



PRÁCTICA 2

Array de parches



2 DE ABRIL DE 2022

DANIEL FERNÁNDEZ, JOSE MIGUEL NICOLÁS, ALEJANDRO SALAS
Antenas y Compatibilidad Electromagnética

Índice

Fase1: diseño de elemento unitario-Parche microstrip	2
Gráfica de la respuesta de coeficiente de adaptación en frecuencia (normalizada):.....	3
Respuesta de coeficiente de adaptación en Carta de Smith:	3
Impedancia de entrada:.....	3
Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano E:	3
Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano H:.....	3
Tabla con los diversos resultados:	4
Fase 2: Ley de alimentación del array lineal	4
Ley de alimentación 1	5
Ley de alimentación 2	7
Resultados:	7
Respuesta angular según CST del diagrama de radiación normalizado copolar en el plano del array:	8
Tabla con los diversos resultados:	8
Fase 3: Diseño de la red de alimentación microstrip	9
Primera etapa	9
Segunda etapa.....	10
Tercera etapa	12
Layout.....	13
Fase 4: Integración final	14
Integración en ADS sin acoplos entre parches ni en la red de alimentación	14
Evaluación de acoplos entre parches en CST	15
Integración en ADS con acoplos entre parches, pero sin acoplos dentro de la red de alimentación.....	16
Integración en CST con todos los acoplos entre parches y dentro de la red de alimentación	17
Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano E	18
Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano H.....	19
Fase 5: Construcción y medida	20
Construcción de la antena en CST	20
Medidas en la cámara anecoica	20
Coeficiente de adaptación medido de la antena completa	20
Respuesta angular medida del diagrama de radiación normalizado	21
Respuesta en frecuencia del valor máximo de la ganancia realizada de la antena	24
Tabla de resultados	25
Conclusión	25

Fase1: diseño de elemento unitario-Parche microstrip

En esta fase hemos realizado el diseño del parche. Primero hemos dibujado el propio parche con una línea microstrip a su entrada de longitud $\lambda/2$. Para calcular cuántos milímetros corresponden a dicha distancia se colocó la línea sola entre dos puertos y se fue cambiando la longitud hasta conseguir 180 grados. Se partió de una suposición inicial en la que igualamos λ de microstrip a la λ del vacío. El resultado obtenido fue:

$$\lambda_{\mu}/2 = 17.5475 \text{ mm}$$

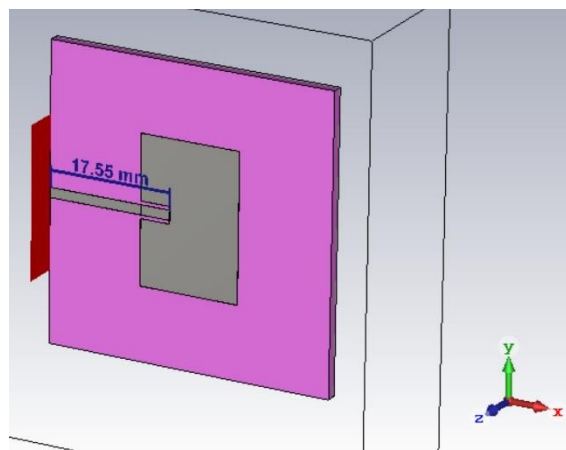
Una vez adaptado el parche a la frecuencia central de 5GHz vimos que la impedancia de entrada del parche era superior a los 100 Ω indicados en el enunciado. Para poder ajustarlo necesitamos mover la variable X0 e insertar un mordisco en el parche. Hicimos una primera aproximación teórica con la siguiente fórmula:

$$R_{A,parche}(x = x_0) = R_{A,parche}(x = 0) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L}x_0\right)$$

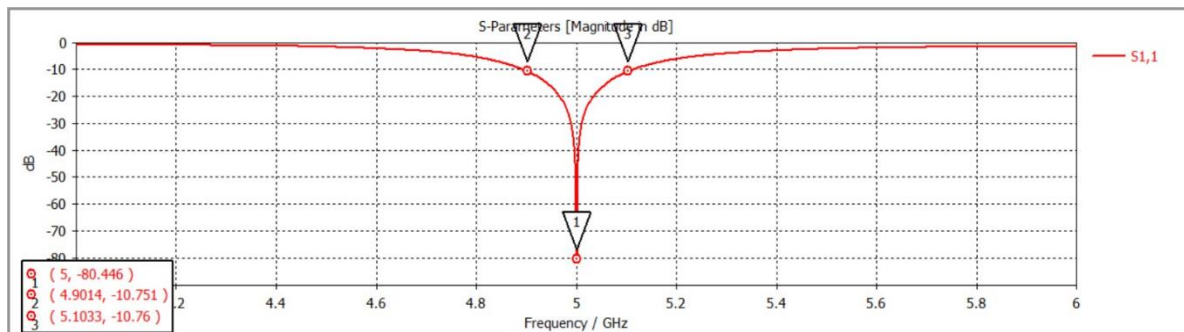
Se ajustó dejando la impedancia de entrada en 63.1369 Ω .

A continuación, se muestran los valores de los diferentes parámetros en mm y la forma final del parche:

Parameter List				
	Name	Expression	Value	Description
--W	W	= 20.85	20.85	
--L	L	= 14.175	14.175	
--h_sust	h_sust	= 1.58	1.58	
--W_sust	W_sust	= 2*W	41.7	
--L_sust	L_sust	= 2*(L_strip-X0+L/2)	40.818	
--h_cobre	h_cobre	= 0.035	0.035	
--L_strip	L_strip	= 17.5475	17.5475	
--W_strip	W_strip	= 1.4	1.4	
--X0	X0	= 4.226	4.226	
--Y_puerto	Y_puerto	= 10	10	
--Z_puerto	Z_puerto	= 5	5	
--lambda	lambda	= (1000*0.3)/f	60	
--f	f	= 5	5	
<new parameter>				

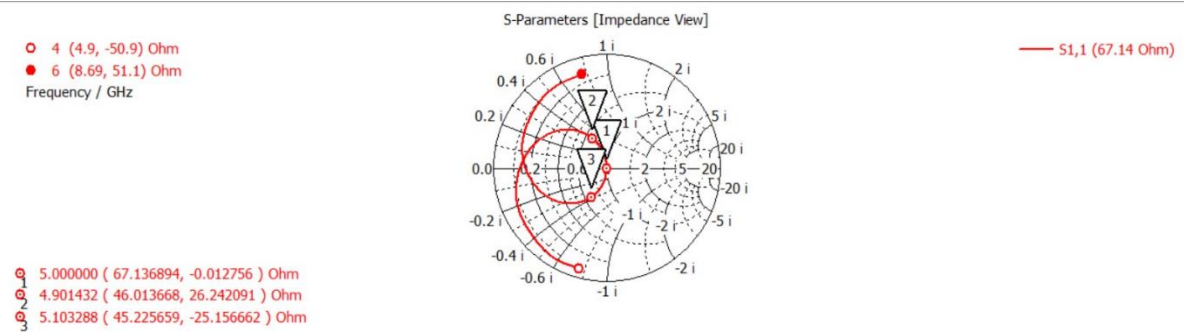


Gráfica de la respuesta de coeficiente de adaptación en frecuencia (normalizada):



Tal y como se puede ver el ancho de banda a menos de -10dB va desde 4.9014GHz a 5.1033GHz

Respuesta de coeficiente de adaptación en Carta de Smith:

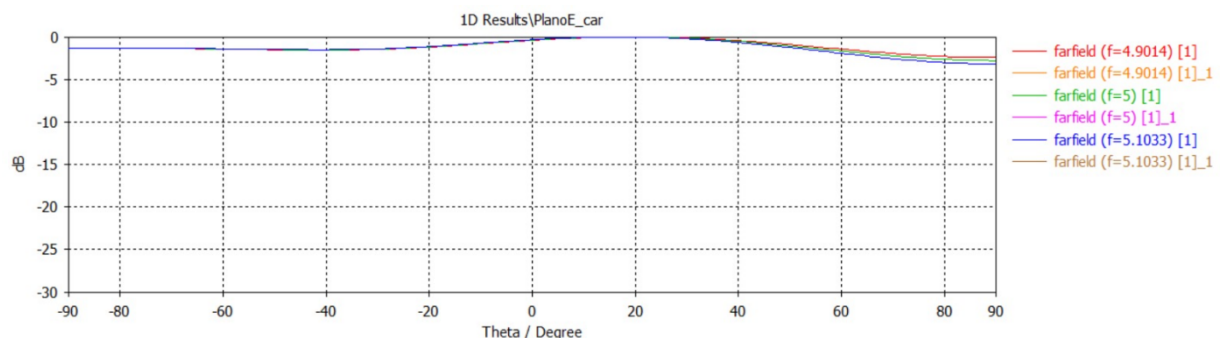


Impedancia de entrada:

$Z = 67.136894 \text{ Ohm}$

Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano E:

Este plano corresponde a $\Phi = 0$ grados. Para el plano E, Φ es perpendicular a la dirección de la corriente por lo que la componente copolar será Theta. A continuación, se muestra la gráfica:



Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano H:

Este plano corresponde a $\Phi = 90$ grados. En este plano Φ será paralela a la dirección de la corriente por lo que será la componente copolar. A continuación, se muestra la gráfica:

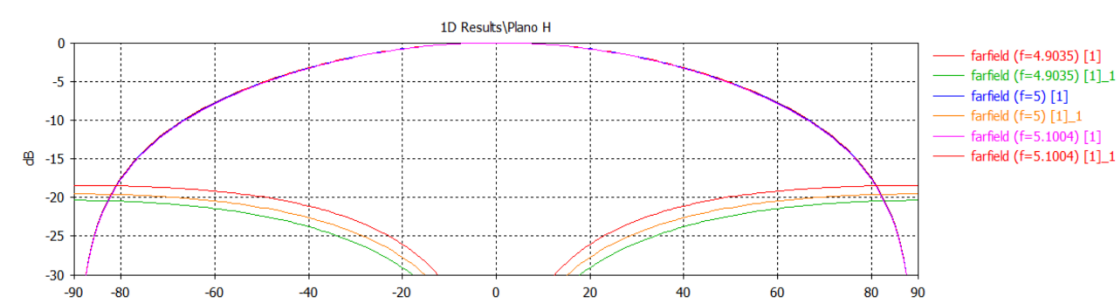


Tabla con los diversos resultados:

	D0 [dB]	G0 [dB]	Eficiencia	Ancho de haz plano E	Ancho de haz plano H
4.9014 GHz	5.87	3.01	51.28%	180°	77.2°
5 GHz	5.93	3.53	59.53%	180°	76.7°
5.1033 GHz	6	3.1	51.67%	169.8°	76.2°

Fase 2: Ley de alimentación del array lineal

En esta fase se van a plantear dos leyes de alimentación, una correspondiente a la antena que se va a construir y otra a un array lineal de mayor ganancia y que no construiremos.

