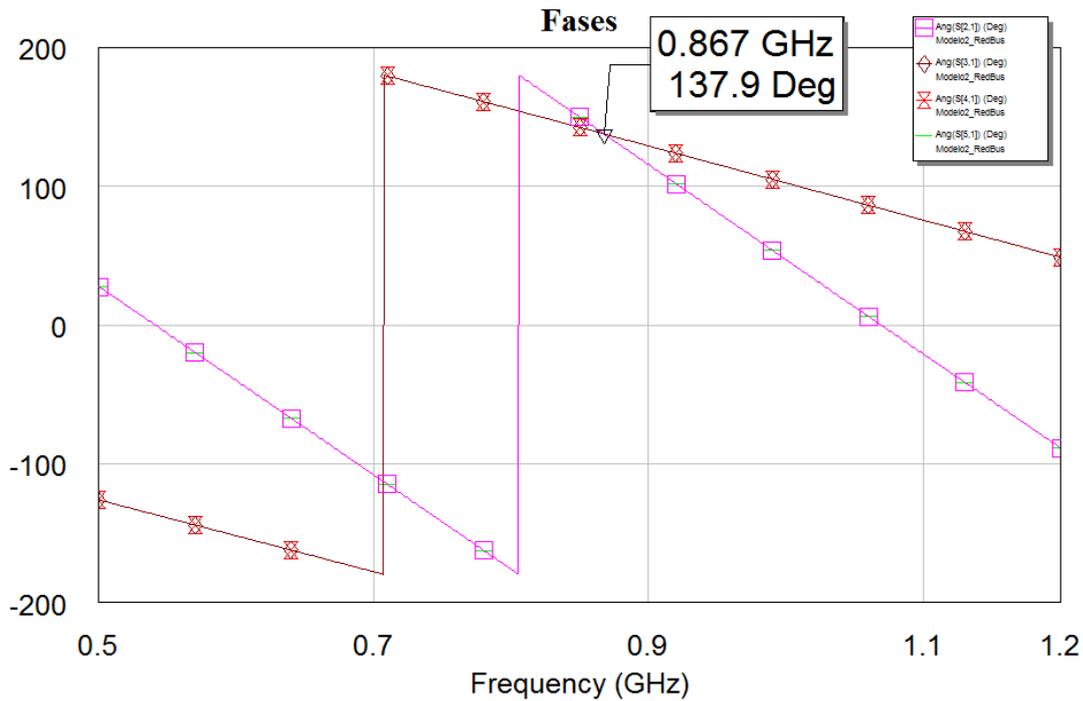


Figura 3.55 Fases Red Bus Modelo 2 en MWO

3.4.4 Array Modelo 2

Pasamos por ultimo al diseño de lo que será nuestro array final. Nos hemos decidido por una topología en árbol para evitar los problemas derivados de las aberraciones de fase y por las diferencias de tamaño en longitud del array completo. Primero mostraremos un array genérico sin la red de alimentación que hemos preparado para estudiar las posibles respuestas y adaptaciones de los puertos de manera independiente, para posteriormente añadir la red en árbol y estudiar el circuito completo.

3.4.4.1 Array sin red

Uniendo celdas con la estructura típica de 100/50/50/100 que hemos empleado en anteriores casos hemos obtenido un diseño como el de la Figura 3.56

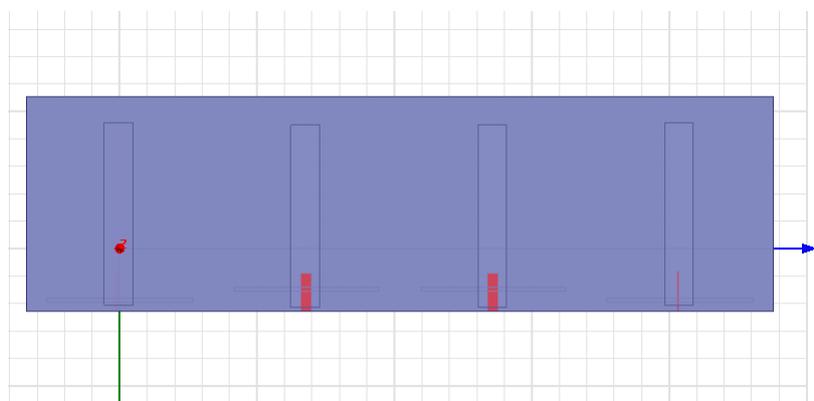


Figura 3.56 Circuito Array sin Red Modelo 2 HFSS

En la Figura 3.57 vemos el mismo circuito en otra perspectiva para poder apreciar los dieléctricos que intervienen en el diseño.

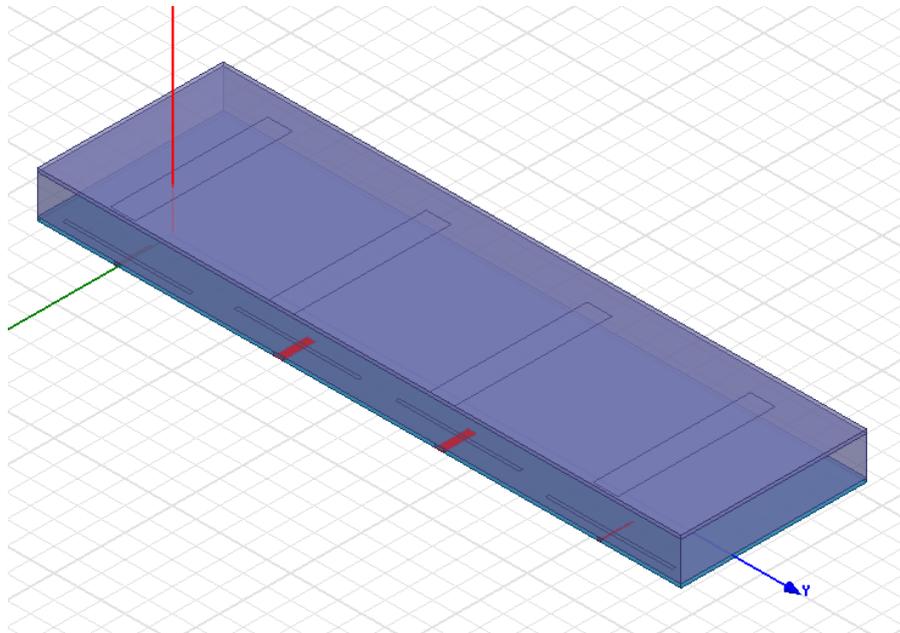


Figura 3.57 Circuito 2 Array sin Red Modelo 2 HFSS

Mediante el proceso de simulado hemos ido calibrando la posición de slots respecto a las líneas de alimentación inferiores, obteniendo los siguientes resultados para los parámetros S de los diferentes puertos. En el caso de los puertos 1 y 4, correspondientes a los puertos de 100Ω externos, tenemos la Figura 3.58

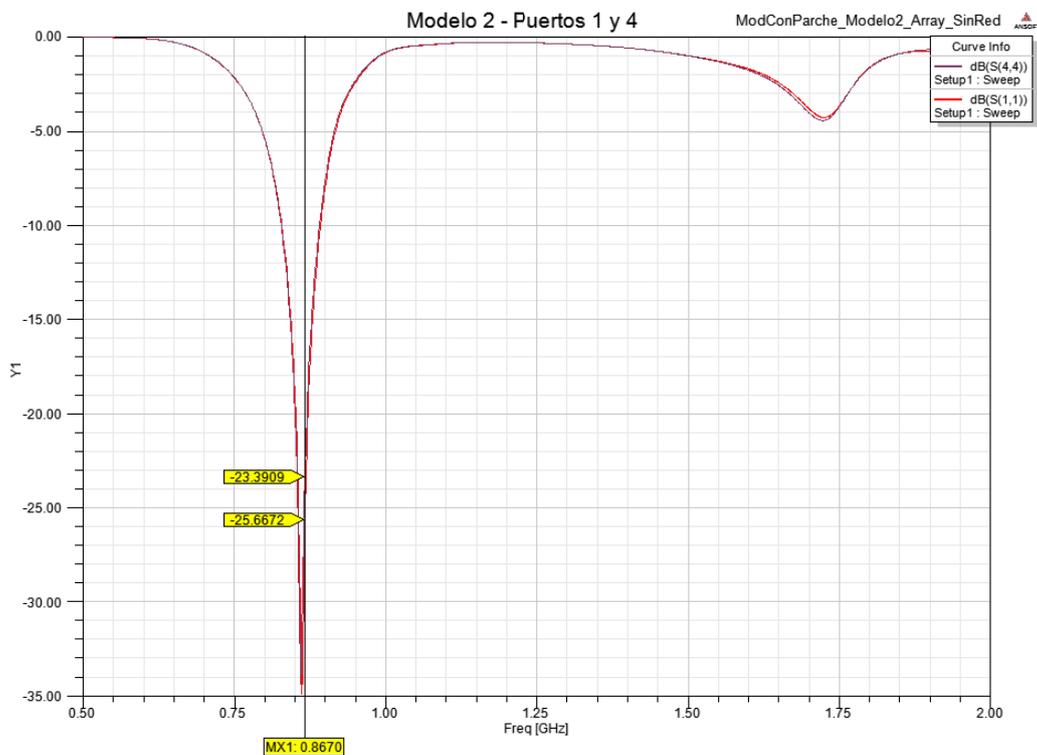


Figura 3.58 Parámetros S Puertos 1 y 4 Array sin Red Modelo 2 HFSS

Obtenemos un buen nivel aunque no se presenta el segundo pico de resonancia que esperábamos a pesar de las pruebas realizadas. En cualquier caso la adaptación es favorable en nuestra frecuencia por lo que de momento el modelo parece apto. En la Figura 3.59 tenemos los puertos de 50Ω interiores y su respuesta de adaptación.

