



Memoria Práctica 2

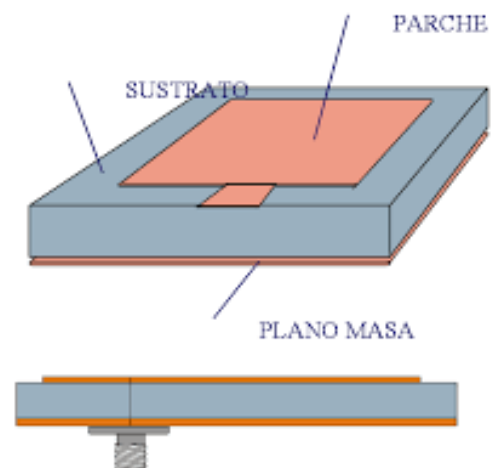
ANTENAS DE PARCHE

Daniel de Pedro Huecas

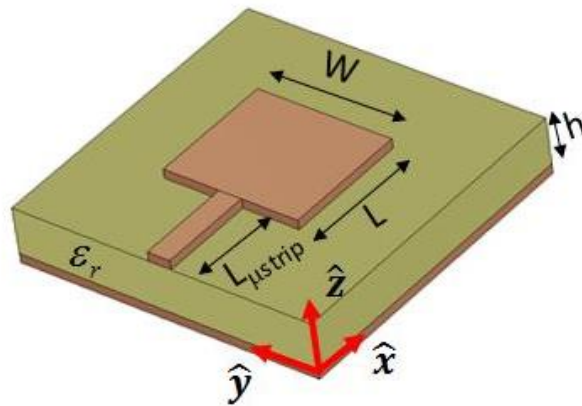
Jamil Elián Elías

Eduardo Revuelta Santiago

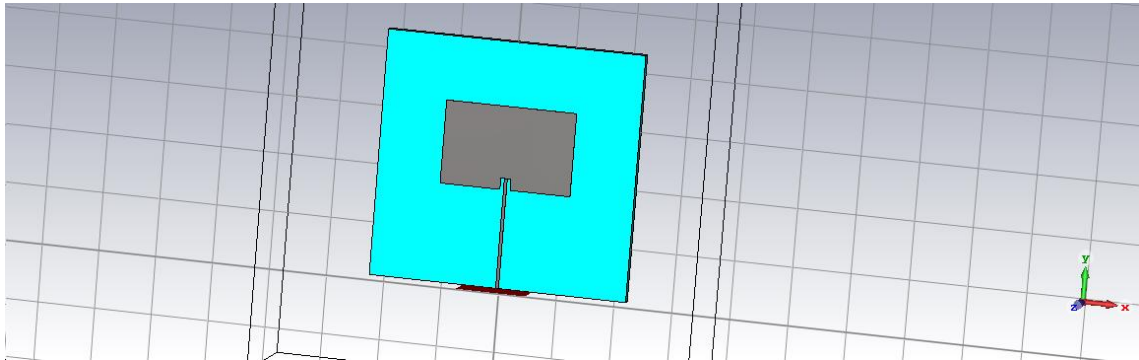
20/04/2020



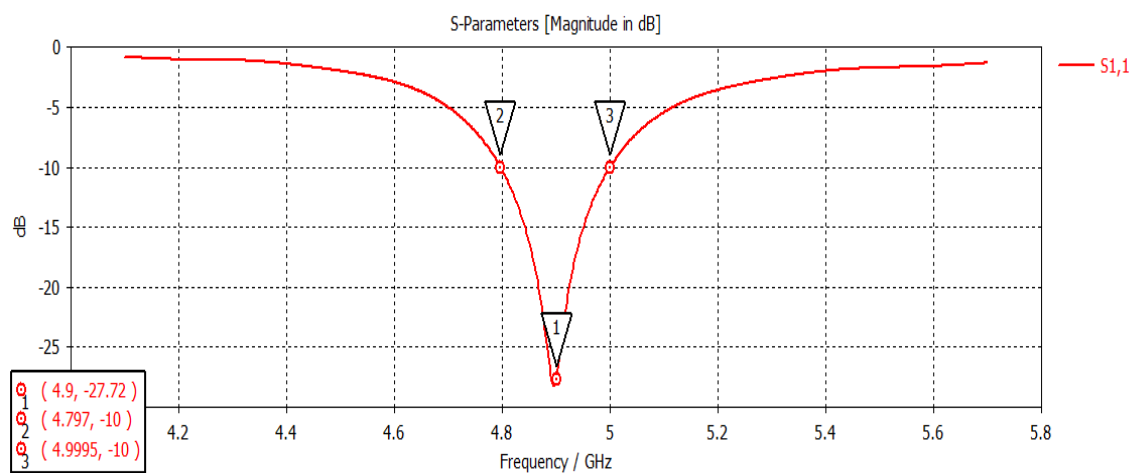
Fase 1: Diseño de elemento unitario – Parche microstrip



El diseño del parche queda de la siguiente manera:

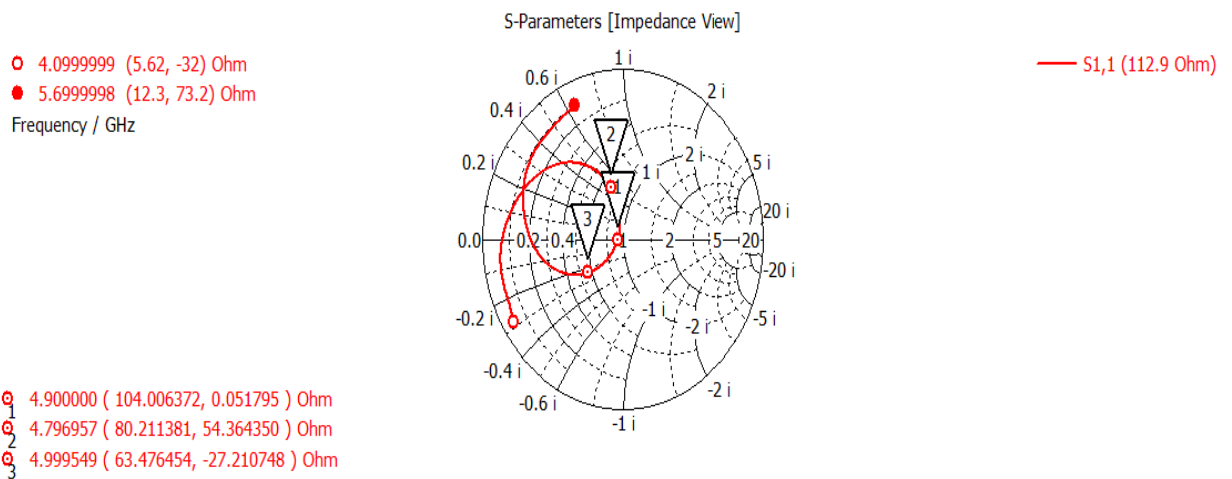


De lo que se obtiene un coeficiente de adaptación a $S_{11}(\text{dB}) \leq -10\text{dB}$