Ley de alimentación 1

La red de alimentación de esta ley no se construirá y debe cumplir los siguientes parámetros:

- SLL, nivel de lóbulos laterales ≤ -20 dB
- Nivel de los lóbulos de difracción ≤ -20 dB
- Angulo de apuntamiento: 10° .
- Directividad: $D_0 \geq 19$ dBi en toda la banda de adaptación del parche Fase 1
- N elementos a determinar dispuestos a lo largo del eje y. N debe ser el menor número de elementos que aseguren el cumplimiento de la directividad D_0 en la banda de adaptación del parche.

Para la realización de este apartado se comenzó añadiendo elementos, cambiando fases y modificando las distancias. Pero rápidamente nos dimos cuenta de que si manteníamos las mismas amplitudes en todos los elementos no podríamos reducir el nivel del primer lóbulo secundario de -13.46dB. Y por lo tanto no cumpliríamos que el SLL fuese menor de -20dB.

Para resolver este problema acudimos a las transparencias de ACE, para ver que si utilizábamos la ley de alimentación **Broadside amplitud triangular** podríamos reducir el SLL a -26.8 dB.

Leyes de alimentación – Broadside amplitud triangular

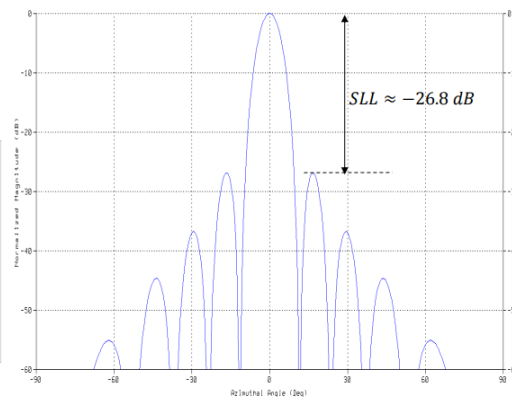
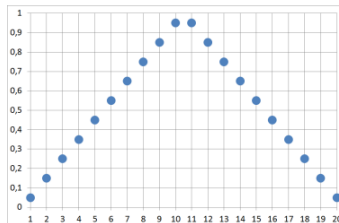
- Incluyendo caída simétrica de amplitud desde los elementos centrales hacia los extremos se consigue reducir el SLL a costa de ensanchar el ancho del lóbulo principal.
- A mayor caída de la alimentación \rightarrow menor SLL \rightarrow mayor ensanchamiento del lóbulo principal \rightarrow mayor disminución en la directividad D_0

$$N = 20$$

$$d = \lambda_0/2$$

$$A_n = (2n - 1/N), n = 1, \dots, N/2,$$

simétrico de $N/2$ a N



Una vez encontrada la solución del SLL, teníamos que solucionar otro problema que se nos creaba: la directividad. Ya que al disminuir el SLL, la directividad se reducía. Es por eso por lo que antes de modificar amplitudes añadimos un número par de elementos para tener una directividad de unos 20 dB y así conseguir que al bajar la directividad consiguiésemos la directividad especificada.

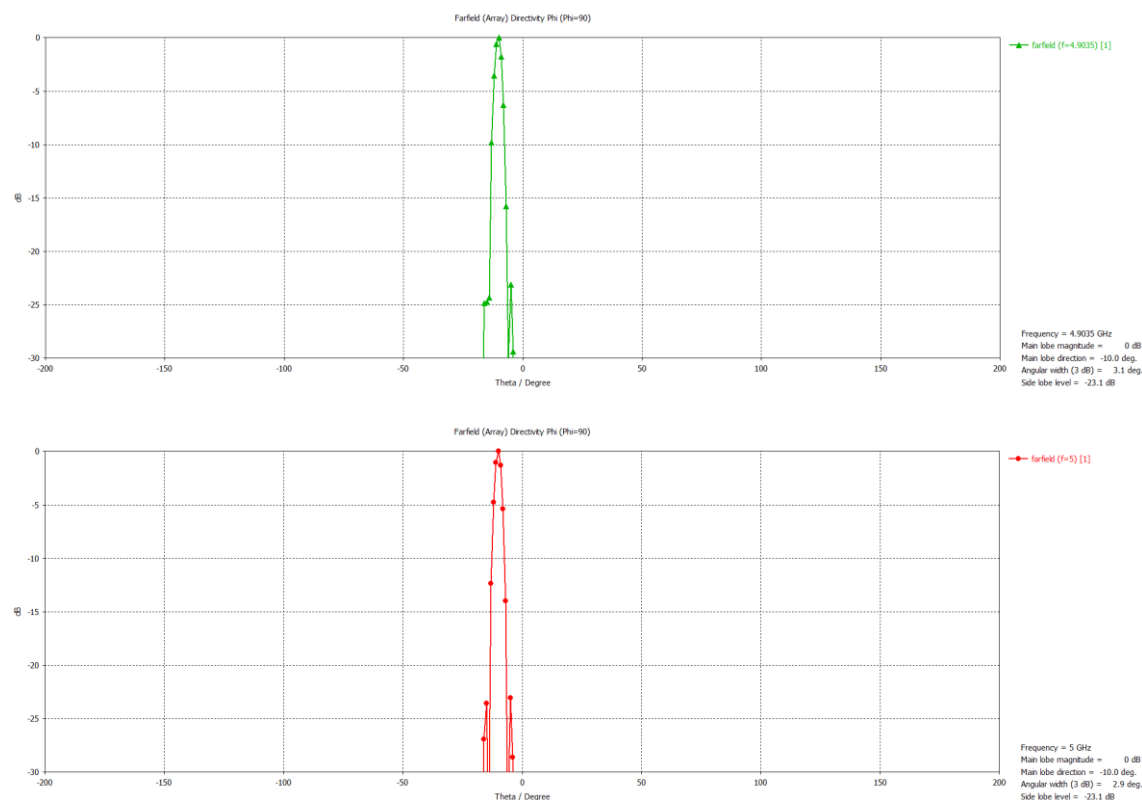
Para conseguir utilizar el menor número de elementos posibles y tener una directividad de 19 dBi como mínimo tuvimos que aumentar la distancia entre elementos, pero sin que la réplica del lóbulo principal pudiese aparecer en el margen visible y nos arruinase el SLL.

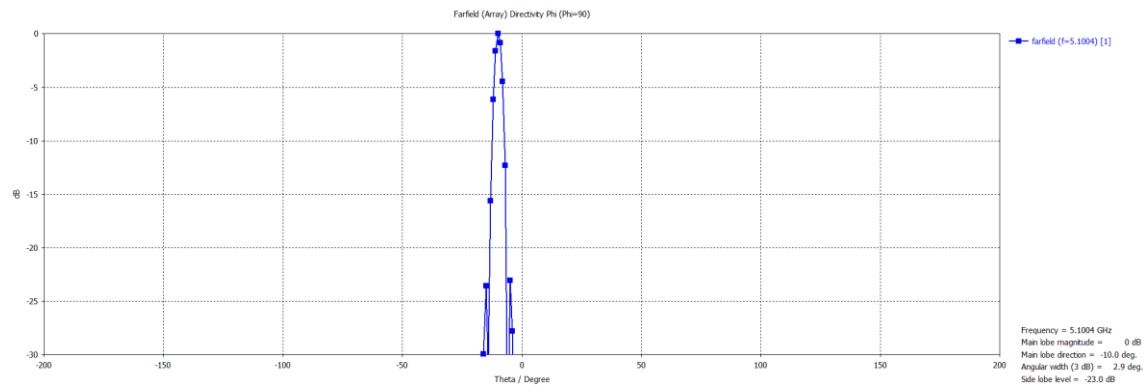
Por último, variamos el desfase entre parches para que el array de parches apuntase a 10°.

Estos fueron los parámetros obtenidos:

- Desfase entre antenas: **51°**
- Distancia entre parches: **$0.81 \cdot \lambda = 48.6\text{mm}$**
- Número mínimo de elementos: **26 elementos**. Aseguraban tener más de 19 dBi de directividad.
- Amplitudes: **0.2, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1, 1, 1, 1** amplitudes de los parches 1 a 13. Los parches 14 a 26 tienen las mismas amplitudes, pero de orden inverso. El primer elemento tiene de amplitud 0.2 en vez de 0.1 porque no conseguíamos los 19 dBi en la frecuencia inferior.

En este caso el plano del array es el plano H, ya que los parches están dispuestos en el eje Y. El plano H es el ortogonal a la corriente, siendo en este caso el plano ZY. Es decir, $\phi=90^\circ$. Además, la componente copolar será ϕ porque tiene dirección paralela a la de la corriente y la contrapolar será θ .





Nota: las gráficas tienen el orden de $f_{inferior}$, $f_{central}$, $f_{superior}$

Resultados obtenidos con los parámetros mencionados:

	D_0	G_0	$\Delta\theta_{plano_array, -3dB}$	SLL	Apuntamiento
4.9 GHz	19.1 dBi	16.2dBi	3.1°	-23.1dB	-10°
5 GHz	19.3 dBi	16.9dBi	2.9°	-23.1dB	-10°
5.1 GHz	19.4 dBi	16.5dBi	2.9°	-23dB	-10°

Ley de alimentación 2

- Ley uniforme en amplitud para máxima directividad.
- Nivel de los lóbulos de difracción (grating lobe) <-15 dB.
- Angulo de apuntamiento: 5 grados.
- Directividad: array de 5 o 6 elementos con $D_0 \geq 13 \text{ dBi}$ en toda la banda de adaptación del parche Fase 1. (Esta opción permite tener una nota extra de +1.5 puntos).
- Los elementos de este array se dispondrán a lo largo del eje y

En esta ley de alimentación no es necesario cambiar las amplitudes de los elementos del array. Hemos escogido realizar este apartado utilizando 5 elementos. Para cambiar el ángulo de apuntamiento hemos movido la fase de los elementos y para poder cumplir con los 13dBi de directividad hemos cambiado la distancia entre los mismo.