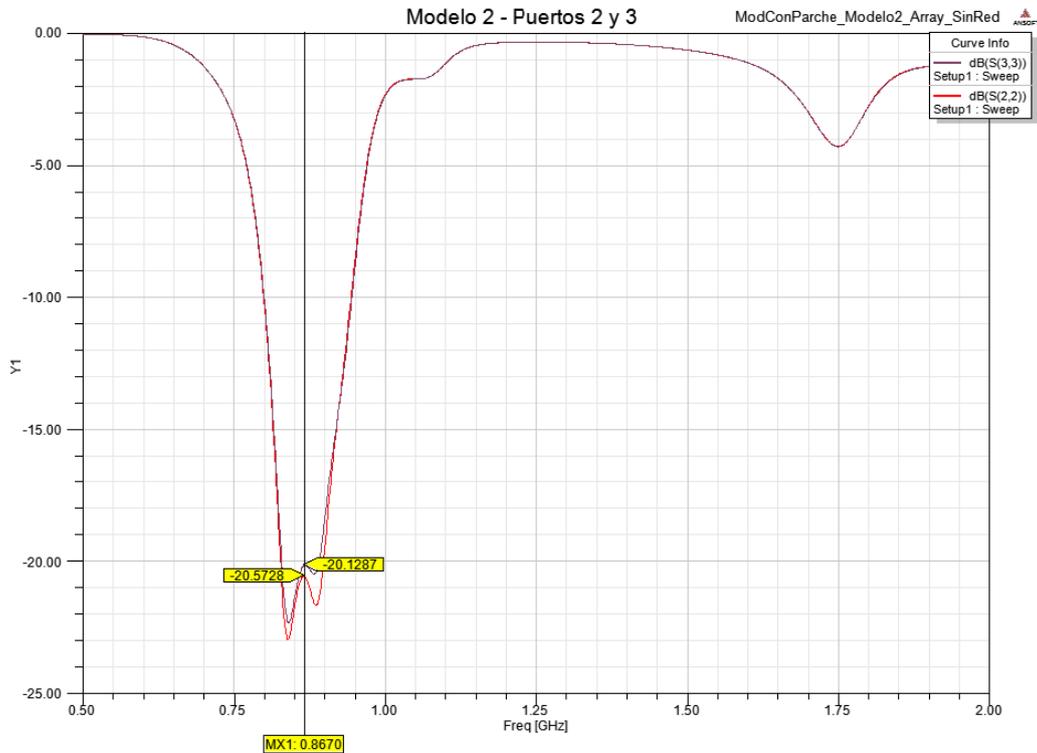


Figura 3.59 Parámetros S Puertos 2 y 3 Array sin Red Modelo 2 HFSS

En este caso si aparece la segunda resonancia con las simulaciones, obteniendo un buen ancho de adaptación a la frecuencia de trabajo que mejorará la disposición del sistema frente a derivas en frecuencia. Por último veamos los diagramas de radiación obtenidos para nuestra antena, comenzando por el diagrama de GainTotal de la Figura 3.60

La radiación trasera en este caso no se ve tan suprimida como en el caso del Modelo 1, mientras que el lóbulo principal si mejora su directividad levemente. Sin embargo el tamaño de los lóbulos secundarios nos lleva a pensar que una aberración en fase, por leve que sea, hará desaparecer esta mejora en directividad por lo que la idoneidad de este diseño queda en entredicho. Las Figuras 3.61 y 3.62 nos presentan los diagramas de radiación de GainPhi y GainTheta respectivamente, donde podemos verificar lo anteriormente expuesto.