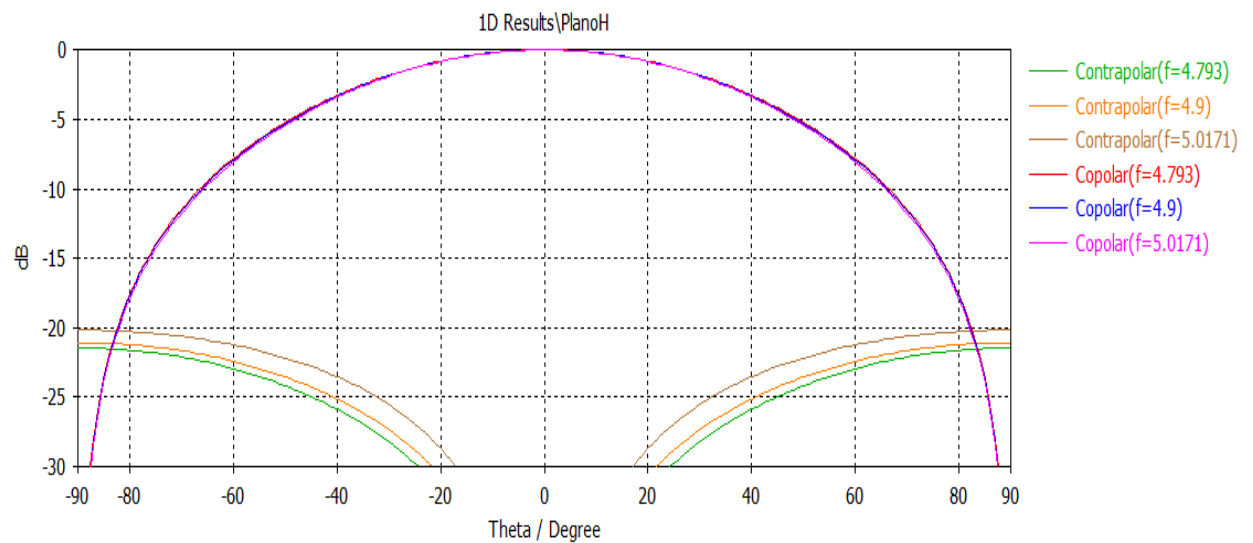
Para la impedancia de entrada del parche escogimos 104Ω y decidimos transportar la impedancia con una línea microstrip de $\lambda/2$.

Respuesta en Carta de Smith:



Plano H:

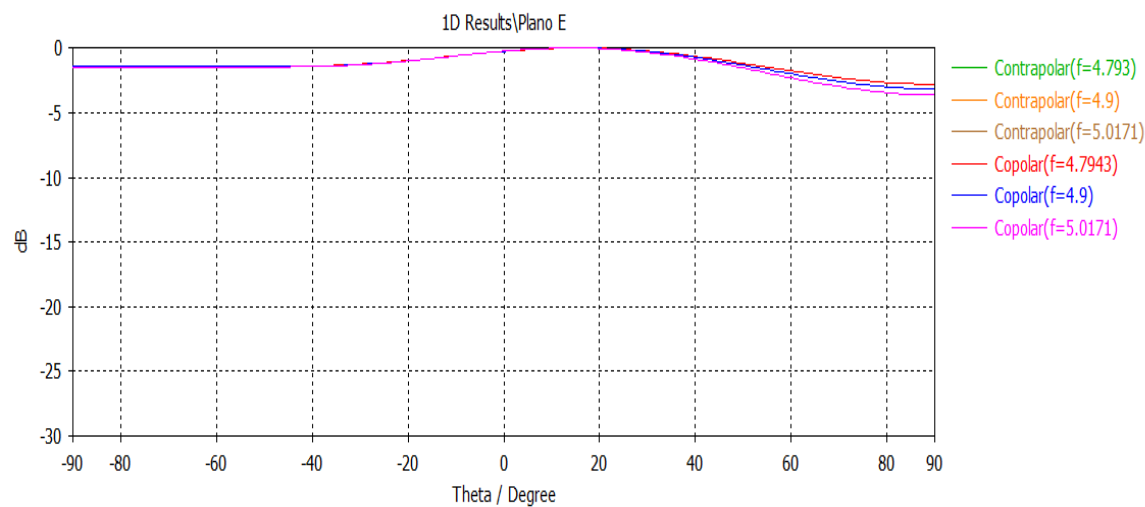
En este caso tal y como está colocada nuestra antena, el plano H es el constituido por la componente $\phi=0$. En este caso la copolar será la variable ϕ (Phi) dado que es la paralela a la corriente en el parche. En consecuencia, la variable Theta ϑ será la componente contrapolar.



En la representación se ve claramente como la copolar a las tres frecuencias de resonancia es la que más nivel tiene con respecto a la contrapolar.

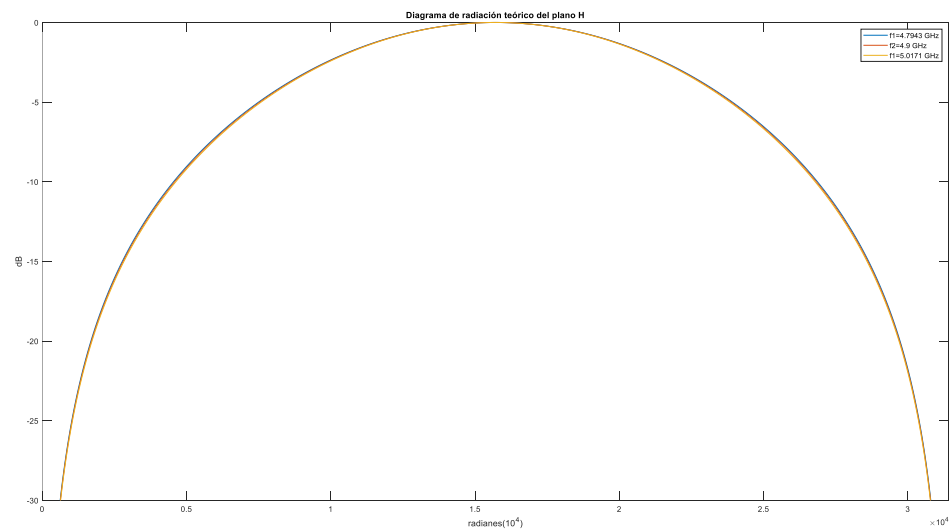
Plano E:

En este caso el plano E será $\phi(\text{Phi})=90^\circ$ en donde la copolar será la componente Theta ϑ y la contrapolar será la componente $\phi(\text{Phi})$:



En esta representación solo se puede ver la copolar y la contrapolar no se visualiza debido a su bajo nivel.