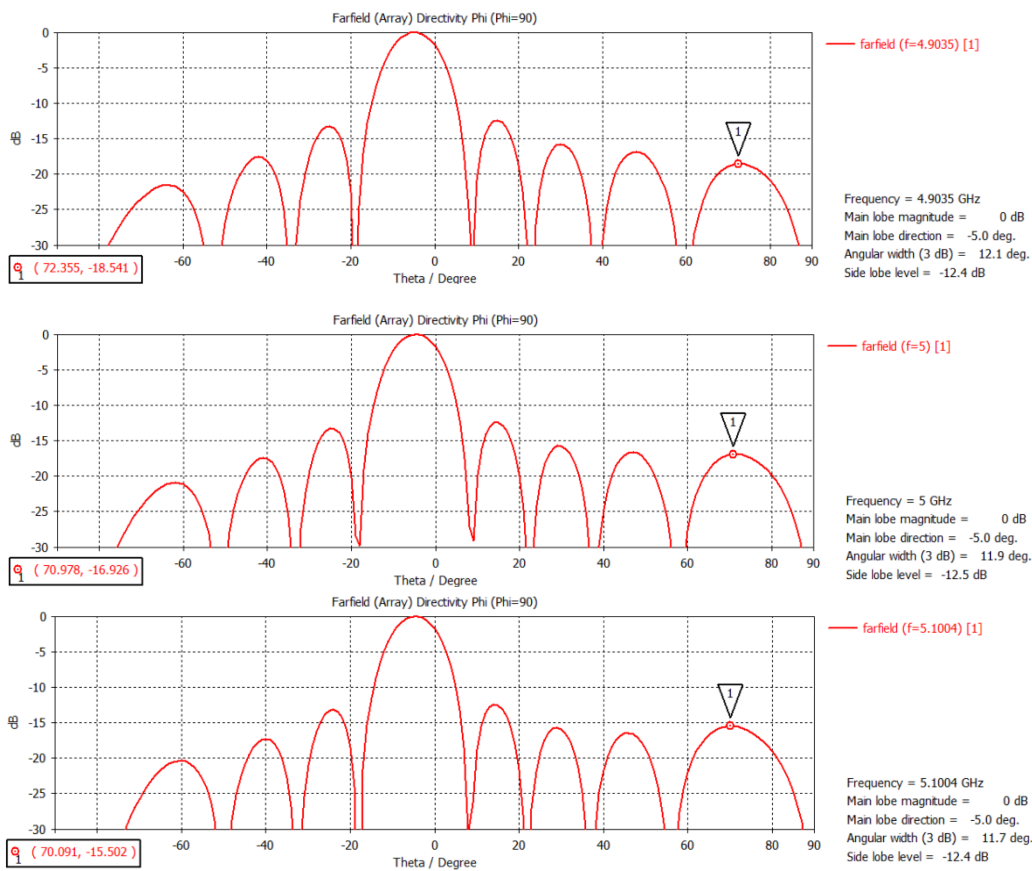
Resultados:

Número de elementos: 5

Diferencia de fase entre elementos: 26 grados

Distancia entre elemento: $0.86 \cdot \lambda_0 = 51.6 \text{ mm}$

Respuesta angular según CST del diagrama de radiación normalizado copolar en el plano del array:



Como se puede observar en las gráficas el nivel de los lóbulos de difracción no supera -15 dB. A continuación, se muestra una tabla con todos los resultados. En esta se ha sustituido el SLL por el nivel de lóbulo de difracción que es lo que nos interesa para esta ley dos. En cualquier caso, si fuera necesario el SLL se puede ver representado en las gráficas.

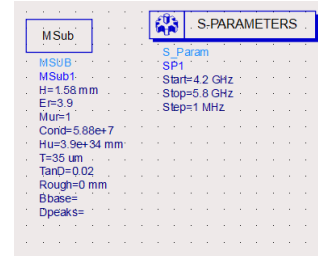
Tabla con los diversos resultados:

	D0 [dB]	G0 [dB]	Ancho de haz plano H	Lóbulo de difracción [dB]	Apuntamiento
4.9014 GHz	13	10.1	12.1°	-18.541	-5°
5 GHz	13.1	10.7	11.9°	-16.926	-5°
5.1033 GHz	13.2	10.3	11.7°	-15.502	-5°

Fase 3: Diseño de la red de alimentación microstrip

Para la realización de esta fase dividimos el trabajo en distintas etapas pudiendo así comprobar la adaptación y aportación de cada rama al conjunto.

Para la simulación utilizamos (como se puede ver en la imagen) unas frecuencias entre 4.2 Ghz y 5.8 Ghz y los distintos parámetros de líneas microstrip indicadas en la práctica.

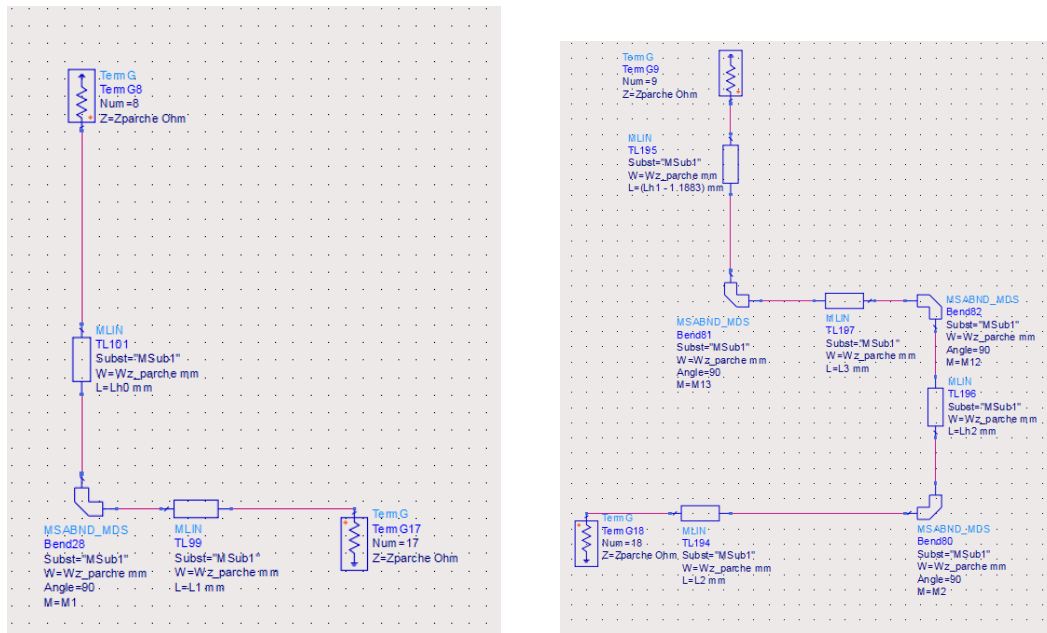


Primera etapa

Esta primera etapa consta de las 5 ramas de conexión inicial de la red de alimentación.

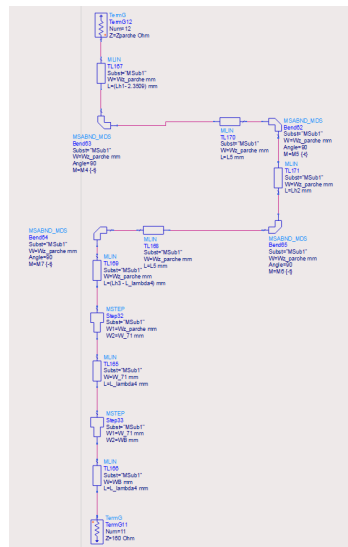
Como de las 5, la 1 y 2 son igual que la 4 y 5. Mostraremos solo las ramas 1,2 y 3 evitando así resultados redundantes.

Las ramas 1 y 2 son líneas de transmisión todas de la impedancia del propio parche. En el caso de la línea 2, se le añade un desfase con respecto a la otra por medio de un desplazamiento hacia a la derecha de parte de la línea. A continuación, se muestra una imagen de estas:



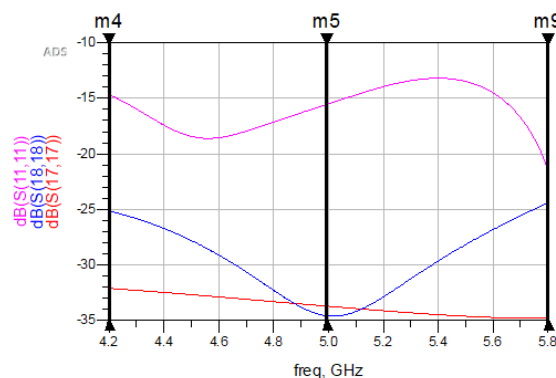
Por otro lado, tenemos la línea central, la cual también cuenta con un desfase.

Esta línea contiene dos adaptadores $\lambda/4$. Empezando así en una impedancia del parche y subiendo esta impedancia primero a 84 y luego a 160 ohmios. Respetando siempre las anchuras máximas y mínimas que se encomendaron para la línea microstrip.



A continuación, se muestra el coeficiente de adaptación para las líneas marcadas, este se fue modificando para optimizar la respuesta final del conjunto:

m9 freq=5.800GHz dB(S(17,17))=34.795 dB(S(18,18))=24.387 dB(S(11,11))=21.455	m4 freq=4.200GHz dB(S(17,17))=-32.107 dB(S(18,18))=-25.144 dB(S(11,11))=-14.653	m5 freq=4.993GHz dB(S(17,17))=-33.704 dB(S(18,18))=-34.568 dB(S(11,11))=-15.540
---	--	--

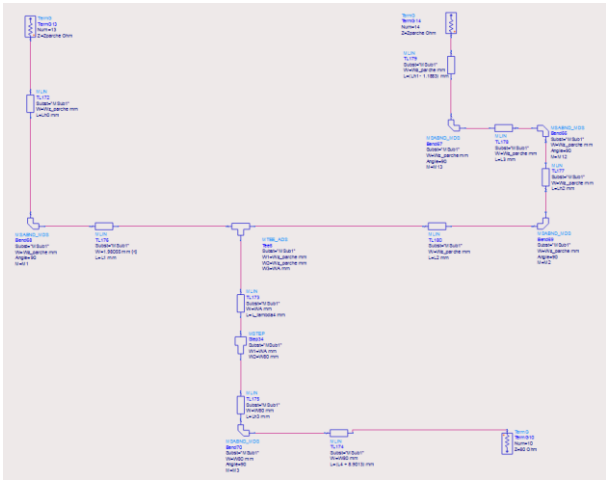


Segunda etapa

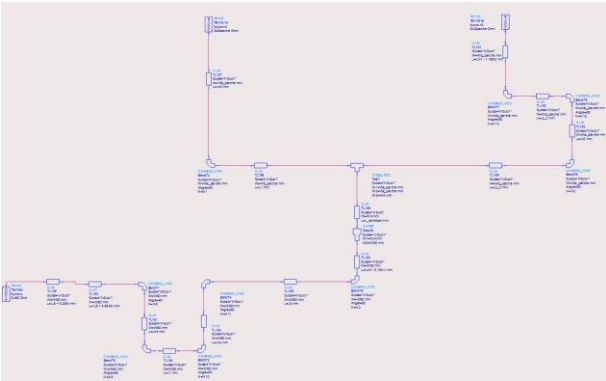
A continuación, se mostrarán las 5 ramas justo antes de unirse en un mismo punto.

Se puede observar que se han adaptado para que las ramas laterales lleguen al punto de encuentro de las 5 ramas con una impedancia de 80 ohmios y la central con 160 ohmios, de manera que la potencia repartida por las ramas laterales sea el doble que la de la rama central.