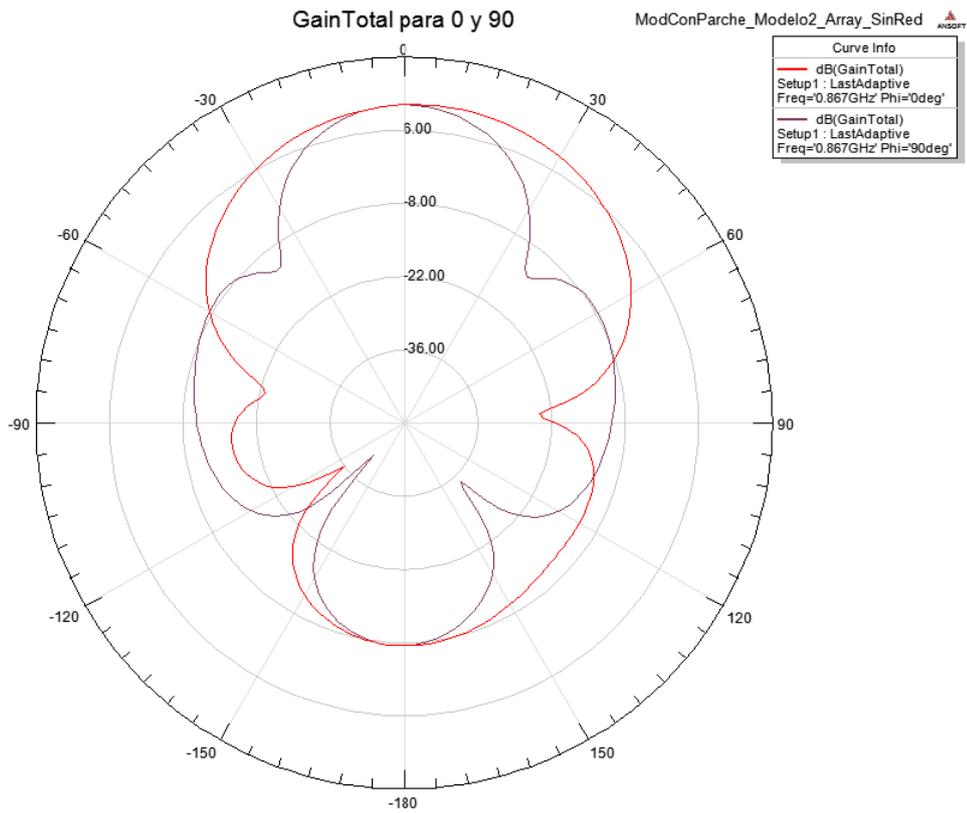


Figura 3.60 GainTotal Array sin Red Modelo 2 HFSS

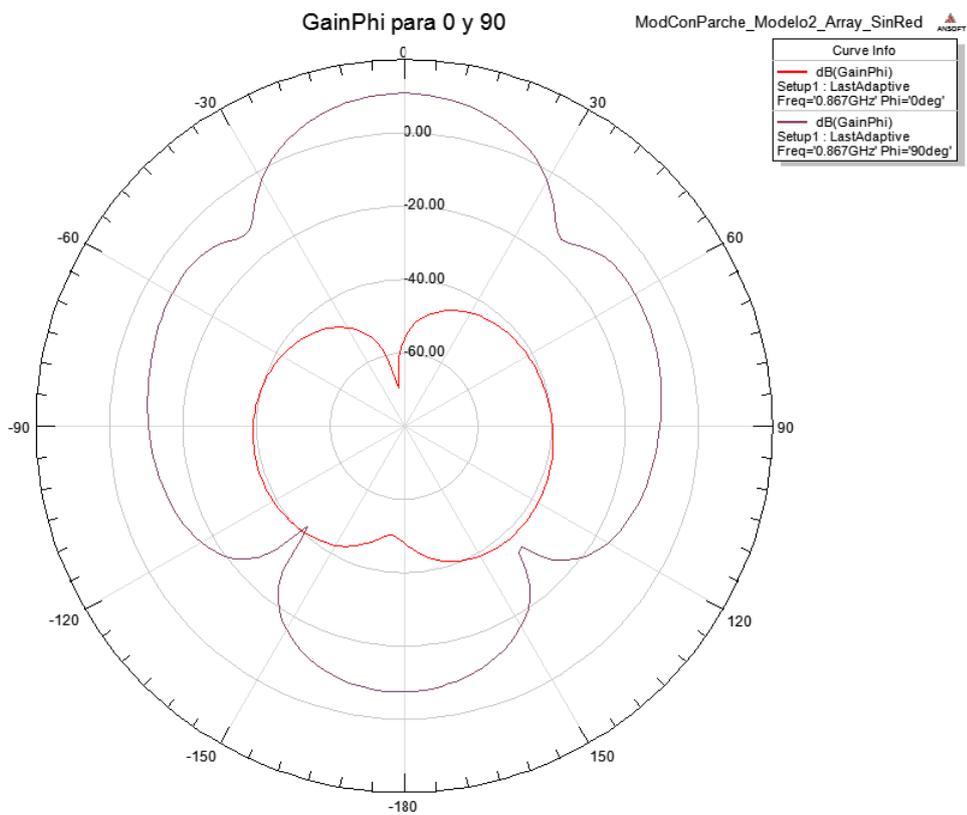


Figura 3.61 GainPhi Array sin Red Modelo 2 HFSS

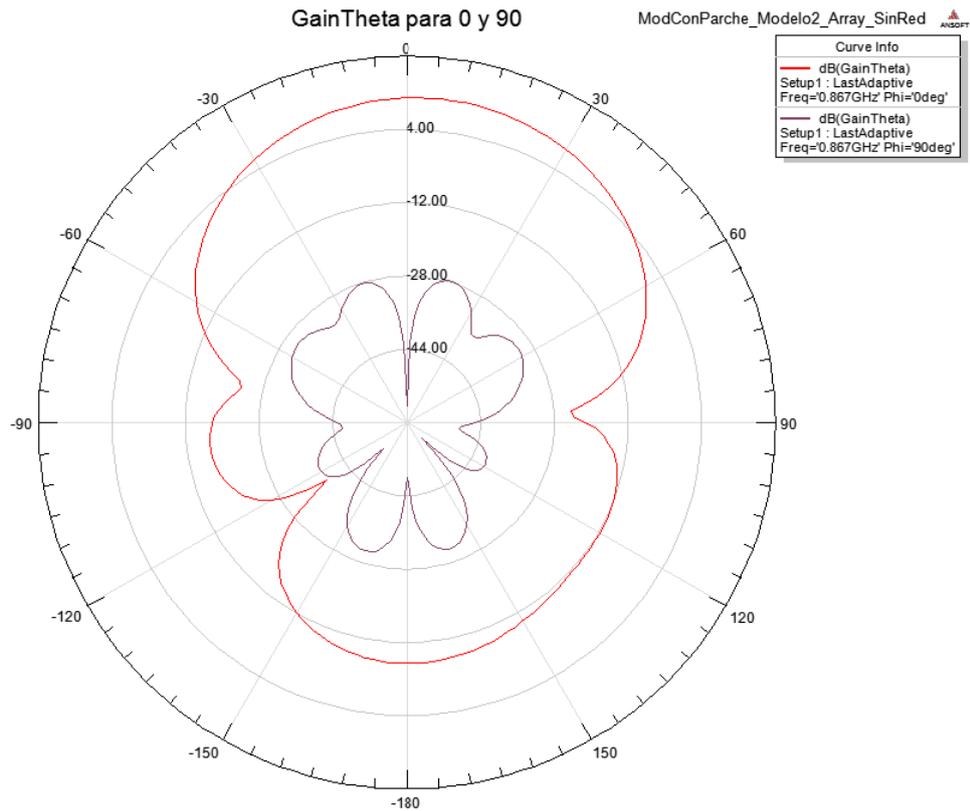


Figura 3.62 GainTheta Array sin Red Modelo 2 HFSS

3.4.4.2 Array con Red en Árbol

El último paso consiste en reunir los diseños obtenidos en pasos anteriores y realizar las simulaciones pertinentes hasta conseguir un resultado convergente y con valores apropiados de adaptación y radiación para nuestros propósitos para poder compararlo con versiones anteriores del problema.

Añadiendo la red árbol vista en el apartado 3.4.3.1.2 al array del apartado anterior hemos obtenido un circuito como el de la Figura 3.63

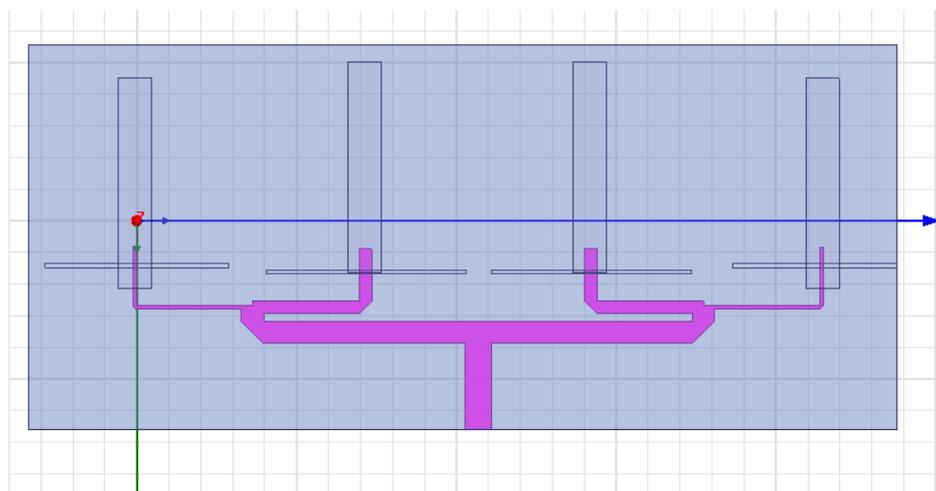


Figura 3.63 Diseño Montado Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

Otra perspectiva del diseño para poder apreciar los tamaños respecto a los dieléctricos del modelo se puede ver en la Figura 3.64

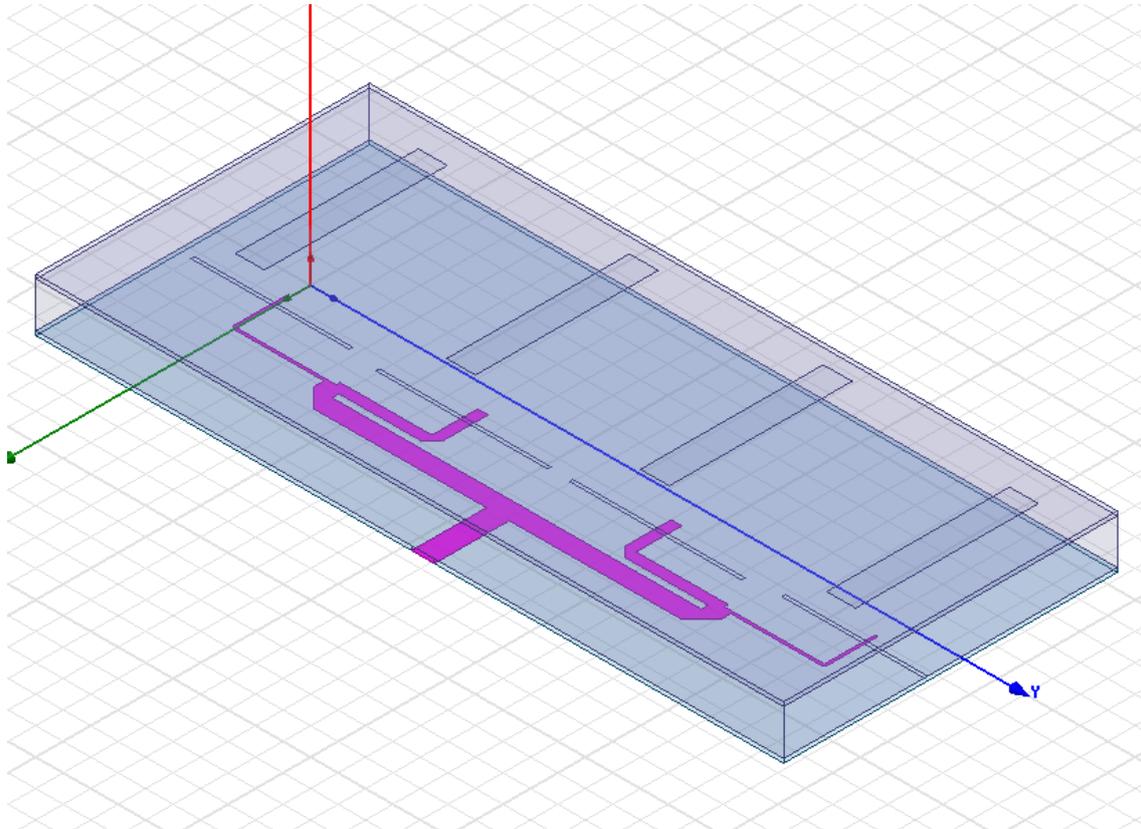


Figura 3.64 Diseño Montado 2 Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

3.4.4.2.1 Resultados y comentarios

Pasamos a comentar los resultados empezando por la adaptación. En la Figura 3.65 podemos ver el diagrama que presenta el parámetro S_{11} del circuito. Obtenemos un resultado bastante similar al obtenido en el caso del Modelo 1 aunque con un par de decibelios más. A pesar de percibirse la segunda resonancia que esperamos en torno a nuestra frecuencia de trabajo, tenemos un diagrama ruidoso y con un ancho menor que el deseable a pesar de nuestros esfuerzos en las simulaciones.

Respecto a diagramas de radiación, en las Figuras 3.66 a 3.68 mostramos los obtenidos para $Gain_{Total}$, $Gain_{Phi}$ y $Gain_{Theta}$ como en anteriores casos.