C S T						Teórico
	D_0	G_0	Eficiencia	$\Delta\theta_{E-3dB}$	$\Delta\theta_{H-3dB}$	$\Delta\theta_{H-3dB}$
Finf	6.08dBi	3.31dBi	52.84%	180º	76.6º	78.98º
Fcentral	6.14dBi	3.84dBi	58.88%	169.8º	75.9º	78.54º
Fsup	6.22dBi	3.25dBi	50.46%	160.3º	75.1º	78.06º



Fase 2: Ley de alimentación del array lineal:

Ley de alimentaci3n 1:

Para realizar esta ley de alimentaci3n, comenzamos con una alimentaci3n uniforme y la misma distancia que la que utilizamos para el array de parches. En ese caso s3 que alcanz3bamos el nivel de directividad, pero el problema era nuestro SLL, que llegaba a niveles bastante altos.

Por ello, optamos por la explicaci3n en las transparencias en las que se emplea una alimentaci3n tipo coseno para bajar la SLL sin castigar mucho la directividad.

De manera que empleamos la siguiente expresi3n para la amplitud de alimentaci3n:

```
N=30
lambda=61.22
n=1:N
z=-12:1:11
d=0.75*lambda
A=(cos(pi*(n-N/2)/N)).^1;
X=z*d
An=((2*n-1)/N);
```

Y empleando una distancia de $0.75\lambda_0$ y 30 elementos obtuvimos la siguiente directividad y SLL:

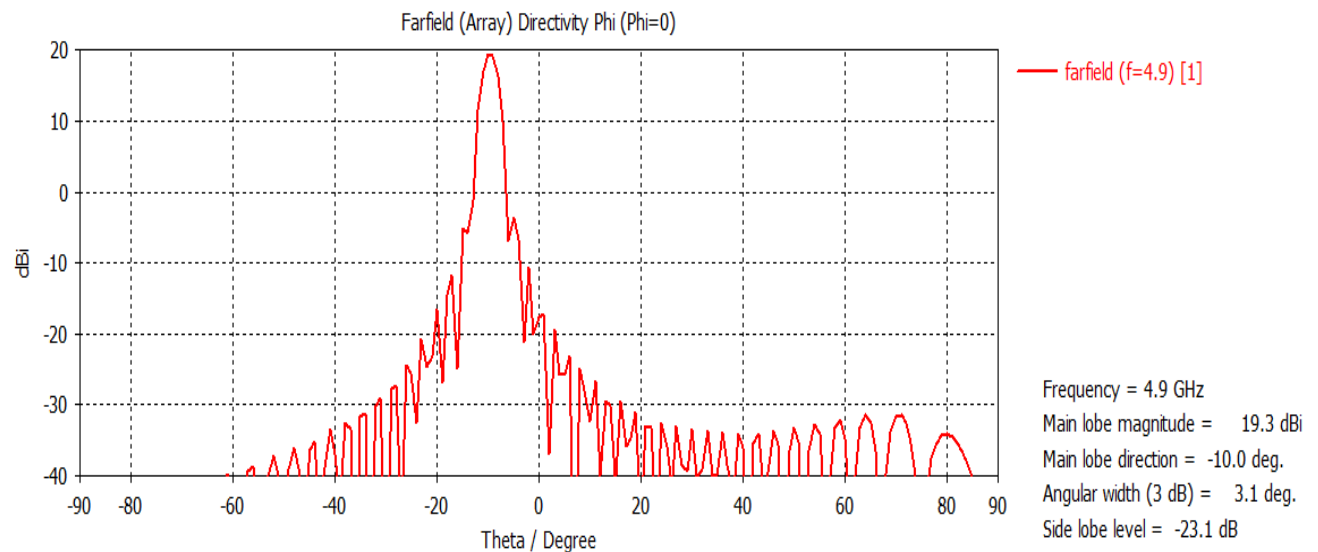
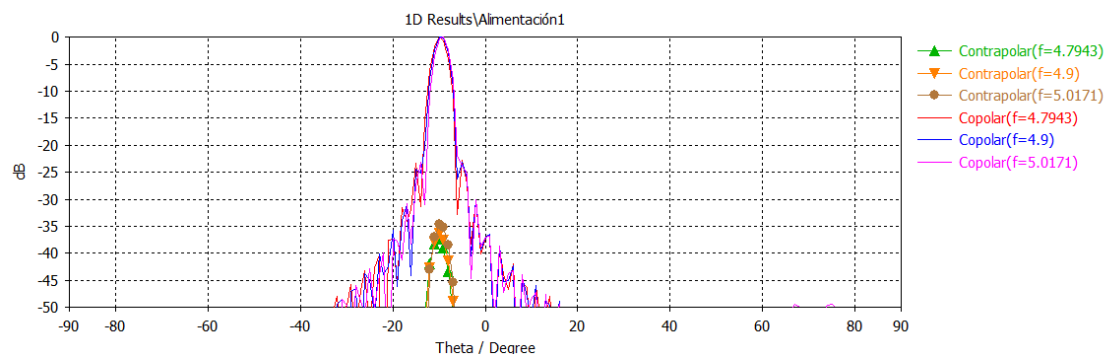
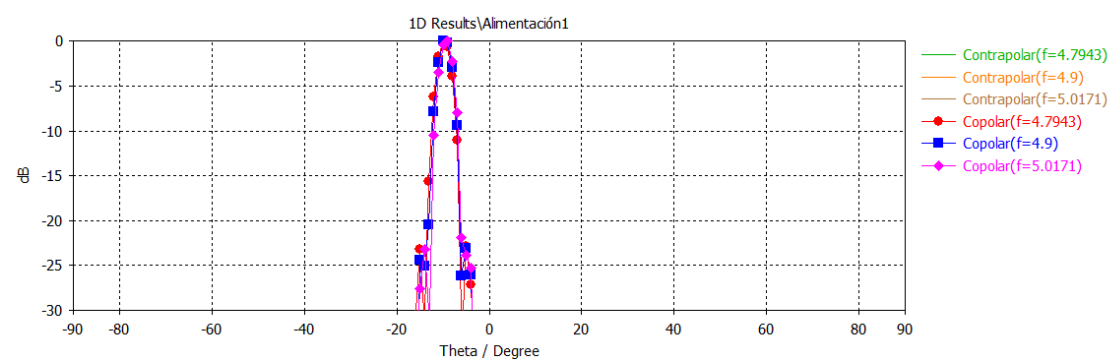


Diagrama normalizado de la copolar a las tres frecuencias:



Y con mínimo a -30dB:



Para la alimentación de los coeficientes tenemos los siguientes valores:

0.1045 0.2079 0.3090 0.4067 0.5000 0.5878 0.6691 0.7431 0.8090 0.8660
0.9135 0.9511 0.9781 0.9945 1.0000 0.9945 0.9781 0.9511 0.9135 0.8660
0.8090 0.7431 0.6691 0.5878 0.5000 0.4067 0.3090 0.2079 0.1045 0.0000

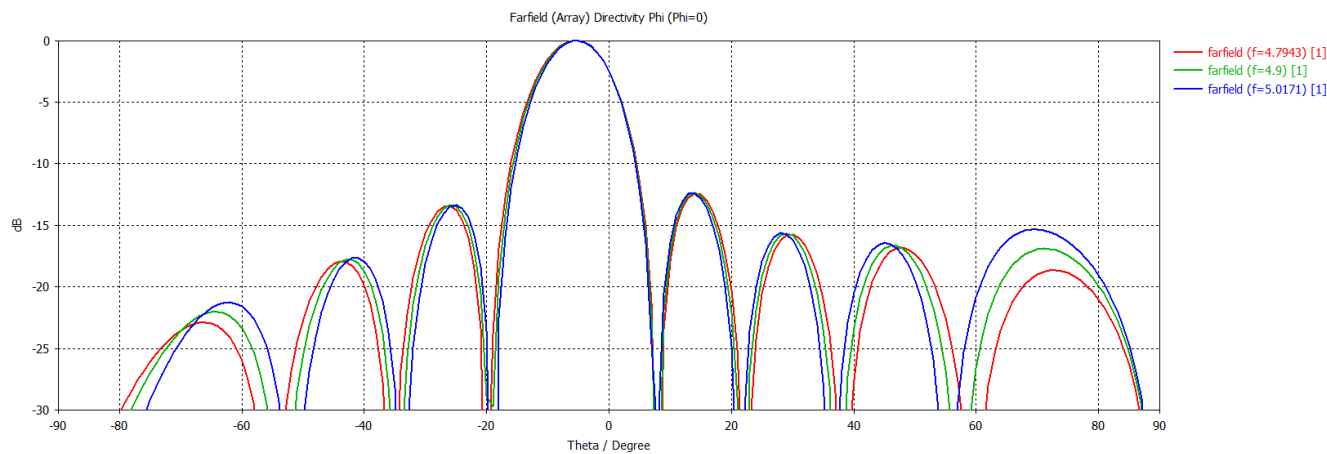
Que siguen la ley del coseno definida un poco más arriba en el documento.

Con un desfase progresivo de 45°.

	D_0	G_0	$\Delta\theta_{H-3dB}$	SLL	Apuntamiento
Finf	19.3dBi	16.6dBi	3°	-22.9dB	-10°
Fcentral	19.3dBi	16.7dBi	3.1°	-23.1dB	-10°
Fsup	19.6dBi	16.6dBi	3°	-23.2dB	-9°

Ley de alimetación 2:

Diagrama de radiación normalizado copolar



Este es el diagrama normalizado de la componente copolar del plano H del array y para las tres frecuencias importantes:

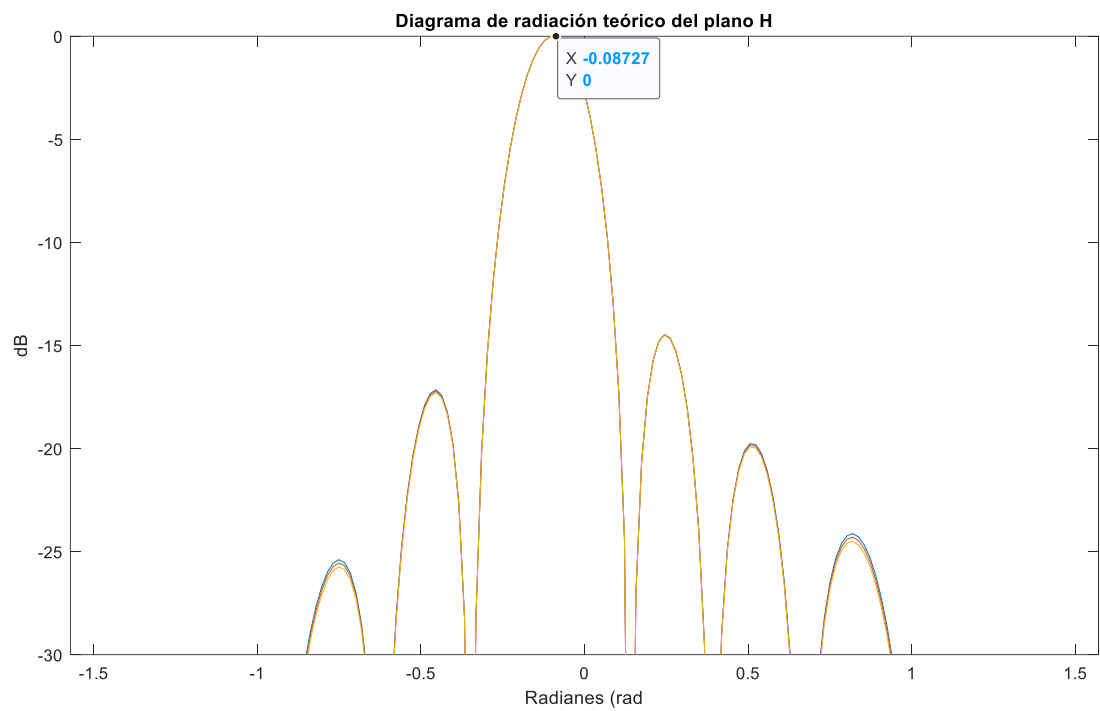
$f_1= 4.7943 \text{ GHz} ; f_2=4.9 \text{ GHz} ; f_3= 5.0171 \text{ GHz}$

El número de elementos del array es 5 y el desfase progresivo es de 30°.

La componente copolar de este diagrama de radiación del plano H del array sigue siendo la componente phi, ya que la dirección de la corriente de todos los parches es la misma y al situar los parches en la misma orientación esta no varía.