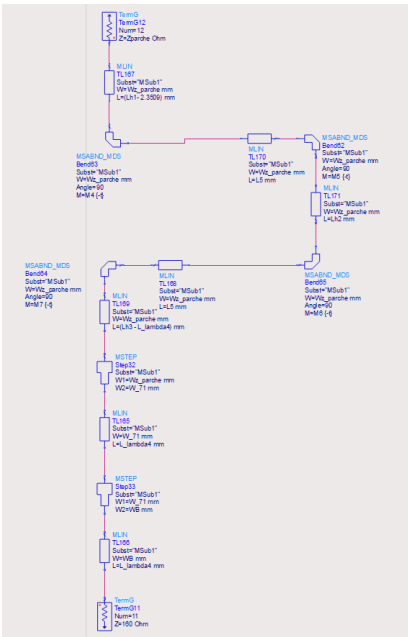
En primer lugar, ramas uno y dos, que utilizan un adaptador lambda/4 para pasar de la impedancia del parche a 80 ohmios:



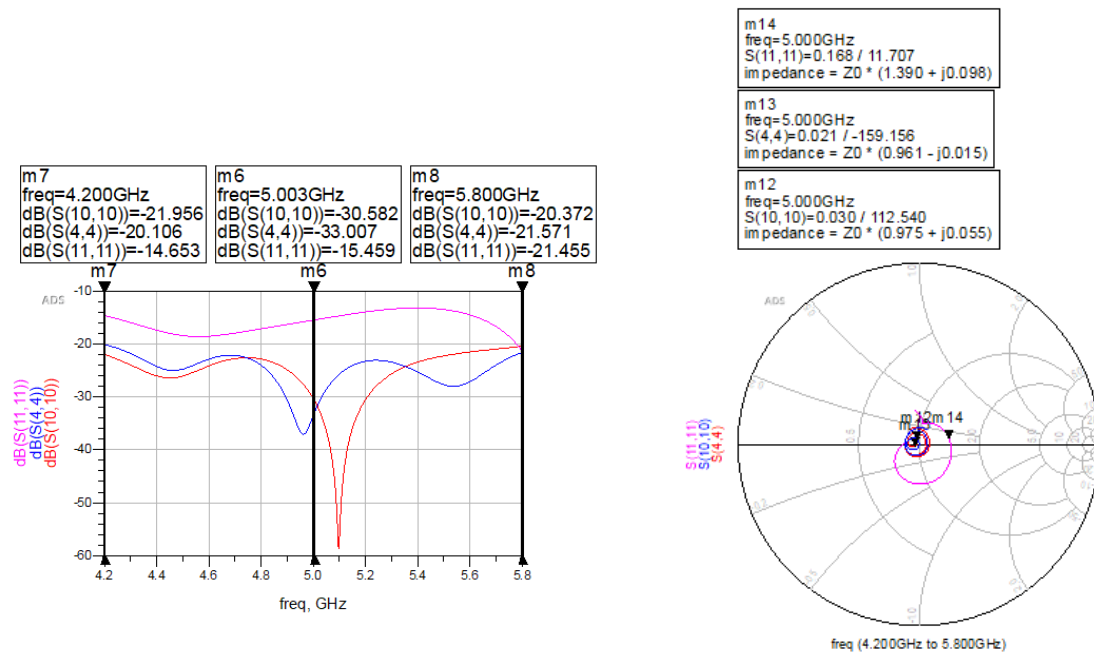
Ramas 4 y 5 que además del adaptador a 80 ohmios cuentan con un desfase con respecto a las ramas 1 y 2:



Y finalmente la rama 3, que ya ha sido explicada en el apartado anterior:



Podemos ver el resultado del coeficiente de adaptación para estas tres ramas tanto su módulo en decibelios como su representación en carta de Smith:

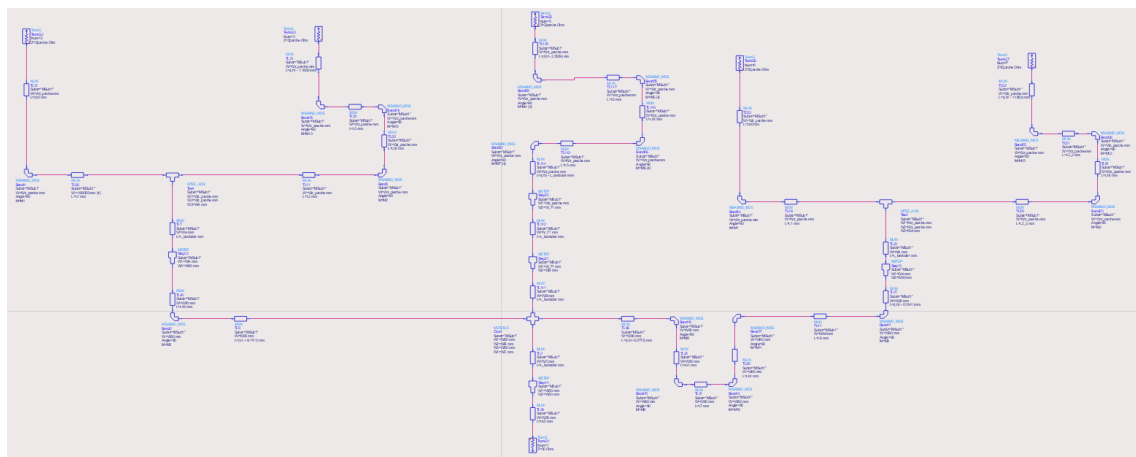


Tercera etapa

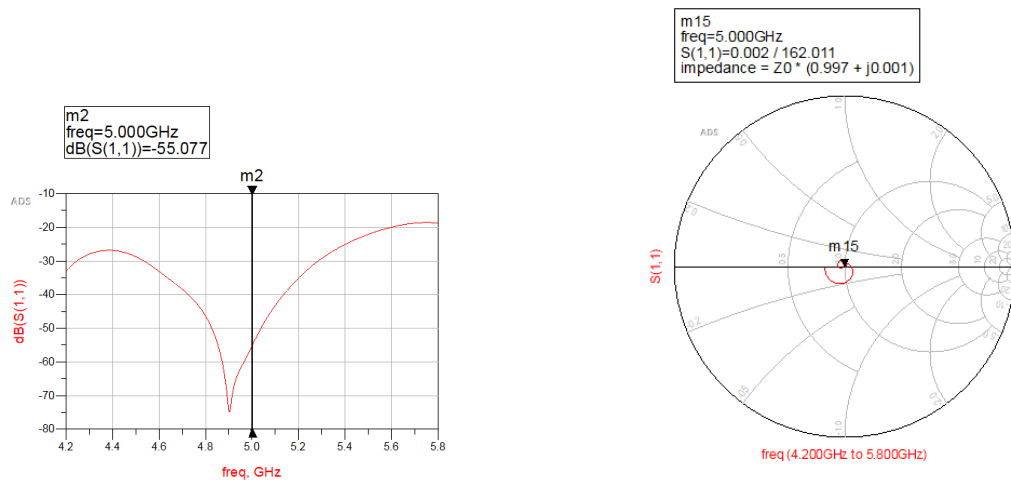
Tras comprobar los resultados de cada una de las ramas de forma individual procedimos a juntarlas.

Adaptando la salida de estas tres en paralelo a una impedancia de 50 ohmios.

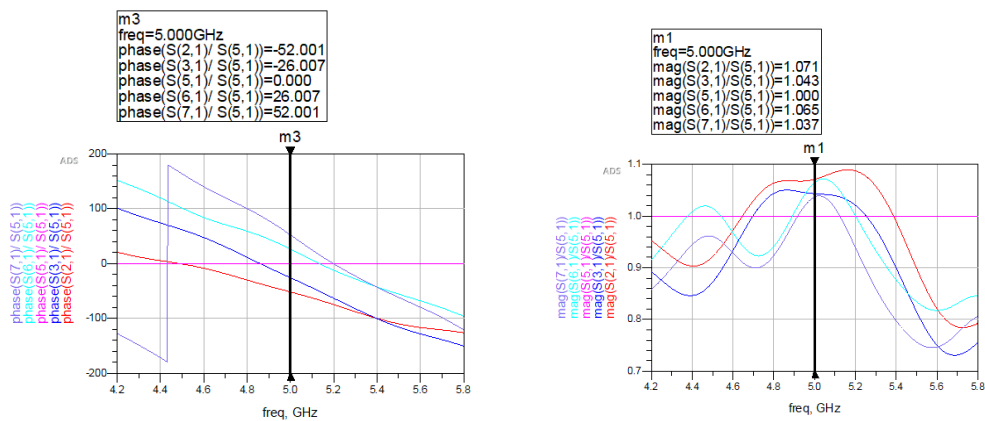
Para poder realizar esta tarea necesitábamos que las impedancias de las líneas fueran muy altas dado que al hacer el paralelo se reducían mucho el adaptador nos quedaba con un ancho que no cumplía con las especificaciones requeridas.



A continuación, podemos ver el resultado del coeficiente de adaptación con respecto a la entrada tanto su módulo en decibelios como su representación en carta de Smith:

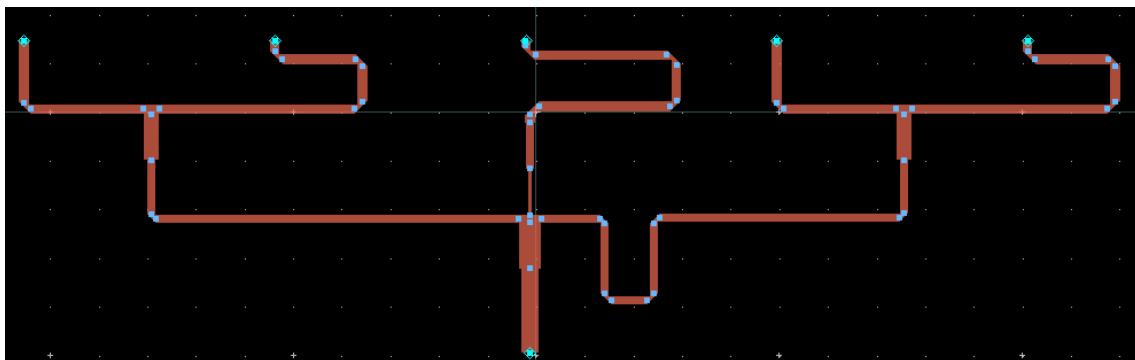


Y finalmente se muestra el desfase de cada uno de los parches y los coeficientes de amplitud, normalizados todos ellos con respecto a la primera salida.