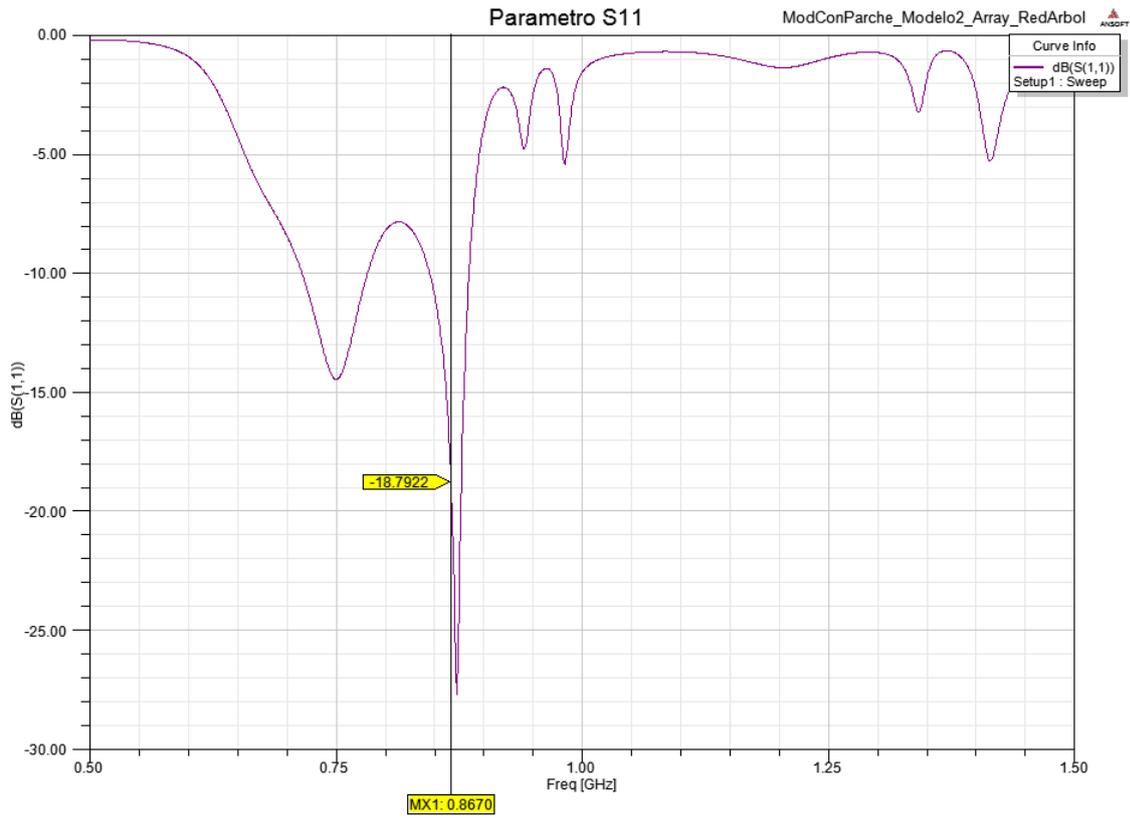


Figura 3.65 Parámetro S11 Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

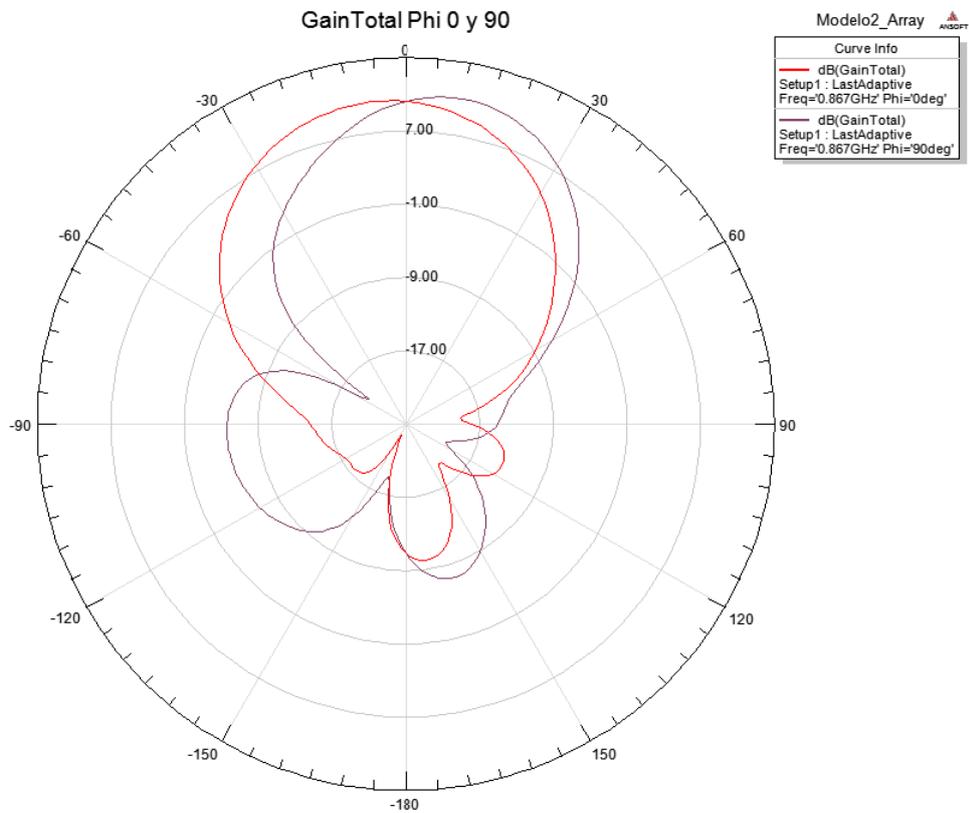


Figura 3.66 GainTotal Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

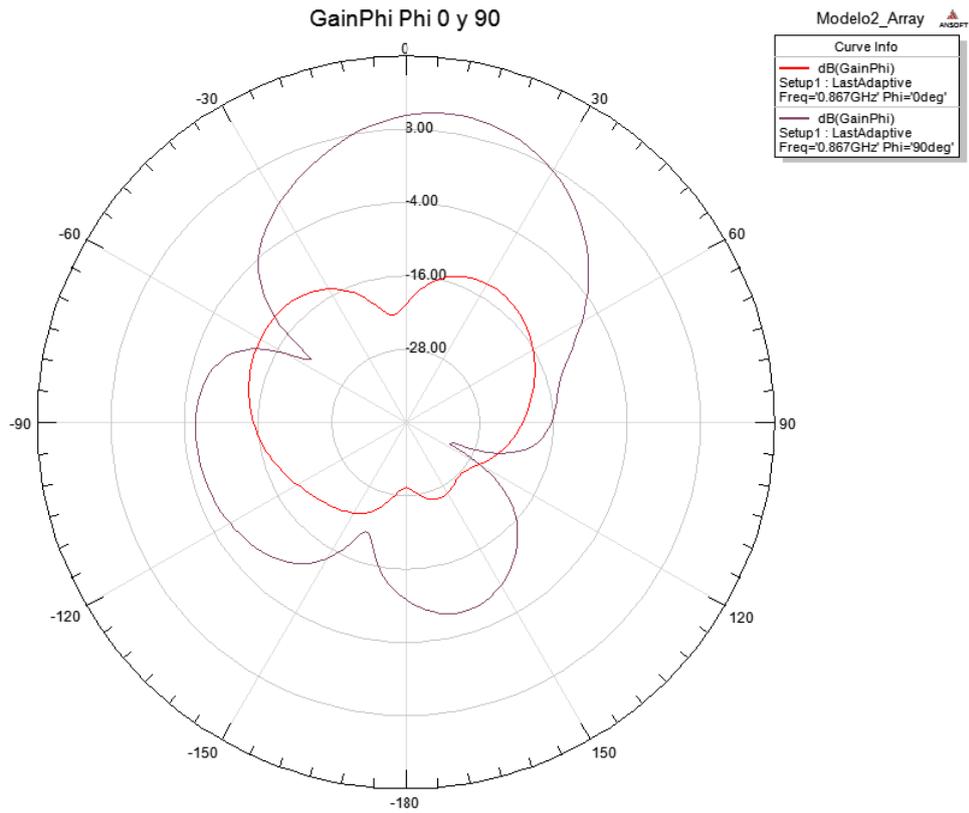


Figura 3.67 GainPhi Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

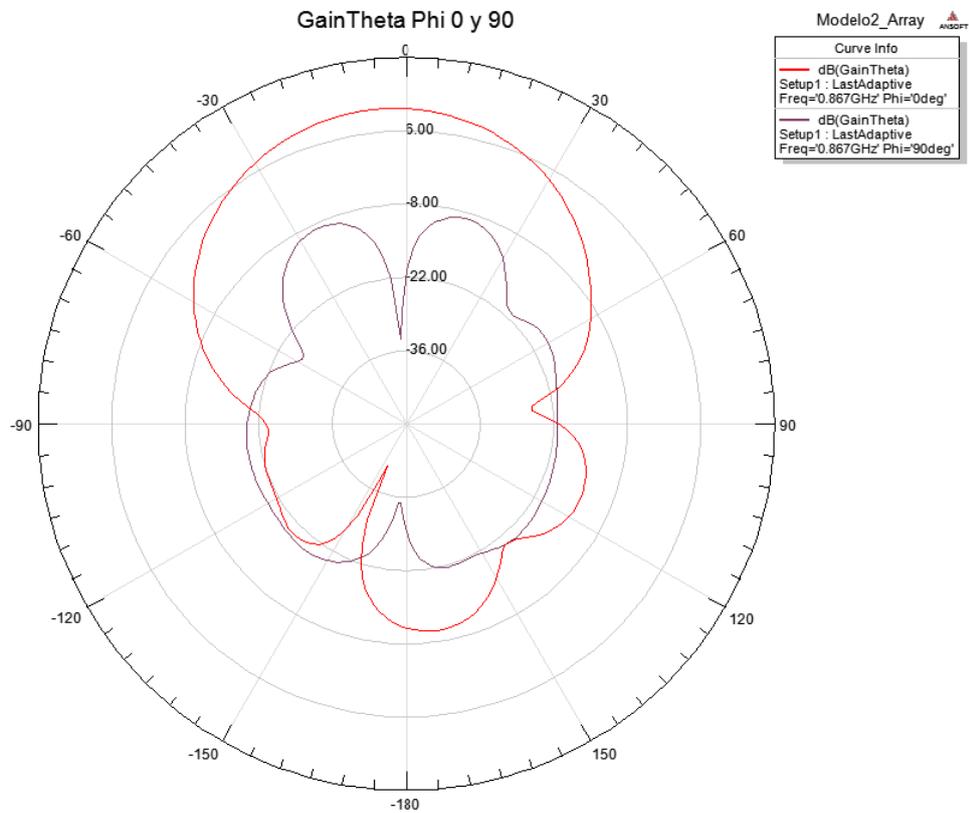


Figura 3.68 GainTheta Array con Red Árbol Modelo 2 HFSS

El diagrama de radiación en este caso se ve deformado en los lóbulos principal y secundario, este último desapareciendo casi en su totalidad en un extremo y aumentando su tamaño en el alterno, mientras que la radiación trasera se encuentra en niveles parecidos al caso sin la red de alimentación, pero por debajo en todo caso de otros ejemplos vistos anteriormente.