	D_0	G_0	$\Delta\theta_{H-3dB}$	SLL	Apuntamiento
Finf	13.1dBi	10.3dBi	12.3°	-12.4dB	-6°
Fcentral	13.2dBi	10.9dBi	12°	-12.4dB	-5°
Fsup	13.4dBi	10.4dBi	11.7°	-12.4dB	-5°

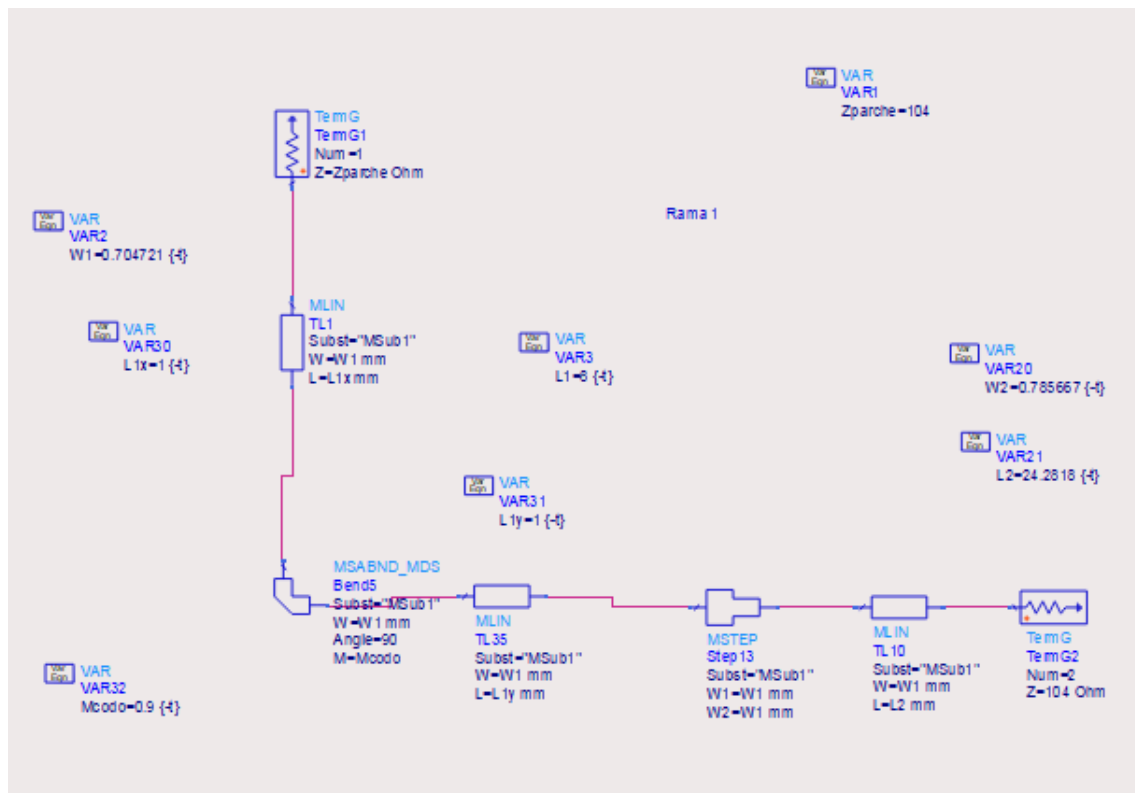
Este es el diagrama de radiación del plano H normalizado de la componente copolar (phi) para las tres frecuencias significativas:



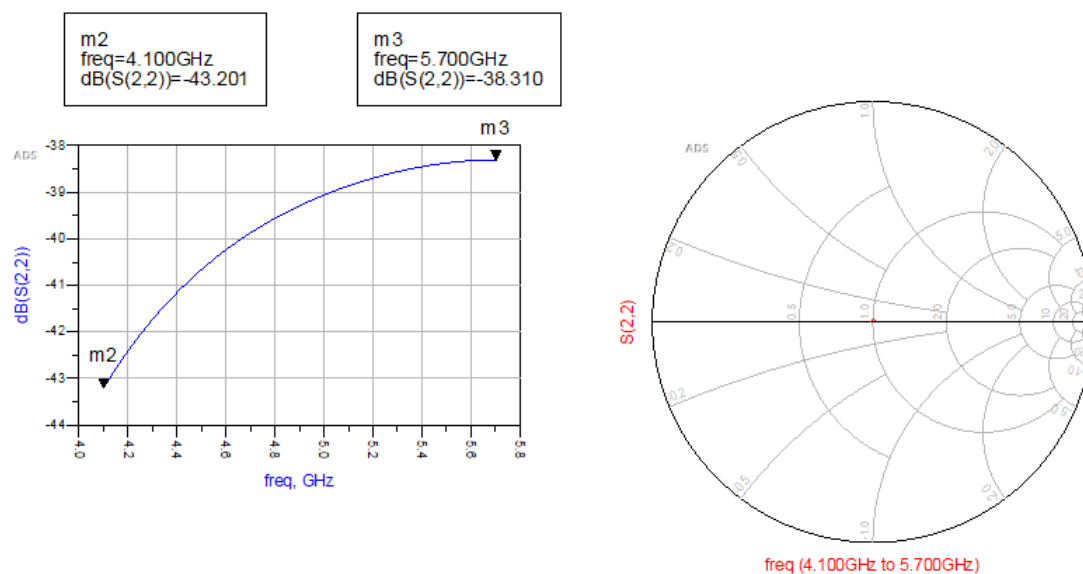
EL apuntamiento es de -0.8727 radianes que son -5°. La siguiente tabla recoge los resultados de esta aproximación teórica:

TEORICO			
	$\Delta\theta_{H-3dB}$	SLL	Apuntamiento
Finf	11.17º	-14.5dB	-5º
Fcentral	11.17º	-14.5dB	-5º
Fsup	11.17º	-14.5dB	-5º

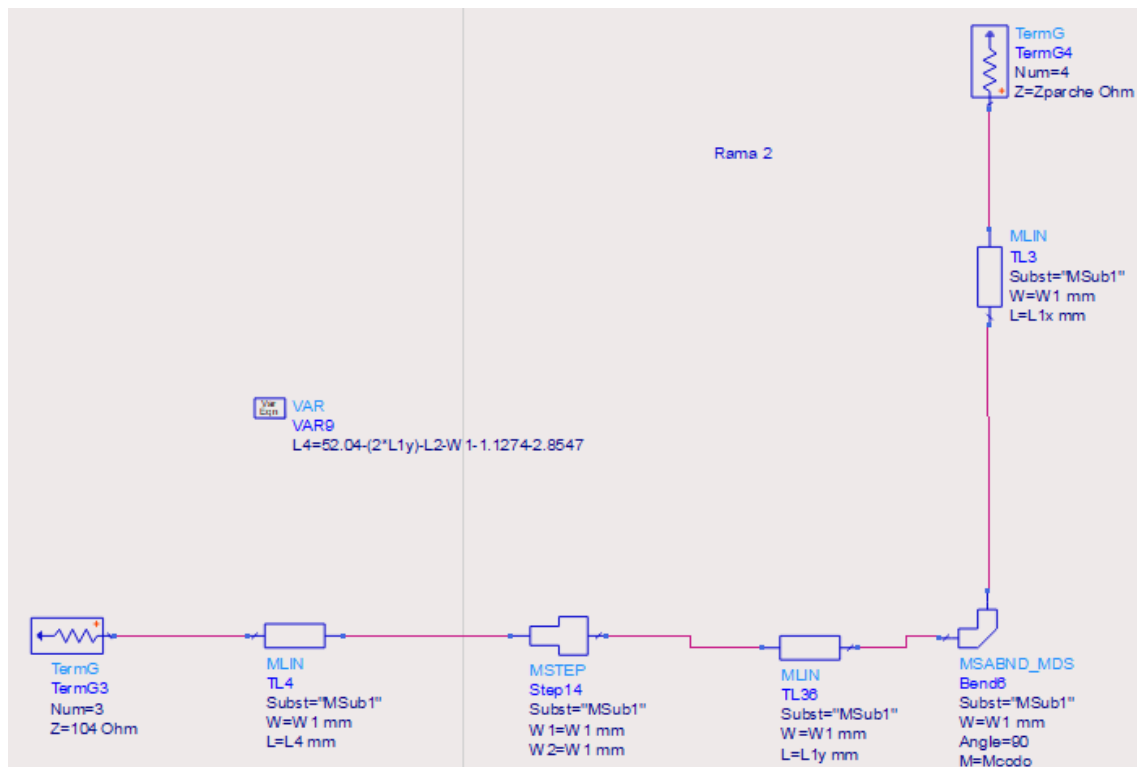
Fase 3: Diseño de la red de alimentación microstrip