Layout

A continuación, se muestra el Layout completo del diseño realizado:



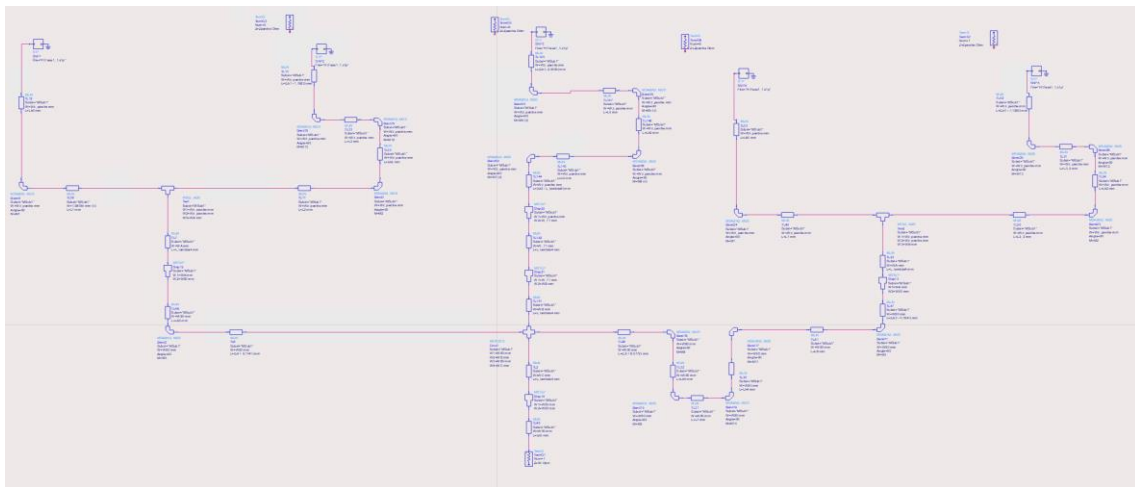
Fase 4: Integración final

En esta fase se van a integrar la red de alimentación con los parches. Esta integración se va a realizar por pasos, pudiendo observar los efectos de los acoplos mutuos en la estructura.

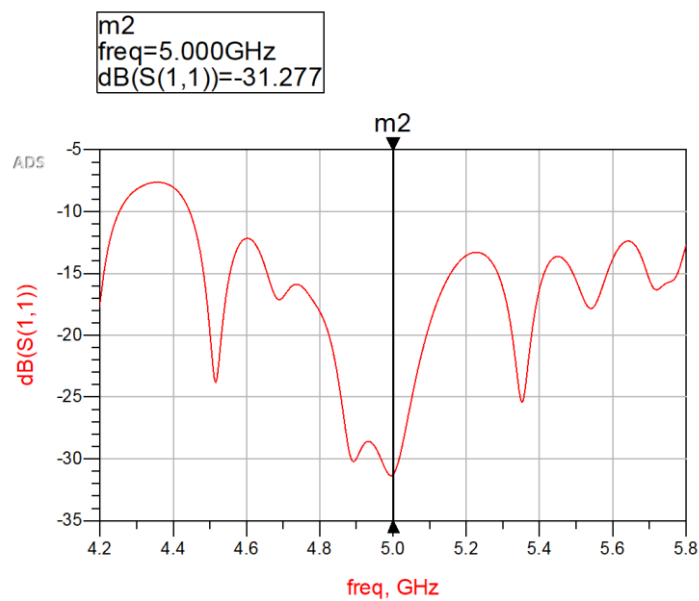
Integración en ADS sin acoplos entre parches ni en la red de alimentación

Para la realización de este paso, hemos tenido que exportar los parámetros S del parche desde CST e introducirlos en nuestra red de alimentación en ADS. Como solo hay una entrada, los parámetros S tienen la extensión .s1p.

Para la implementación de los parámetros S, hemos quitado los TermG de las salidas y los hemos sustituido con los parámetros S del parche.



Obteniendo el siguiente coeficiente de adaptación a la entrada:

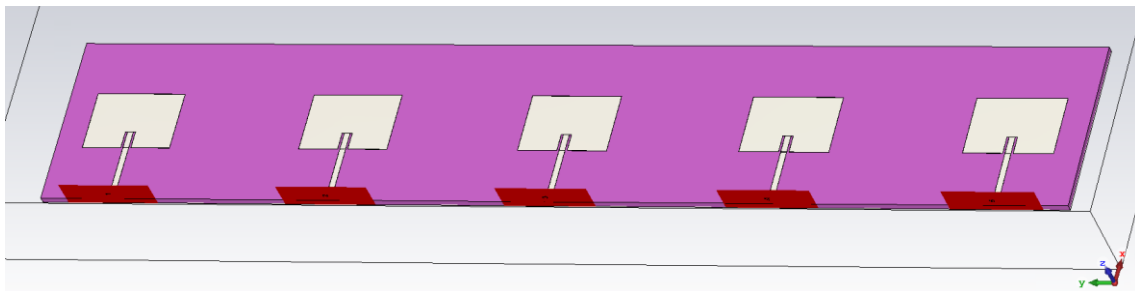


Al haber exportado únicamente los parámetros S de un parche, esta topología no tiene en cuenta el acoplo entre parches. Pero tampoco tiene en cuenta los acoplos entre las líneas de la red de alimentación.

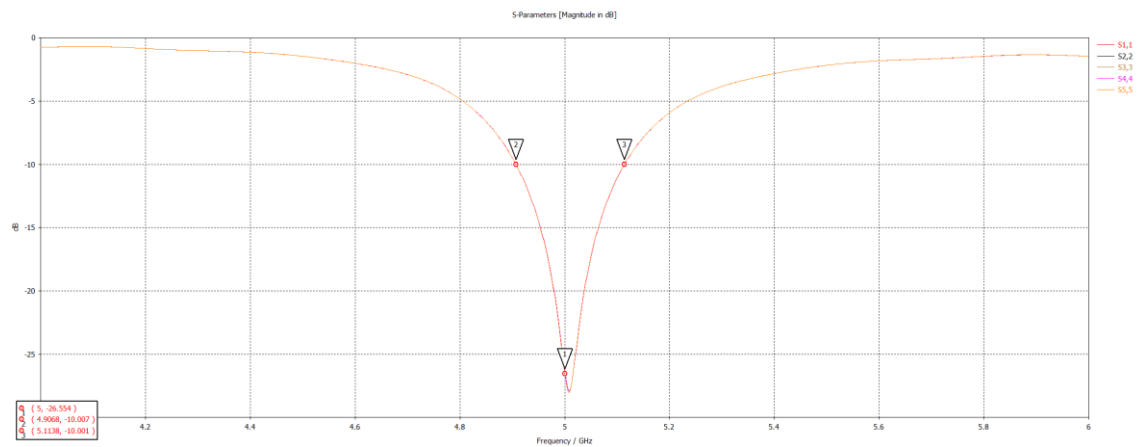
Evaluación de acoplos entre parches en CST

Para conseguir el array de parches en CST, hemos transformado el parche principal que teníamos. Copiándolo y moviéndolo $0.86 \cdot \lambda$ entre cada parche. De esta forma hemos obtenido el array de cinco parches con el eje de coordenadas en el centro del parche central. Después, hemos tenido que añadir los cinco puertos. Siendo el puerto número 1 el de la izquierda y el 5 el de la derecha.

El resultado final del array de parches sin la red de alimentación es el siguiente:

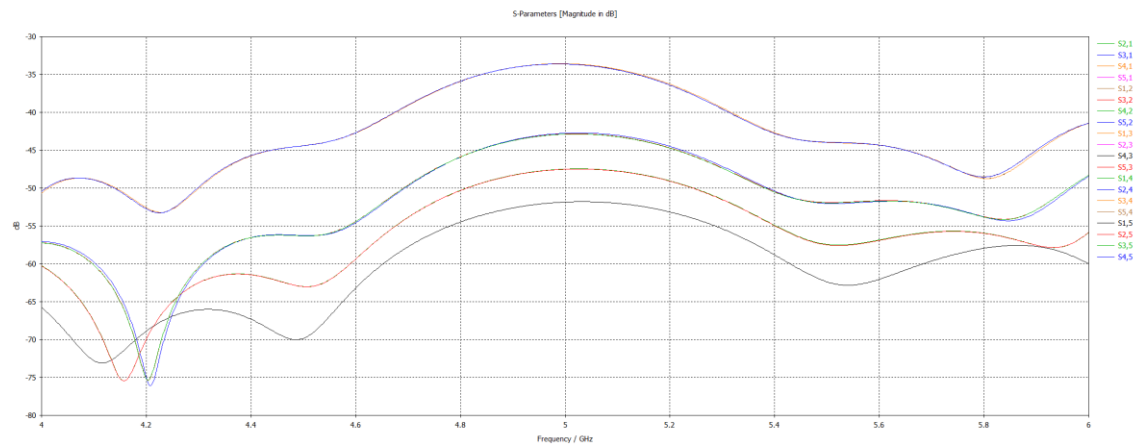


A continuación, se pueden observar los 5 coeficientes de adaptación de los 5 parches:



Al tener todos los parches las mismas características, la adaptación es la misma para los cinco.

En la gráfica inferior se pueden observar todos los parámetros de acoplamiento mutuo entre los cinco parches.

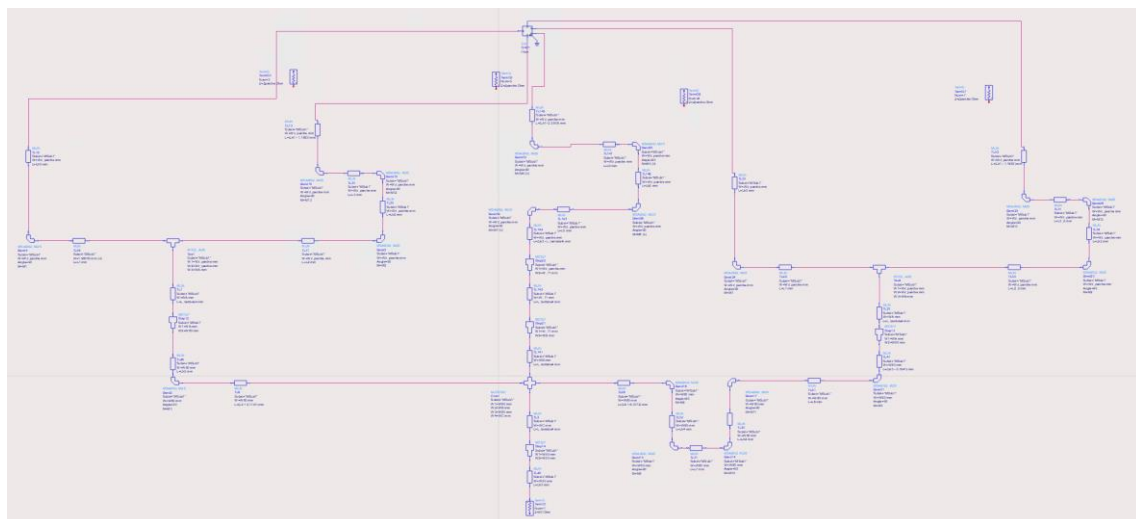


Los acoplos máximos se producen entre los parches que están más cerca entre ellos. Como puede ser el 3 con el 4 o el 2 con el 3 ($S_{2,1}$; $S_{1,2}$; $S_{3,2}$; $S_{2,3}$; $S_{4,3}$; $S_{3,4}$; $S_{5,4}$; $S_{4,5}$). Esto se debe a que, al estar a una distancia tan pequeña, algo de radiación producida por un parche se cuela en el de al lado. Pero al tener valores menores de -30 dB, se considera que el acoplamiento entre antenas es muy bueno.