Aunque el lóbulo principal se vea deformado sí cabe destacar que se ha visto estrechado lo cual era uno de los efectos que buscábamos, por lo que ya quedaría buscar un compromiso respecto a qué nos afecta más de los problemas de estas antenas, siendo los principales la radiación trasera y la directividad escasa. Los problemas en general con la simetría de nuestro diagrama pueden trazar su origen a la red de alimentación, cuya adaptación es muy ruidosa y puede haber provocado que los elementos no estén correctamente iluminados, provocando aberraciones de fase que deforman nuestro diagrama.

4. Conclusiones en vista de resultados

En este apartado trataremos de contrastar los resultados generales expuestos en los apartados respectivos de cada antena, con la intención de centrarnos en las ventajas e inconvenientes de cada diseño para elegir la implementación más favorable para nuestro problema. También mencionaremos algunas posibles mejoras a implementar en el futuro y otras vías de investigación que por cuestión de tiempo o medios han sido apartadas del presente proyecto.

4.1 Celdas Unitarias

Comenzaremos hablando de las diferencias entre las celdas unitarias vistas para los diferentes modelos. A lo largo de todas las antenas simuladas hemos ido preparando modelos tanto de 50 Ω como de 100 Ω , basándonos fundamentalmente en la premisa inicial de tener un puerto de entrada estándar de 50 Ω , para lo que, para ciertas topologías, convenía emplear también elementos del doble de impedancia para evitar saltos de impedancia bruscos en las líneas de alimentación diseñadas.

Las diferencias obvias entre las dos impedancias a nivel estructural son evidentemente la diferencia de anchos de las líneas de alimentación, lo que a nivel de fabricación no tendría realmente una repercusión negativa por lo que en este aspecto cualquiera de las dos opciones en principio es perfectamente viable. En el terreno de la radiación, hemos podido apreciar en los diagramas obtenidos por HFSS que ambos diseños de celdas unitarias presentan una directividad escasa, con un lóbulo principal muy ancho, y una radiación trasera de unos 15dB que como mencionamos en apartados anteriores, hemos buscado reducir mediante la adición de parches para los modelos SSFIP. En la Figura 4.1 podemos ver una comparativa del ancho relativo entre las dos implementaciones, mientras que en los apartados 2.2.1 y 2.3.1 podemos ver los diagramas de radiación correspondientes y sus similitudes.

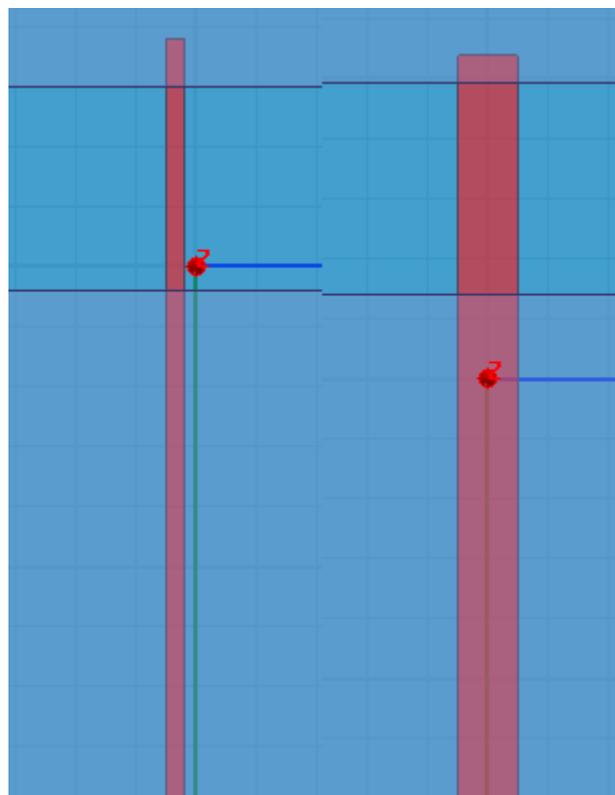


Figura 4.1 Comparativa de anchos de feed de 50 y 100 Ohm (Sin Parche)

En términos de adaptación, ambos diseños para los modelos sin parche tienen un valor del parámetro S_{11} aceptable, en torno a unos -20dB para nuestra frecuencia de trabajo. Se presenta sin embargo un problema, y es el ancho de banda de adaptación, que como mencionamos anteriormente tratamos de arreglar más adelante con la introducción del parche de las antenas SSFIP. En cuestión de diseño, la adaptación no supuso un gran problema, más allá de la falta de familiaridad con el simulador al ser los primeros diseños.

Las celdas unitarias preparadas para los dos modelos que hemos trabajado en tecnología SSFIP difieren en varios aspectos respecto a las anteriores implementaciones. La diferencia fundamental reside en el cambio total del dieléctrico, ya que en este caso contamos con hasta tres capas (dos dieléctricos para la línea de alimentación y el parche respectivamente y una capa intermedia de espuma para integridad estructural y separación). Sumado a esto tenemos que tener en cuenta que al cambiar de dieléctrico y por tanto de permitividad, a la hora de calcular los anchos de las líneas de alimentación notaremos cambios respecto a los casos anteriores a pesar de que trabajemos en la misma frecuencia. La presencia del parche también añade un extra de dificultad a la adaptación, teniendo que adaptar ya no sólo el tamaño y posición del slot, sino también regular las del parche, que aunque no es un factor decisivo, sí es necesario para afinar la segunda resonancia para obtener un ancho de banda de adaptación mayor.

En los diagramas de radiación de los apartados 3.3.1.1, 3.3.2.1 para el primer modelo y 3.4.1.1 3.4.2.1 para el segundo modelo, podemos ver que los diagramas de radiación de las celdas unitarias para las antenas SSFIP en principio no varían en exceso. En el primer caso, los diagramas se presentan muy similares, con diferencias despreciables tanto en el ancho del lóbulo principal como en la radiación trasera, que no parece haberse reducido, contando de nuevo con unos 15dB. Para el segundo modelo los diagramas de radiación siguen en la misma tónica y se mantienen. Es en el terreno de la adaptación donde encontramos las diferencias más interesantes.

En el primer modelo, hemos conseguido atraer el segundo pico de adaptación a la zona de nuestra frecuencia, por lo que hemos podido ensanchar la zona de adaptación como queríamos. Para el diseño con impedancia de 50Ω , vemos claramente los dos picos dándonos un margen amplio en torno a la frecuencia de trabajo. El problema estaría en que en este caso, el nivel de adaptación respecto a la versión de 100Ω es inferior, con una diferencia de unos 10dB entre ambos. Por el contrario, en el modelo alterno, no tenemos un ancho tan notable como en el caso anterior, pero sí una mejora de la adaptación en torno a los -25dB a nuestra frecuencia y con un ancho aceptable, superior al caso anterior y a los siguientes respectivos al modelo 2.

Podemos ver una imagen comparativa de las dos adaptaciones en la Figura 4.2. En este caso las escalas difieren por particularidades del simulador, pero se puede ver claramente al margen de cada una de las opciones su valor en decibelios y se aprecia perfectamente el ancho de banda disponible para cada una, siendo la izquierda la propia del diseño con 50Ω de impedancia de entrada y la de la derecha su alterna de 100Ω .