Esta sería nuestra rama de referencia (la de la izquierda del todo), empezamos poniendo el "Term1" con variable "Zparche" con valor 104 Ohm escogidos, a continuación, le ponemos un seguidor de impedancia con un codo entre medias para ver en el "Term2" los 104 Ohm.

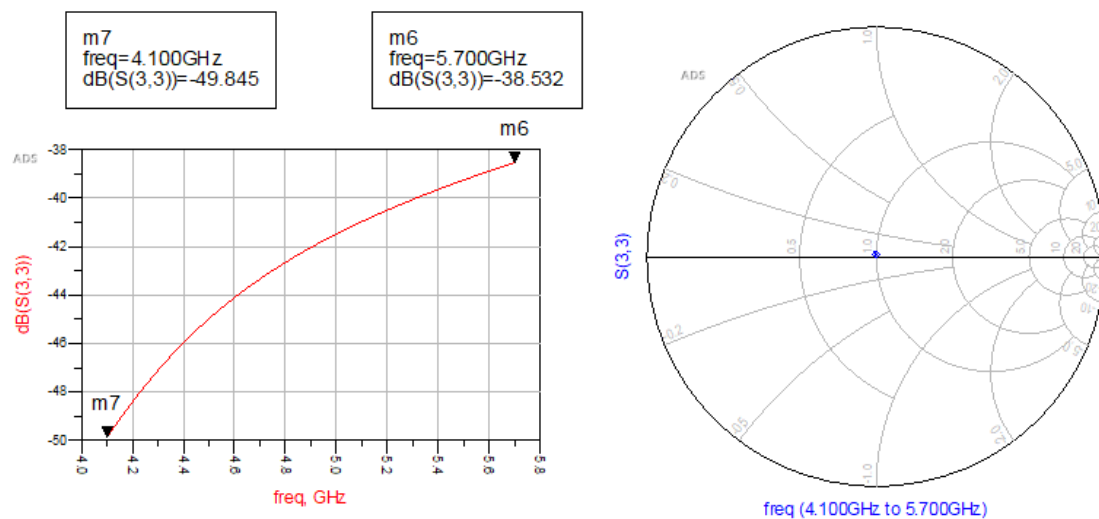


Con la ayuda del tuning y observando la carta de Smith en paralelo con la amplitud en dB, conseguimos una adaptación por debajo de -35 dB en el rango de frecuencias (4.1 – 5.7) GHz.

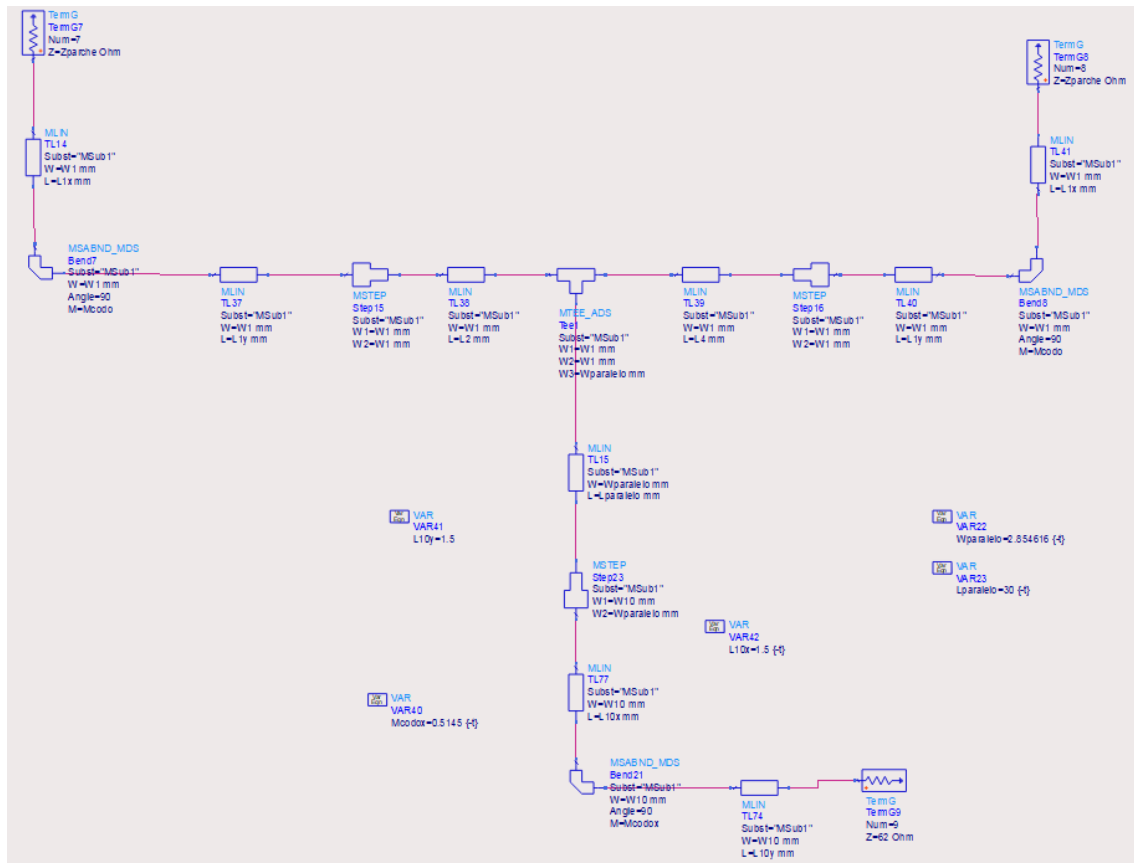


Esta sería nuestra segunda y siguiente rama, con un desfase de 30 grados y un distanciamiento de 52.04 milímetros entre cada rama declarada (Representación de distancia visual en Layout).