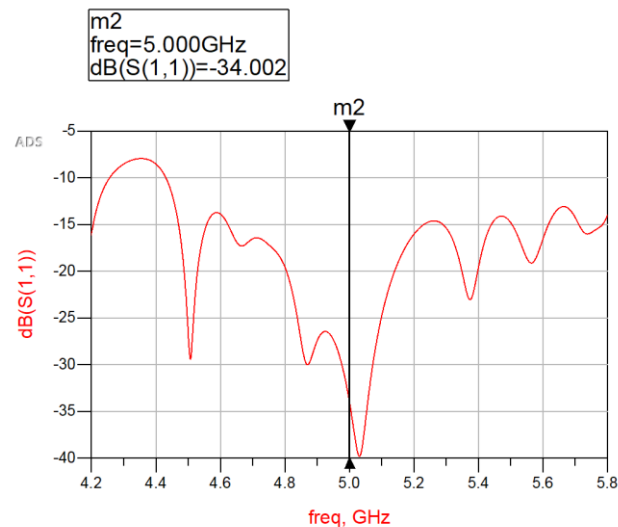
Al contrario del caso anterior, los acoplos mínimos se producen entre las antenas que están más alejadas entre sí. En este caso entre las antenas 1 y 5 (la línea negra inferior). Al estar bastante separados entre sí, el acoplo es mínimo.

Integración en ADS con acoplos entre parches, pero sin acoplos dentro de la red de alimentación

Para la realización de este apartado hemos tenido que exportar el archivo .s5p (tiene esta extensión porque son 5 entradas) de CST. Una vez exportado, hemos tenido que implementarlo en la red de alimentación de ADS. Para ello hemos quitado los cinco TermG de dicha red y cada salida se ha conectado al array de parches.



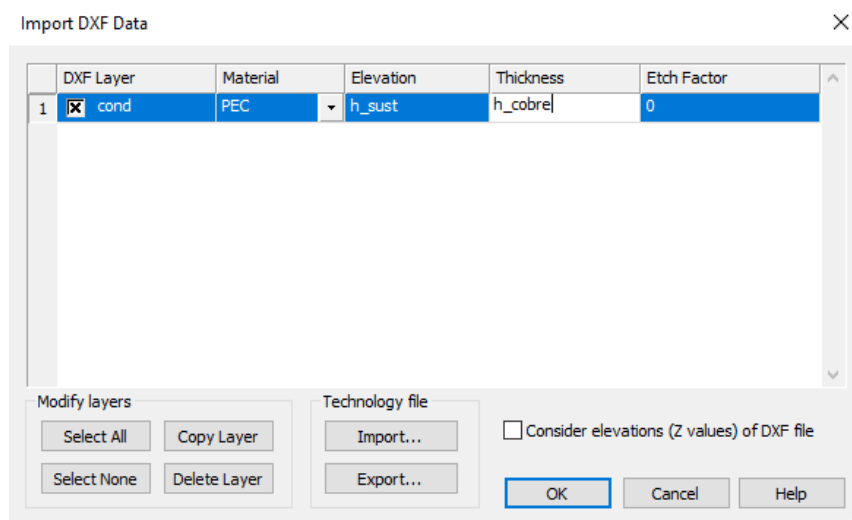
Hemos obtenido el siguiente coeficiente de adaptación a la entrada:



Al haber exportado los parámetros S del array de parches, se está teniendo en cuenta el acoplo entre antenas, pero no el acoplo entre las líneas de la red de alimentación.

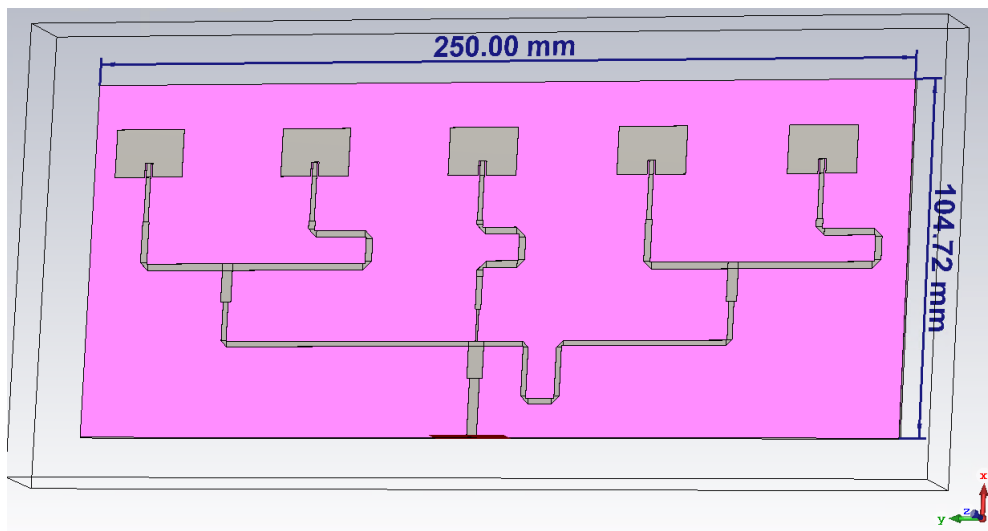
Integración en CST con todos los acoplos entre parches y dentro de la red de alimentación

Una vez terminada la red de alimentación, el array de parches y completadas todas las pruebas ya podemos unir la red de alimentación con el array de parches. Comenzamos exportando el archivo .dxf de la red de alimentación en ADS. Después lo importamos a CST, cambiamos el tipo de material a PEC, pusimos la elevación a la altura del sustrato y le dimos un grosor al conductor de 35 micras.



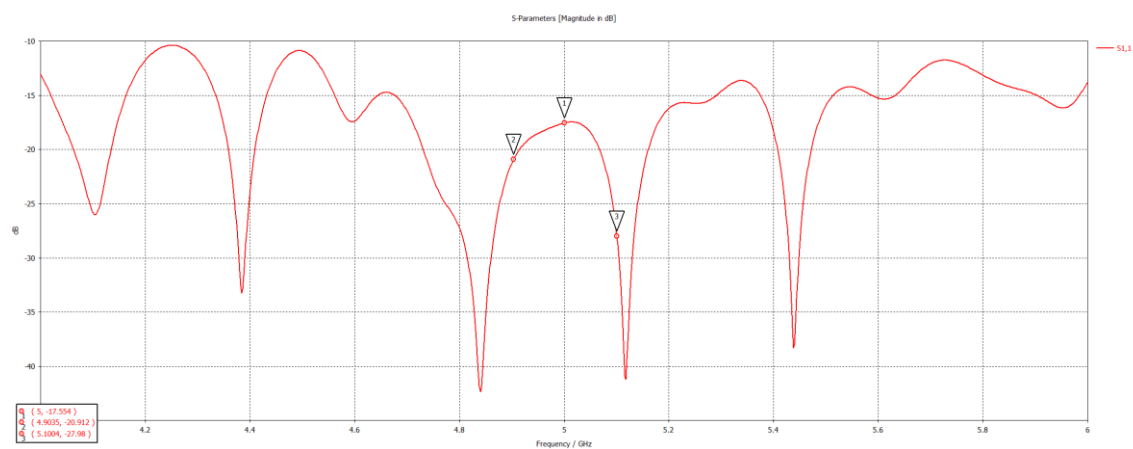
Para colocar la red de alimentación utilizamos un eje secundario. Este nos ayudó a mover la red de alimentación a la posición deseada. Por último, rotamos -90° sobre el eje secundario W para que estuviese bien orientado. Además, tuvimos que ampliar el sustrato y el plano de masa con las medidas sacadas de ADS para que entrase bien todo el diseño.

Para terminar con el diseño, añadimos el “Waveguide Port” a la entrada de la red de alimentación. Utilizamos las mismas medidas que en los anteriores diseños. Obteniendo el siguiente diseño:



Se puede observar que cumplimos las medidas impuestas por el enunciado (250x107mm).

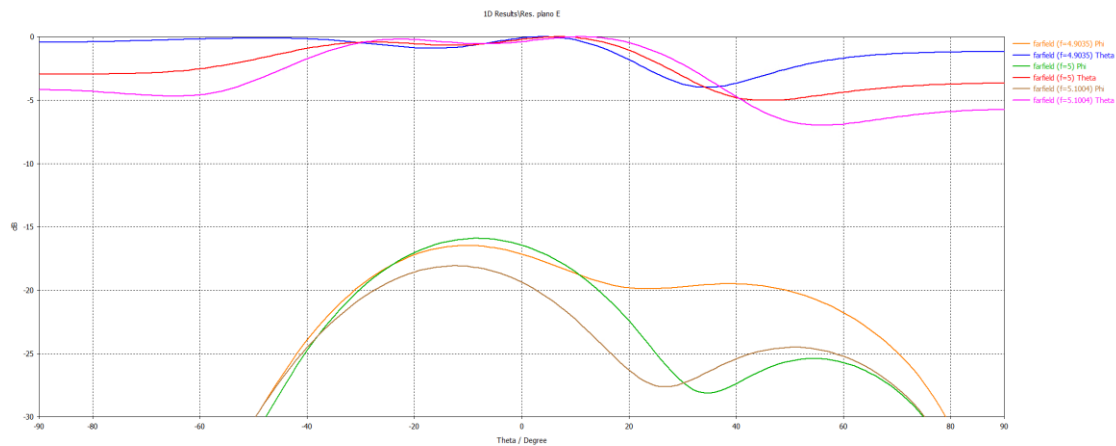
Este es el coeficiente de adaptación del módulo en dBs. Hemos simulado la antena entre 4 GHz y 6 GHz porque nos daba errores constantemente al simular entre 4.2 y 5.8 GHz.



La respuesta no llega a tocar los -10 dB entre esas dos frecuencias, por lo que como mínimo nuestro ancho de banda es de 2 GHz.