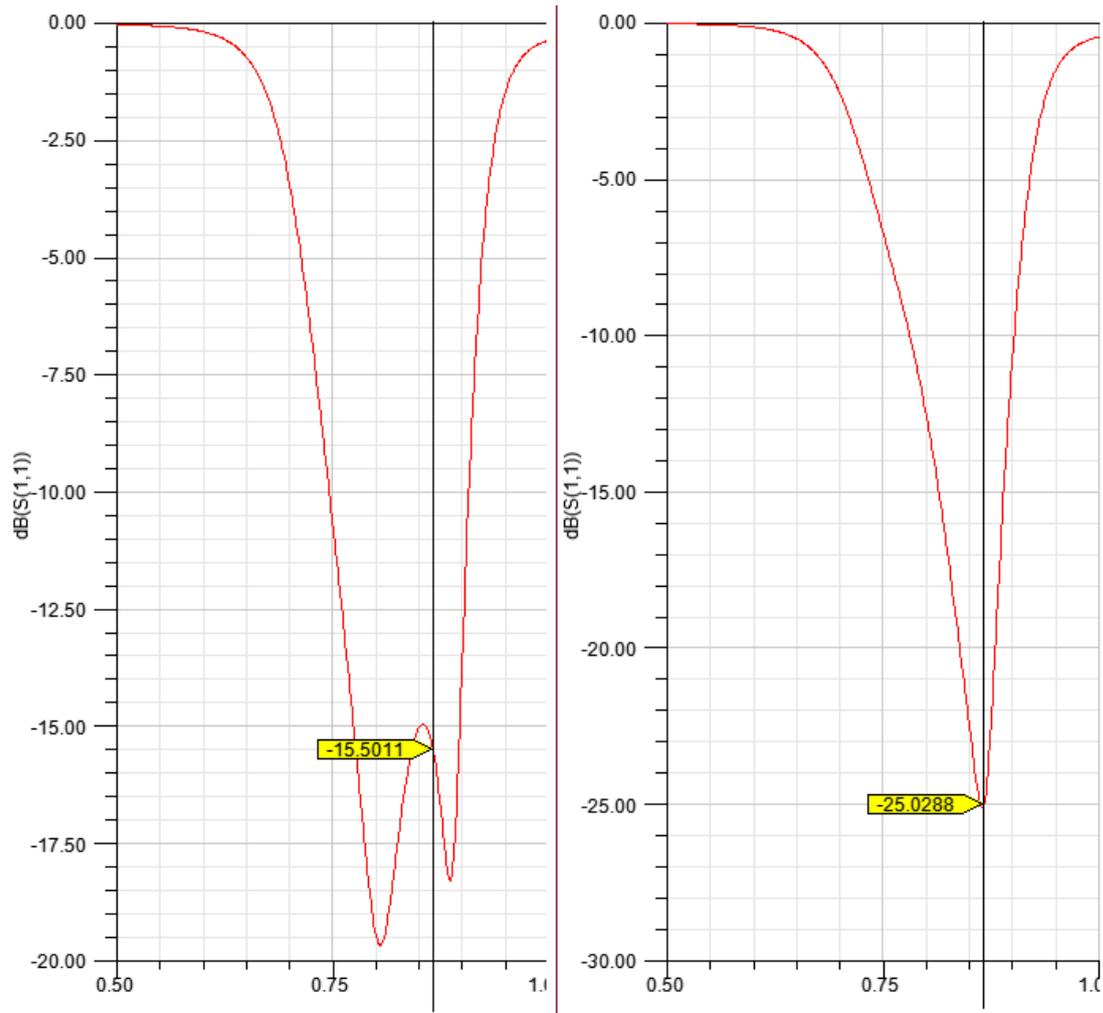


Figura 4.2 Comparativa de adaptación Modelo 1 50 Ohm (izq.) y 100 Ohm (der.) Celdas Unitarias

Para el segundo modelo la adaptación en ambos casos ronda los -20dB, que es un valor relativamente bueno para nuestra antena, pero no hemos conseguido aumentar la adaptación del segundo pico de resonancia, quedando un ancho de banda demasiado estrecho alrededor de la frecuencia de trabajo con una zona de unos -6dB en frecuencias anteriores en el caso de una entrada de 50Ω. Para la adaptación con 100Ω, obtenemos resultados similares para frecuencias superiores, pero el pico de adaptación que anteriormente estaba rondando los -6dB para frecuencias inferiores a la de trabajo, ahora se encuentra en unos más consistentes -10dB. No es una mejora muy significativa pero si merece ser comentada, ya que puede ser útil para depurar la antena en un futuro. Podemos ver un detalle de la zona de la frecuencia de trabajo en la siguiente imagen, donde tenemos la adaptación para 50 y 100Ω respectivamente [Figura 4.3]

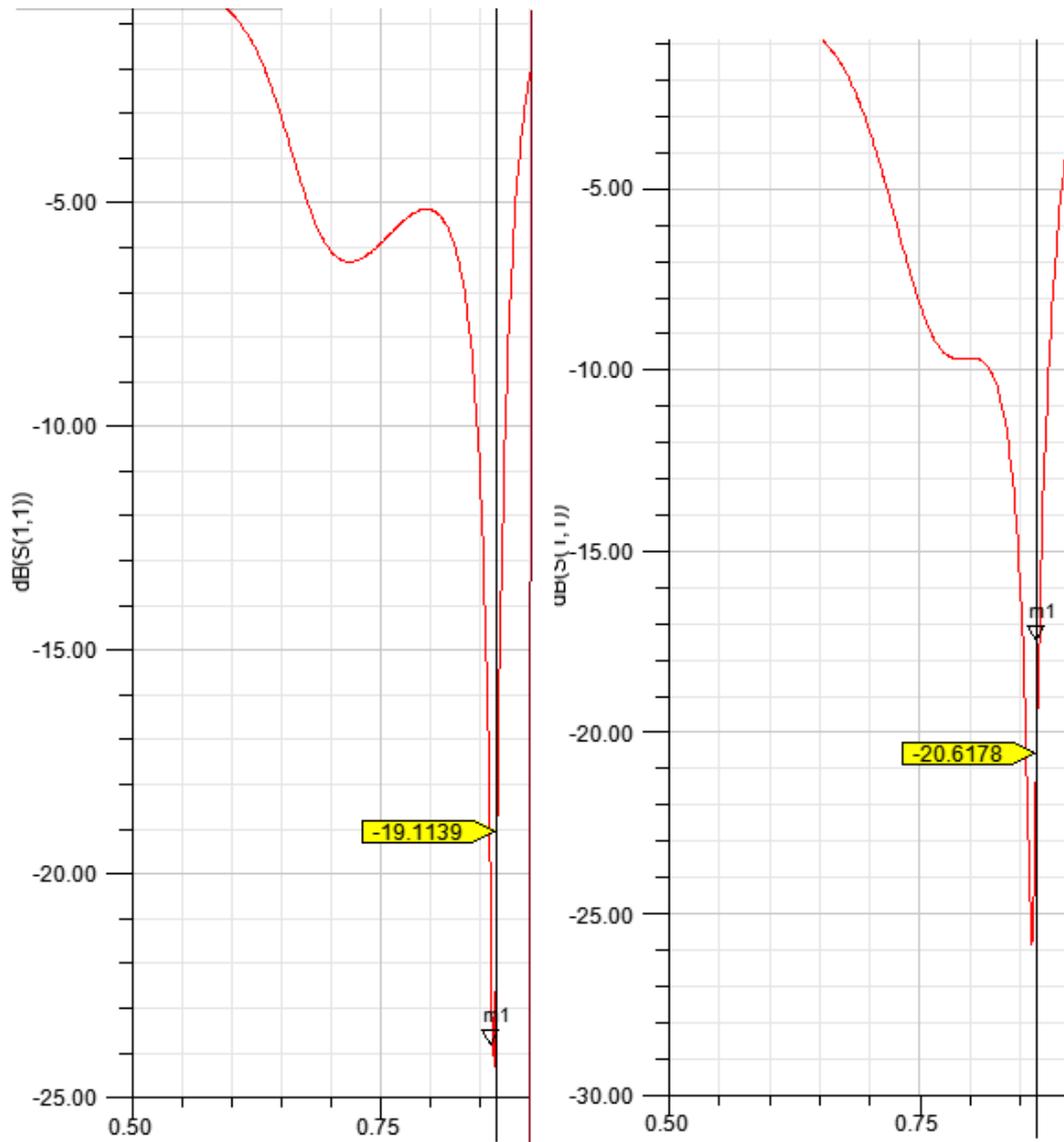


Figura 4.3 Comparativa de adaptación Modelo 2 50 Ohm (izq.) y 100 Ohm (der.) Celdas Unitarias

4.2 Redes de alimentación

En los apartados respectivos a las líneas de alimentación de los diversos circuitos que hemos ido implementando, hemos estudiado sobre todo dos topologías básicas, que por su estructura y disposición minimizan según nuestro criterio el tamaño necesario para implementarlas en el sustrato general de la antena. Estas topologías son en árbol y en bus, y han sido implementadas como hemos visto en sus correspondientes apartados tanto en Microwave Office como en HFSS, pudiendo verse en las graficas obtenidas en cada caso una comparación entre el caso más ideal presentado en la versión de Microwave Office y la simulación definitiva con el simulador HFSS.

En relación a las redes de alimentación cabe destacar que el problema principal al que nos enfrentamos con estas topologías es la aberración de fase que puede derivar de su implementación final. Como hemos podido ver en diferentes aplicaciones vistas anteriormente, la topología en bus tiende a presentar dos pendientes de fases bien diferenciadas que no somos capaces de mitigar, mientras que en la topología en árbol obtenemos la misma pendiente pero a veces con presencia de cierto desplazamiento. Los modelos definitivos de estas topologías tienen estos desplazamientos

minimizados al máximo posible mediante HFSS, viniendo de los modelos exactos de Microwave Office, pero los resultados obtenidos presentan ciertos síntomas que pueden deberse a una aberración de fase, esto es, la aparente absorción de los lóbulos secundarios por parte del principal en el diagrama de radiación, con el consiguiente ensanche de dicho lóbulo y por tanto derivando en una pérdida de directividad general del sistema.