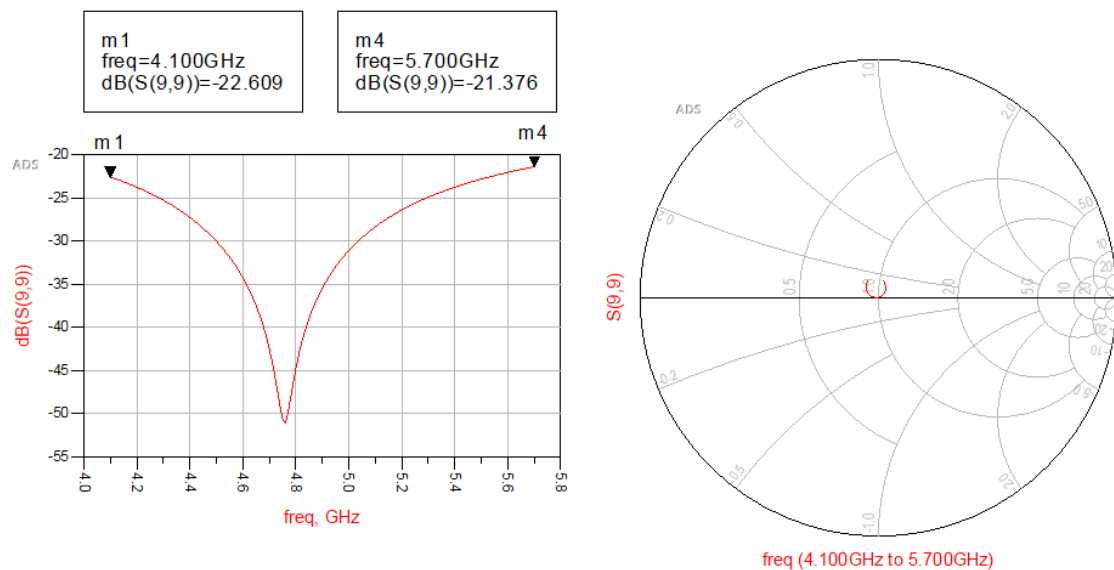
La construcción de esta rama es exactamente la misma que la de la primera, pero con una longitud al final de la rama más corta que la de la izquierda porque cuanto más larga sea más negativa será la fase.



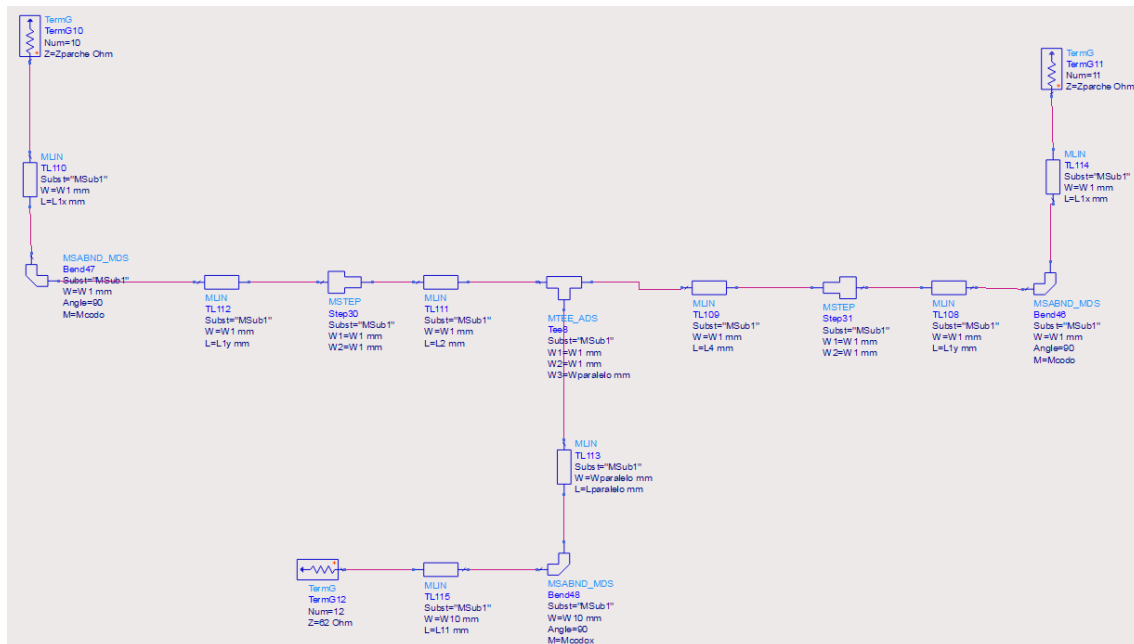
Consiguiendo una adaptación un poco mejor que la anterior.



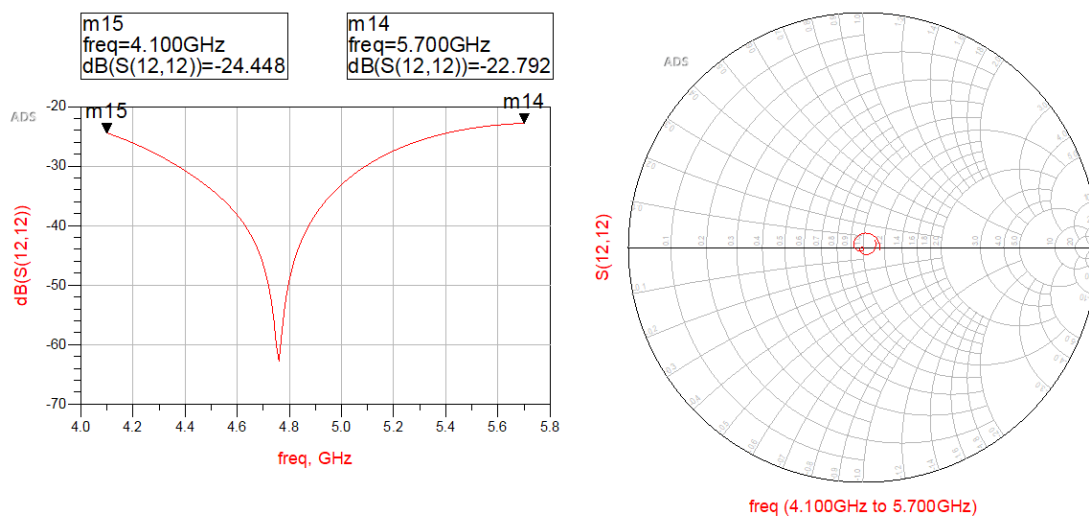
Aquí se forma la supuesta “T” de la izquierda, con la ayuda del “MTEE” unimos las dos ramas mencionadas anteriormente y hacemos el paralelo de las dos, obteniendo así una impedancia de 52 Ohm, luego fijamos una lambda cuartos que sería nuestro “MLIN TL15” para pasar de 52 a 62 Ohm, seguido de un seguidor de impedancia con un codo entre medias para tener en nuestra “TermG9” nuestros 62 Ohm.