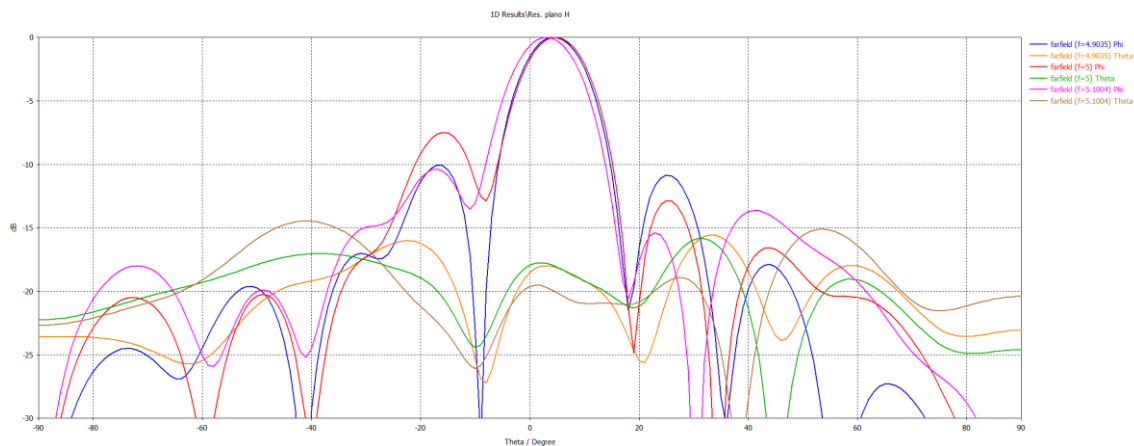
Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano E

Como ya hemos visto en anteriores apartados, el plano E en nuestra antena corresponde con el plano ZX o $\phi=0$. Por lo tanto, la componente copolar será Theta y la contrapolar será Phi. Es por eso que hemos normalizado cada frecuencia respecto a Theta.



Respuesta angular del diagrama de radiación normalizado en plano H

Como el plano ZY es perpendicular a la corriente, este será el plano H, es decir, en $\phi=90$. La componente copolar será ϕ y la contrapolar θ . Por lo tanto, normalizamos cada frecuencia respecto a ϕ .



Se puede ver que en la frecuencia central el primer lóbulo secundario izquierdo es más grande que en las frecuencias de los extremos. Además, las componentes contrapolares no tienen casi presencia en el diagrama si las comparamos con las copolares.

	D_0	G_0	Eficiencia	$\Delta\theta_{E, -3dB}$	$\Delta\theta_{H, -3dB}$	SLL	Apuntamiento
4.9014 GHz	12.7dB	8.15dB	0.641	115.6°	12.3°	-10.1dB	4°
5 GHz	13.2dB	8.57dB	0.649	119.5°	12.4°	-7.5dB	5°
5.1033 GHz	13.2dB	8.48dB	0.642	80.6°	12.7°	-10.4dB	3°

Fase 5: Construcción y medida

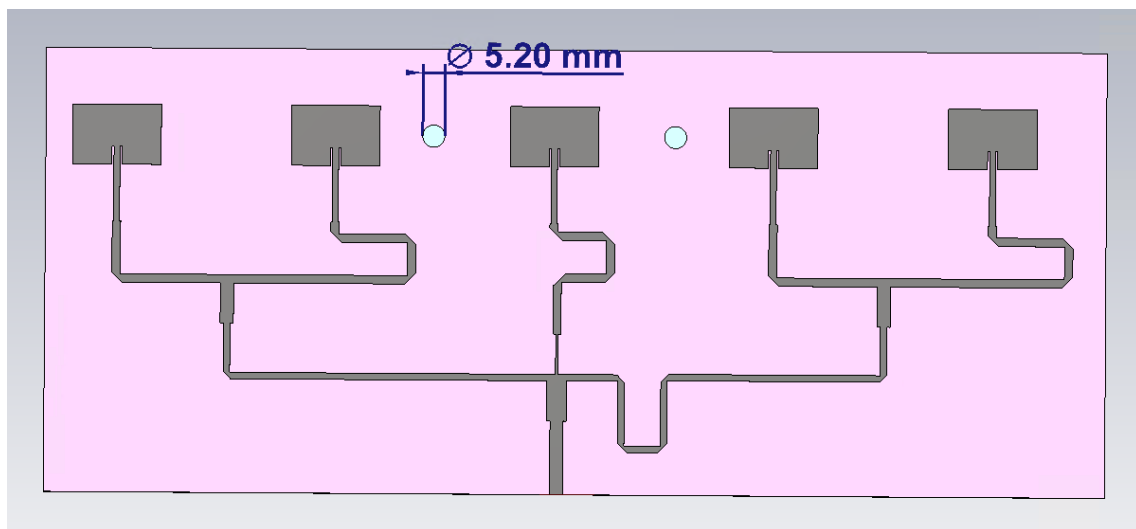
Construcción de la antena en CST

Para poder realizar la medida era necesario añadir unos taladros al sustrato para poder sujetar la estructura de la antena a la torre de la cámara anecoica y así poder medir el diagrama de radiación.

Para poder realizar los taladros seguimos la guía de Moodle. Como nuestro eje de coordenadas está centrado en el medio de las antenas, no necesitamos añadir el eje secundario. A continuación, creamos un cilindro de aire. Este cilindro debía tener las medidas impuestas por el enunciado (5.2mm de diámetro y desplazado 57/2mm del origen de coordenadas). Además, para que cuando fuésemos a exportar la antena, se tuviesen en cuenta los taladros, se pusieron a la misma altura que el cobre.

Para realizar los otros 7 taladros, era tan simple como transformar este taladro copiándolo 7 veces y rotándolos 45° cada uno. Una vez creados todos los taladros, nos quedamos con los dos del medio porque entraban perfectamente en nuestra antena y no tocaban ningún parche o línea de transmisión.

Este fue el resultado final en CST:



Una vez construida la antena en CST y verificada por el profesor, exportamos el archivo .dxf de CST y lo pasamos a ADS para crear los archivos Gerber y eliminar algunas partes innecesarias (como los mordiscos). Una vez creado los archivos Gerber, se los enviamos al profesor para la construcción de la antena.

Medidas en la cámara anecoica

Coeficiente de adaptación medido de la antena completa

Antes de comenzar a medir la antena en la cámara anecoica, medimos el coeficiente de adaptación de la antena completa. En este caso, el rango de frecuencias va de 4.5 GHz a 5.5 GHz.

En ese rango de frecuencias solo se observa como alrededor de los 5.46 GHz la adaptación alcanza los -10 dB. Sin embargo, por el extremo inferior no lo toca en ningún momento. Es por eso por lo que como mínimo la antena tendrá un ancho de banda de 960 MHz.

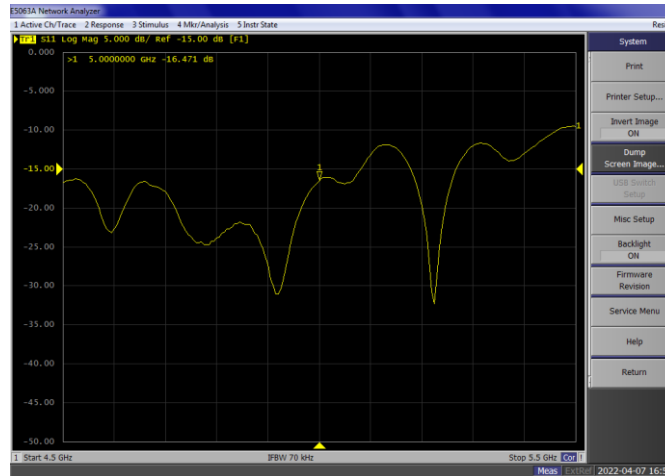


Diagrama de radiación de nuestra antena medido (4.5-5.5GHz)

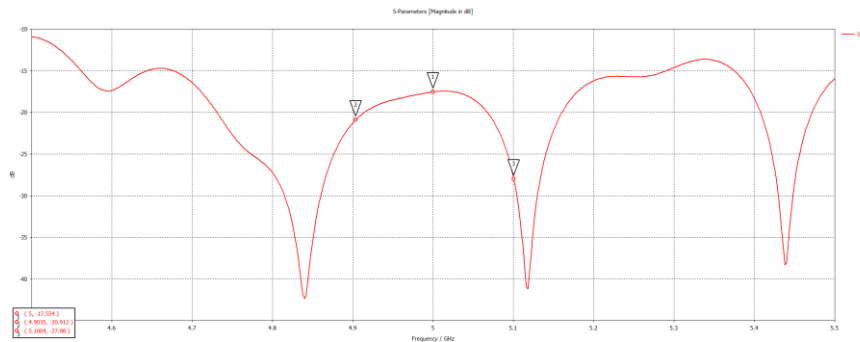


Diagrama de radiación de nuestra antena simulada en CST (4.5-5.5GHz)

Respuesta angular medida del diagrama de radiación normalizado

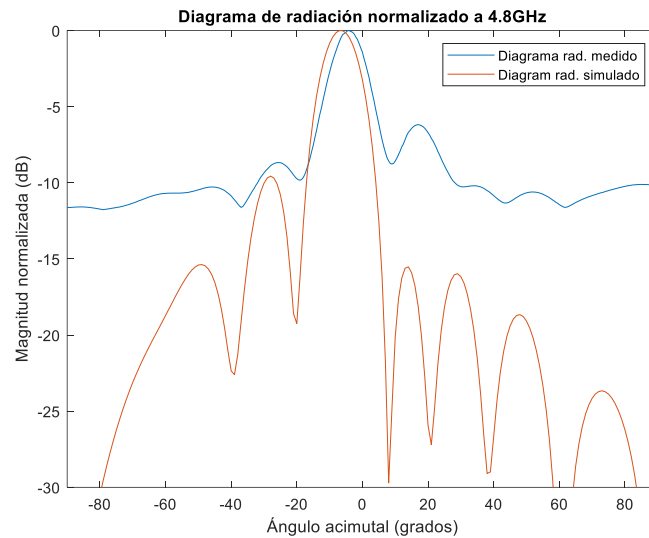
Para poder representar los datos del diagrama de radiación de nuestra antena que nos fueron proporcionados utilizamos la herramienta Matlab. Este archivo lo importamos primero en Excel para poder definir cada columna y transformarlo a formato .txt. Una vez cambiado el formato del archivo buscamos las columnas con los módulos de las frecuencias inferior, central y superior. Tras ser localizadas, hicimos una serie de transformaciones y las representamos.

Además, para poder comparar nuestras medidas con lo simulado en CST, añadimos los diagramas de radiación normalizados a la representación.