En el terreno de la adaptación, para todas las redes obtenemos valores favorables con poco ruido y unos parámetros S para los puertos en torno a los valores ideales, presentándose únicamente un caso en el que la adaptación peca de ruidosa, en este caso para el Modelo 2, que presenta una adaptación menor que en los demás casos y con varios picos importantes a frecuencias superiores. En cualquier caso consideramos la adaptación suficiente para nuestros diseños, ya que una deriva en frecuencia tan elevada es poco probable, por lo que marcamos el diseño como útil al haberlo comprobado en profundidad en el simulador.

4.3 Arrays

A continuación veremos las diferencias, ventajas e inconvenientes de los arrays definitivos diseñados a lo largo del proyecto. Comenzaremos por comparar los diferentes modelos estudiados sin parche, que posteriormente compararemos con los respectivos modelos ya en tecnología SSFIP.

Los modelos sin parche iniciales nos han llevado a tres diseños definitivos a considerar, siendo éstos dos variantes de la red en árbol y un modelo con red de alimentación en bus. La decisión de hacer dos modelos para la primera topología se fundamenta en la necesidad de ver si se podía obtener una mejor respuesta del diagrama de radiación, ya que en la primera aproximación con elementos de ambas impedancias el resultado no fue todo lo favorable que esperábamos. Así pues, las primeras diferencias entre los resultados obtenidos para las redes en árbol son precisamente en el diagrama de radiación, donde podemos ver como en el diagrama correspondiente a la antena con elementos iguales de 100Ω conseguimos unos lóbulos secundarios que, aunque más elevados de lo que deseáramos, ofrecen un diagrama más propio de una agrupación de cuatro elementos como la que tratamos. En la Figura 4.4 podemos ver los diagramas principales correspondientes a cada red en árbol para comparar.

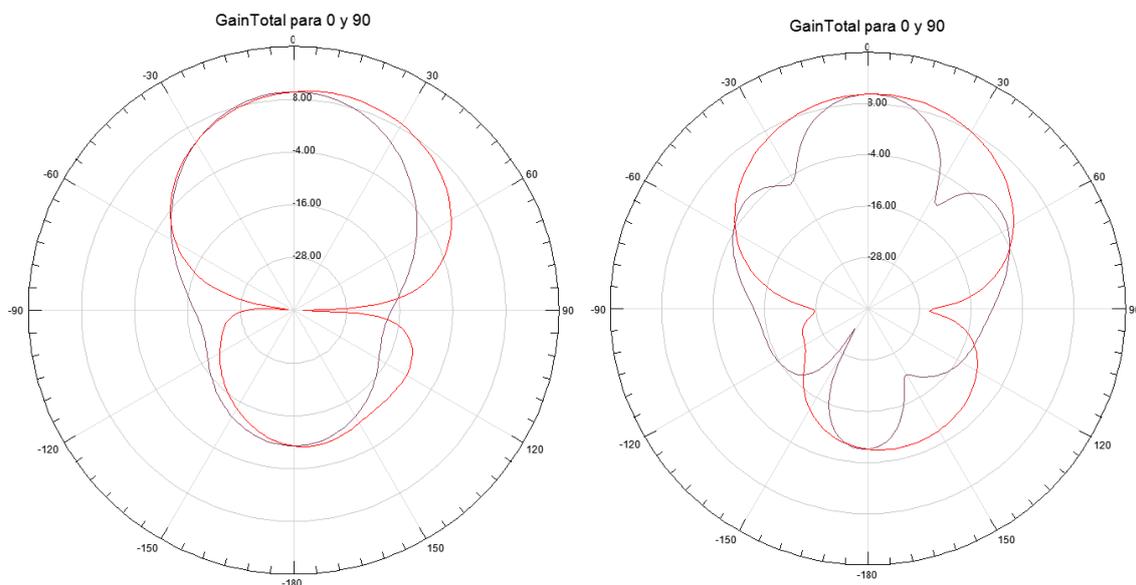


Figura 4.4 Comparativa GainTotal RedArbol (izq.) y RedArbol 4x100Ohm (der.)

En términos de adaptación podemos ver en las graficas presentadas en los resultados del apartado 2.5.1.2 que obtenemos una buena adaptación para ambos casos, con un nivel en torno a los -25dB para el parámetro S11 en las dos implementaciones. El ancho de banda de adaptación para el segundo caso sin embargo no es tan interesante como en el primero, donde conseguimos una segunda resonancia cercana que nos ayudó a mejorar esta característica.

Por último comparamos los tamaños del sistema completo, en la Figura 4.5 podemos ver una tabla donde comparamos las dimensiones en milímetros de las antenas definitivas, donde SP se refiere a antenas Sin Parche.

	Tamaño en X	Tamaño en Y	Tamaño en Z
SP Array Árbol	166.225mm	522.021mm	1.57mm
SP Array Árbol 4x100	162.99mm	564.021mm	1.57mm

Figura 4.5 Tabla comparativa de tamaños SP En Árbol

Tenemos entonces un aumento de las dimensiones en Y y una disminución en X. Teniendo en cuenta que el diseño original estaba pensado para montarlo en el marco de una puerta, en principio los 52 o 56 cm en el eje Y no sobrepasan las medidas estándar que suelen ir en torno a unos 80/90 cm, mientras que la reducción en el eje X, que correspondería al ancho del marco en sí si es más relevante ya que esta medida es mucho más reducida, quedándose en torno a los 10cm, por lo que en ambos casos nos excederíamos de tamaño. Estas limitaciones nos obligarían entonces a tener que modificar de algún modo la red de alimentación para intentar reducir aún más en X si queremos montar la antena tras un marco de puerta.

En los modelos sin parche trabajamos también con una antena modelada con una red de alimentación en bus, para comprobar diferencias en tamaños definitivos así como en términos de radiación y adaptación, en nuestra búsqueda de una implementación más favorable para nuestro problema. Para este diseño, conseguimos una buena adaptación de unos -30dB a la frecuencia de trabajo asignada, pero con menor ancho de banda que en las versiones con red de alimentación en árbol, y presentándose varios picos de adaptación, que aunque lejanos de nuestra frecuencia, sí que presentan un nivel importante.

La mejora más significativa si cabe de este diseño viene sin duda dada por el diagrama de radiación de la antena. En este caso hemos obtenido una mejora sustancial, tanto de la directividad del lóbulo principal, como en la de los lóbulos secundarios que aparecían en la red en árbol con elementos iguales. En la Figura 2.67 podemos ver que el lóbulo principal en efecto se ha estrechado dándonos una mayor directividad del haz principal de nuestra antena, mientras que los secundarios no solo encogen sino que se estrechan a su vez. La radiación trasera estrecha también su correspondiente lóbulo y se mantiene en unos -10dB como en los casos anteriores, por lo que en este caso la mejora es cuestionable.

Respecto a las modificaciones en el tamaño del sustrato que impone la nueva topología podemos ver en la Figura 4.6 una tabla con la variación en mm de cada dimensión.

	SP Array Bus	Δ con SP Arbol	Δ con SP Arbol 4x100
Tamaño en X	159.975mm	-6.25mm	-3.015mm
Tamaño en Y	964.021mm	+442mm	+400mm
Tamaño en Z	1.57mm	0mm	0mm

Figura 4.6 Tabla comparativa de tamaños entre Bus y Árbol

Como esperábamos, la estructura en bus, al ser más abierta, requiere un mayor tamaño en Y, mientras que en el eje X encoge su tamaño al omitir las ramas intermedias. Sin embargo, esta reducción en las ramas en X aunque positiva para esta dimensión, implica alargar las ramas del bus para extenderlas hasta conseguir una condición de equifase en todos sus puertos. Podemos concluir en términos generales que para problemas sin restricción de tamaños, o en los que las fases sean diferentes, esta implementación puede ser más interesante al tener un diagrama de radiación más directivo, pero para nuestro caso la mejora es cuanto menos cuestionable. El aumento en la dimensión Y supone extendernos hasta casi el metro de longitud para el conjunto de la antena, por lo que habría que barajar el resto de modelos SSFIP antes de tomar una decisión.

Pasamos entonces al análisis de los arrays con estructura SSFIP para poder hacer una comparativa definitiva y completa de nuestro problema. Como sabemos de anteriores apartados, la estructura del SSFIP presenta variaciones críticas respecto a la anteriormente vista para modelos Microstripline-Slot-Coupled. Tendremos principalmente un aumento considerable en el tamaño del array en la dimensión Z, lo que consideramos por posición el grosor total. Más adelante veremos una tabla de comparativa sobre las dimensiones. Para ambos modelos sólo hemos conseguido soluciones favorables empleando una topología en árbol, no habiendo conseguido alcanzar soluciones convergentes en HFSS con topología en bus para ninguno de los dos casos.

Para el Modelo 1, obtenemos una adaptación favorable en torno a los -17dB en torno a nuestra frecuencia de trabajo, con un ancho de banda alrededor de ésta que nos garantiza seguridad frente a posibles derivas en frecuencia. Se presentan algunos picos de ruido a frecuencias superiores, y el pico de la segunda resonancia aunque lo hemos conseguido posicionar de manera que nos ayude a extender el ancho de banda como deseábamos, queda a un nivel ligeramente inferior al obtenido, por lo que el efecto final no es una banda de adaptación uniforme en torno a nuestra frecuencia. En el Modelo 2, la adaptación es más ruidosa en frecuencias superiores, mientras que en la frecuencia de trabajo obtenemos un valor de casi -19dB, pero con un ancho de banda en la zona menor que en el caso anterior. La posición de los picos de resonancia en este caso es menos favorable, ya que aunque como en el caso anterior hemos conseguido acercar la segunda resonancia a nuestra frecuencia de trabajo, no conseguimos una zona estable alrededor de nuestra frecuencia. En conclusión para el campo de adaptación de momento consideraríamos ganador al Modelo 1, ya que aunque presenta un nivel de adaptación algo menor, sí que tiene un ancho de banda mayor en la zona crítica.