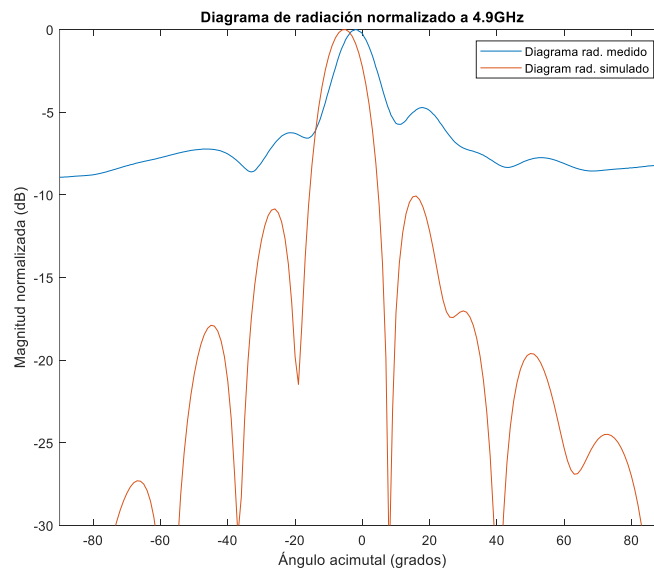
Nota: como los diagramas de radiación a 4.5GHz y 5.46GHz quedan mal, hemos cogido unas frecuencias más cercanas a 5 GHz: 4.8 y 5.2 GHz. Para mejorar un poco los diagramas.

Como apartado opcional hemos obtenido los farfields en CST del plano H en la componente PHI a las frecuencias extremo de la antena medida, la frecuencia central y las frecuencias que limitan el ancho de banda en el parche (porque el ancho de banda de nuestra antena simulada es mayor que el rango de frecuencias medido). Para introducir estos diagramas de radiación, hemos exportado los diagramas en formato ASCII (.txt) y los hemos incluido en Matlab.

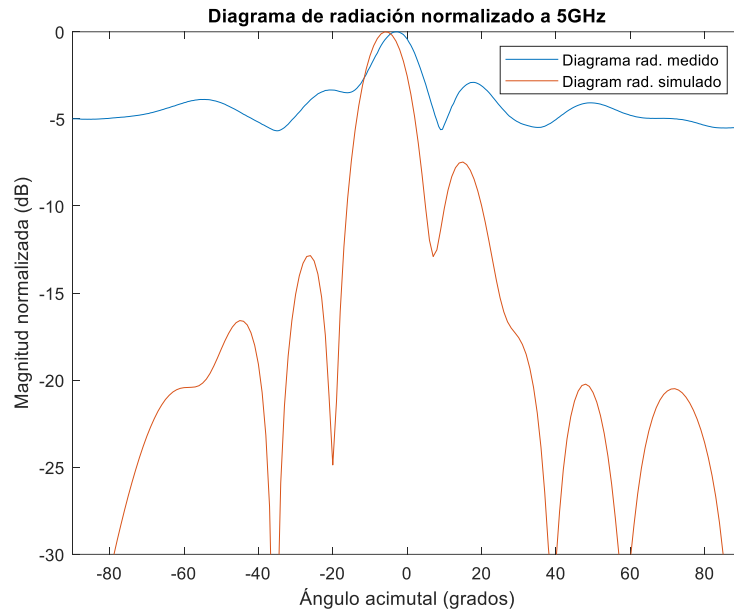
De esta forma podemos comparar los resultados medidos y simulados. Además, hemos tenido que invertir la respuesta de CST para que apuntasen en ángulos negativos y así facilitar la comparación.



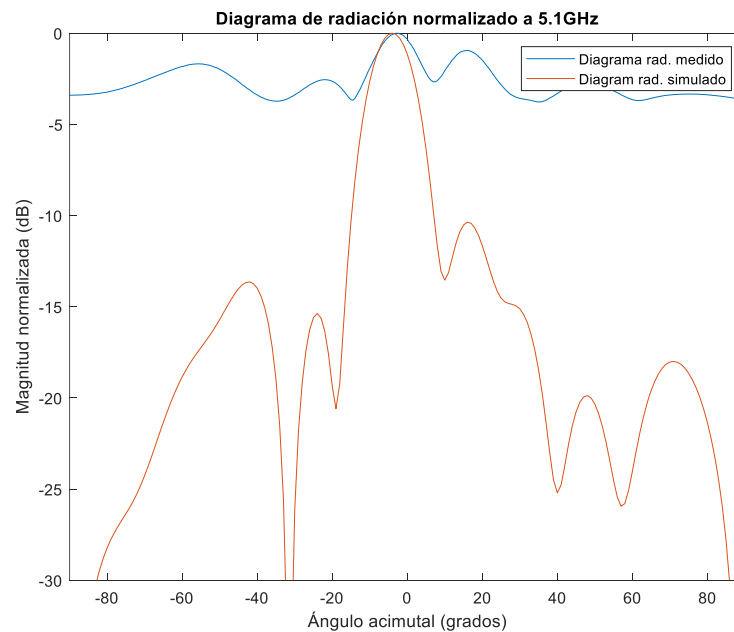
En este caso el apuntamiento es mejor en la medida que en la simulación. Ya que en la medida apunta a -4.5° y la simulación a -7° . Además, el SLL de la medida es peor que el de la simulación.



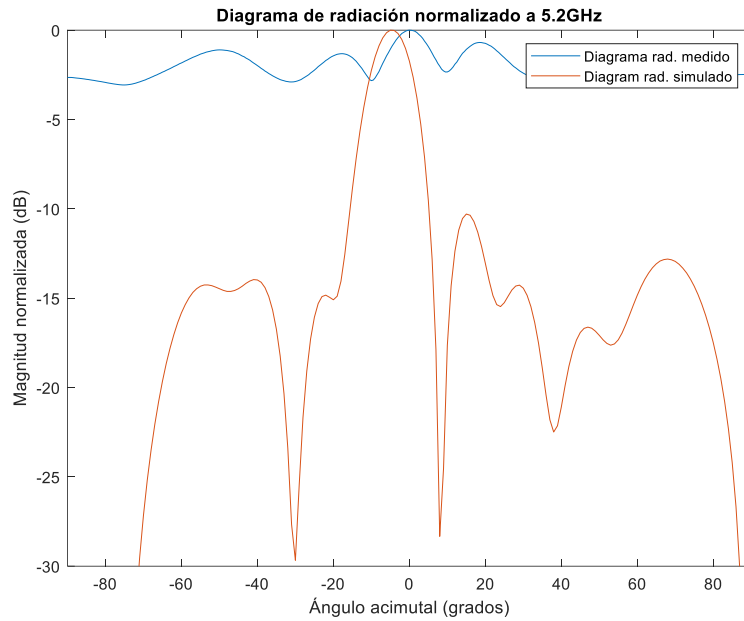
En esta gráfica la simulación apunta a -5° y la medida a -2° , haciendo que la simulación sea mejor. Respecto al SLL, es bastante mejor la simulación que la medida.



Para la frecuencia central el apuntamiento en la simulación es de -6° (en CST sale -5°) y la medición consigue un apuntamiento de -3° , lo cual no es un error tan grande si lo comparamos con el caso anterior. Pero el SLL es peor en la medición comparado con la simulación.



En este caso, el apuntamiento conseguido durante la simulación es de -4° y en el de la medida es de -2.5° . Aquí hay una clara diferencia entre el SLL de la medida y el de la simulación. El de la medida es mucho peor que el de la simulación.



A esta frecuencia la medición tiene los peores resultados. Apunta a 0º mientras que la simulación a -5º. Además, los lóbulos secundarios tienen una altura muy cercana a la del lóbulo principal, haciendo que el SLL sea peor que el de la simulación.

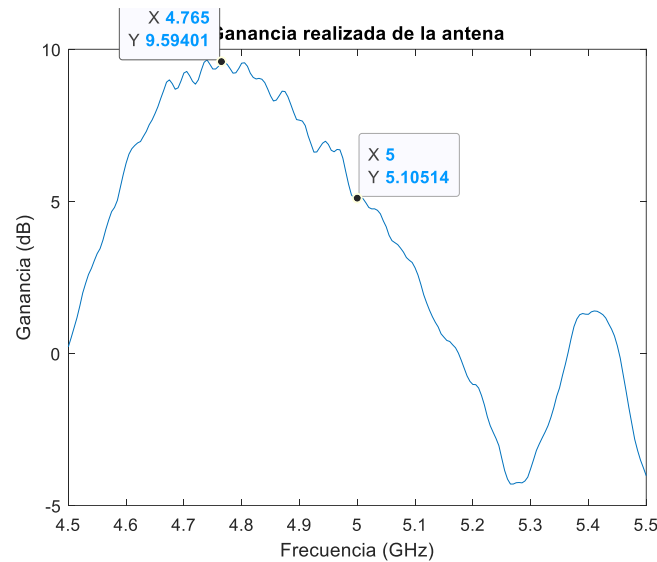
Respuesta en frecuencia del valor máximo de la ganancia realizada de la antena

Para poder ver los resultados deseados hemos tenido que utilizar los ficheros NIVEL_ANTENA.s2p (en el ángulo de máximo apuntamiento), NIVEL_BOCINA.s2p (para determinar la ganancia de la antena) y por último el fichero FD_A4_4_.5 (ganancia de la bocina patrón) al que hemos tenido que hacer una interpolación (de 3.95GHz a 5.8GHz hemos pasado a 4.5GHz y 5.5GHz) para poder obtener las mismas muestras que en los ficheros de nivel de antena y bocina.

Una vez añadidos todos los ficheros y hecha la interpolación, hacemos los siguientes cálculos para obtener la ganancia de la antena:

$$G_{ANT} = S2P_{ANT} - S2P_{BOC} + G_{BOC}$$

Este es la ganancia realizada de la antena medida entre 4.5 y 5.5 GHz:



Se puede observar que a la frecuencia de diseño hemos obtenido una ganancia de 5.11 dB. Claramente se ve que nuestra antena tiene una ganancia mayor a 4.77 GHz.

Tabla de resultados

	G_0	$\Delta\theta_{\text{plano_array, -3dB}}$	SLL	Apuntamiento
4.8 GHz	9.54dBi	11.8°	-6.17dB	-4.5°
5 GHz	5.11dBi	17.5°	-2.9dB	-3°
5.2 GHz	-1.02dBi	No llega a -3dB	-0.69dB	0°

Para obtener el ancho de haz, hemos colocado dos marcadores en la figura, uno a -3dB por el lado izquierdo del lóbulo principal y otro por el lado derecho y así obtenemos la diferencia de fase entre los dos puntos.

El SLL lo hemos obtenido poniendo un marcador en el punto más alto de los lóbulos secundarios. Y para el apuntamiento hemos puesto un marcador en el punto en el que la magnitud normalizada era 0dB.

Conclusión

Durante el desarrollo de la práctica hemos aprendido a diseñar un parche para que cumpla unas características específicas. Para luego poder crear un array de parches que se alimentaban con distintas amplitudes gracias a la red de alimentación. Para terminar con la práctica medimos nuestro array de parches en la cámara anecoica de la Escuela y hemos obtenido unos resultados un poco distintos a los de las simulaciones. Esto nos ha ayudado a comprender como cambian los resultados de softwares en los que todo es ideal a cuando lo pruebas en la realidad.