Para los diagramas de radiación, la idea original de estos diseños era observar si con la adición del parche y los cambios estructurales, podíamos evitar o paliar la radiación trasera, así como mejorar la directividad del lóbulo principal. En ambos casos la respuesta tiene sus contras. En la Figura 4.7 podemos ver una imagen donde comparar los diagramas de radiación obtenidos para cada uno de los casos.

Podemos apreciar que el nivel del lóbulo principal en ambos casos se sitúa en torno a los 11dB, teniendo una directividad similar en ambos casos, pero con cierta diferencia en el apuntamiento para el Modelo 2, debido probablemente a una aberración de fase. En la radiación trasera, el Modelo 2 presenta un nivel de unos -7dB, mientras que el Modelo 1 se sitúa en un nivel de -12dB. Así pues por estabilidad y menos problemas en el diseño debido a ruidos, así como un diagrama de radiación más directivo a pesar de los fallos en radiación trasera, el ganador de las antenas SSFIP sería el Modelo 1.

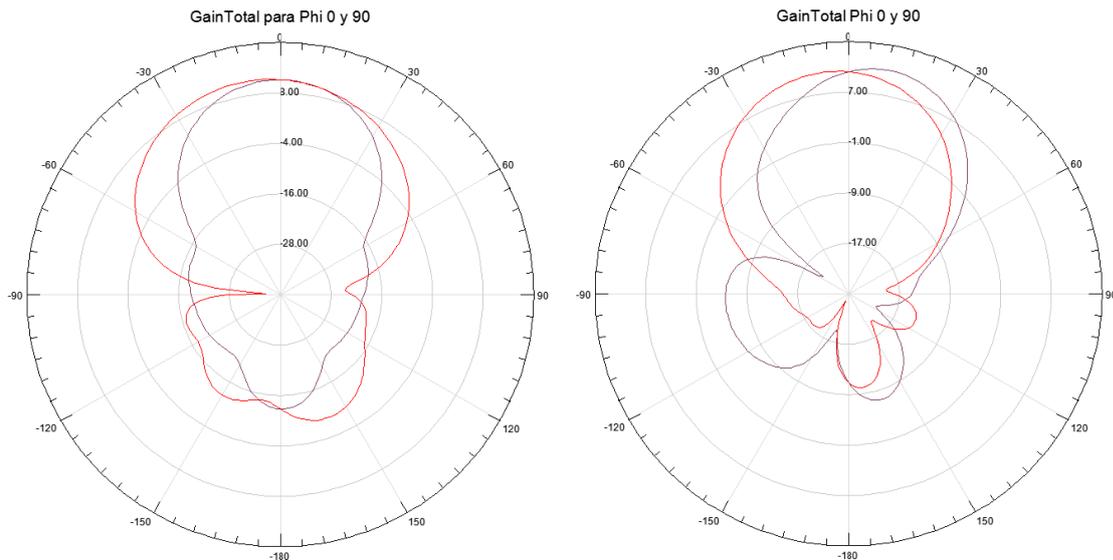


Figura 4.7 Comparativa GainTotal Red Árbol para Modelo 1 (izq.) y 2 (der.)

Vamos a comparar a continuación los tamaños, para tener una visión general de todos los tamaños de los diseños presentados a lo largo del proyecto. En la Figura 4.8 podemos ver una relación de las dimensiones X,Y,Z de cada uno de los modelos.

	Tamaño en X	Tamaño en Y	Tamaño en Z
SP Array Árbol	166.225mm	522.021mm	1.57mm
SP Array Árbol 4x100	162.99mm	564.021mm	1.57mm
SP Array Bus	159.975mm	964.021mm	1.57mm
SSFIP Modelo 1 Árbol	245.028mm	557.021mm	37.02mm
SSFIP Modelo 2 Árbol	242.822mm	544.021mm	39.08mm

Figura 4.8 Tabla comparativa de tamaños generales

Podemos ver la diferencia radical entre grosores de los modelos SSFIP y los respectivos sin parche (SP). Este factor hay que tenerlo en cuenta con las limitaciones originales del problema, pero dichas limitaciones fueron eliminadas en el apartado 3 del proyecto, para comprobar las posibles variaciones a nuestro problema.

Otro detalle a tener en cuenta es el tamaño de la red en bus. Podemos apreciar en la tabla que se aproxima al doble de tamaño en el eje Y de la estructura respecto a los demás diseños, lo que en términos generales aun sin tener una restricción muy importante en ese campo, puede ser negativo ya que una antena de ese tamaño ya supone más material, incrementando el precio, y aumentando el riesgo de roturas o manipulaciones etc.

Por último en lo respectivo a tamaños, los modelos SSFIP pecan también de un aumento significativo en el eje X del diseño, por lo que estaríamos hablando de más materiales y costes, y teniendo en cuenta que hablamos de dos capas de dieléctrico y una de espuma, añadiendo además un parche, esta limitación puede ser crítica en términos económicos.

Comparando los resultados obtenidos a lo largo del proyecto, contrastando diagramas de radiación así como gráficas de adaptación, dependiendo de la rigidez de los criterios de selección basados en las limitaciones que nos imponíamos, la selección final se reduciría a tres modelos que

han presentado mejores prestaciones respecto a los demás. Dichos modelos y las limitaciones en las que podrían ser elegidos son:

- Array Sin Parche con topología en árbol y elementos iguales de 100Ω : este array ha demostrado una mejora sustancial respecto a los resultados obtenidos para su gemelo con elementos alternos de 50 y 100Ω . En caso de mantener el criterio original de limitaciones de tamaño, a pesar de ser ligeramente mayor que su alternativo, este modelo presenta un diagrama de radiación más directivo y una adaptación a muy buen nivel con un ancho de banda más que aceptable.
- Array Sin Parche con topología en bus: dentro de los arrays sin parche, la topología en bus nos da el diagrama de radiación más directivo, y su estructura se presta a modificaciones para cambios de fase en futuras implementaciones. Su problema radica en el aumento de tamaño del substrato completo, pero si se obvia esta limitación como en los casos SSFIP puede ser una opción razonable, ya que junto a su buen diagrama de radiación obtenemos una adaptación de unos -30dB con un ancho de banda algo menor que en el caso anterior pero no por ello desdeñable.
- Array SSFIP Modelo 1: en las topologías SSFIP, el Modelo 1 sale como ganador, ya que obviando el salto en las limitaciones por tamaño, necesario por otro lado para poder investigar posibles mejoras en directividad y radiación, presenta los resultados más estables de los dos diseños. Con un diagrama de radiación similar en ambos casos, es en el Modelo 1 donde encontramos un diagrama más estable por así decirlo, sin derivas en la dirección de apuntamiento ni desequilibrios en la radiación trasera. Por otro lado la adaptación, aunque mejorable en cuanto a nivel, si presenta un resultado más estable y con ancho de banda mayor que en el Modelo 2.

4.4 Posibles mejoras

Terminado el trabajo, queda mencionar mejoras que podrían ser interesantes de cara a una implementación más profunda de estas antenas. A continuación veremos un listado con las características o modificaciones más destacadas:

- Estudio más profundo de las redes con topología en bus para los modelos SSFIP: aunque se hicieron numerosas simulaciones, no se consiguió llegar a una solución convergente para esta estructura y viendo los resultados para los modelos sin parche sería interesante ver cómo afecta el cambio a los diagramas de nuestra antena.
- Cambios en la forma del slot: en diversos artículos se estudian cambios en la forma del slot para modificar la polarización y diagrama de radiación de la antena. Las formas más recurridas son en forma U, en forma de hueso o 'Bone-slot' y variaciones rectangulares con esquinas más redondeadas.
- Estructura SSFIP con aire, en vez de espuma: en muchos artículos comentan que aunque a nivel estructural son más complicadas de montar por tener que usar pilares para unir los dieléctricos, el aire mejora la respuesta de la antena en términos de directividad.
- Construcción física de los modelos: sería interesante poder estudiar una estructura completa montada completamente, para poder verificar los resultados obtenidos.

5. Bibliografía

A lo largo del proyecto hemos recurrido a las siguientes fuentes:

- [1] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, 1998
- [2] David M. Pozar, “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline”, Electronic Letters Vol. 21, No. 2, 1984
- [3] J.F. Zürcher, “ The SSFIP: A global concept for high-performance broadband planar antennas”, Electronic Letters Vol. 24, No.23, 1988
- [4] Fred. E. Gardiol, J.F. Zürcher, “Broadband Patch Antennas – A SSFIP Update”
- [5] Hadi Aliakbarian, K.M.P. Aghdam, S.F. Razavi, “A wideband strip-slot-air-inverted-patch antenna using resonant aperture”
- [6] Nemaï C. Karmakar, “Handbook of Smart Antennas for RFID Systems”, John Wiley & Sons, 2010
- [7] Web Oficial Ansys, www.ansys.com
- [8] Francisco Javier Pérez Soler, David Cañete Rebenaque, Alejandro Álvarez Melcón , Práctica de Doctorado “Diseño de un circuito de alimentación de antenas con Microwave Office”