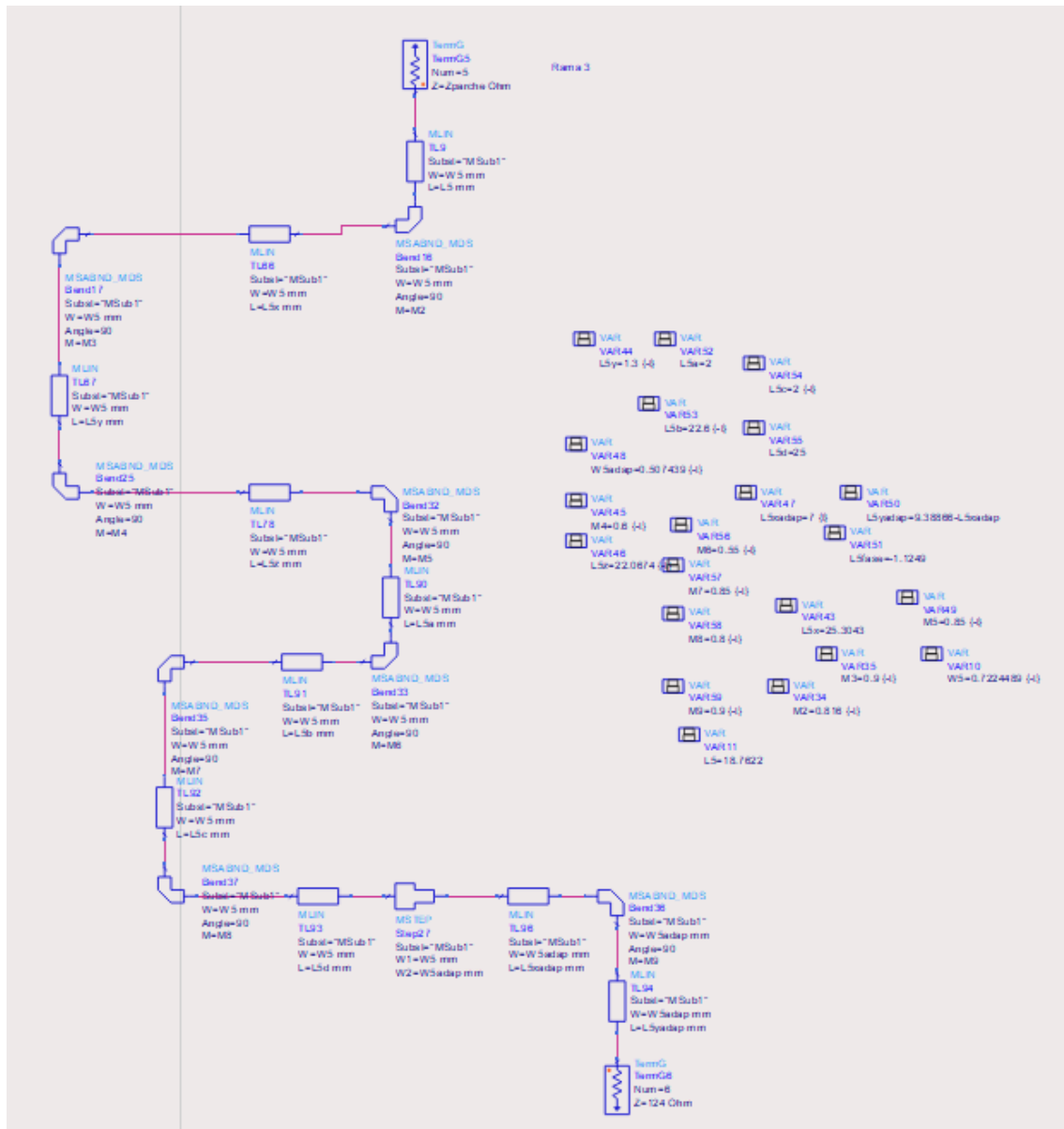
Consiguiendo así una adaptación por debajo de -20 dB en el rango de frecuencias.



Esta sería nuestra “T” de la derecha y es la que contiene la rama 4 y 5, al ser idénticas en variables y en explicación cabe destacar que el desfase que hay en la rama 4 es de 90 grados con respecto a la rama 1 y 120 grados también con respecto a la rama 1.



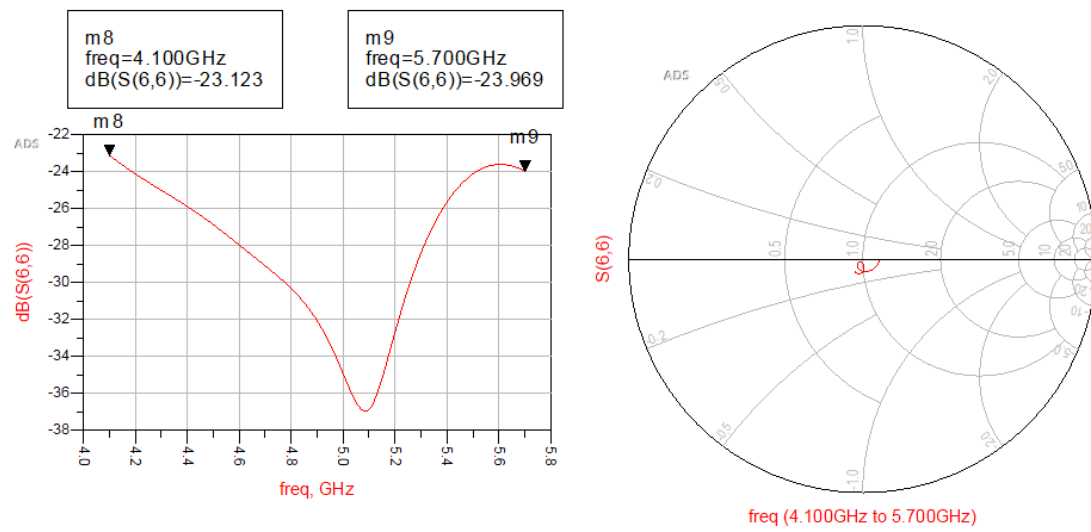
Podemos observar que su adaptación es mejor que la de la izquierda, debido a que los giros de los codos varían la adaptación en función de su orientación física.



Esta será la rama 3 o la del medio y el camino que sigue compensa la fase con respecto a la T de la izquierda, por ello la rama de la izquierda del todo tiene la longitud más larga que todas. Para que este a la misma altura que las otras 4, metemos varios codos para conseguir ese objetivo, también hacemos que las longitudes que estén en paralelo horizontalmente sean iguales para compensar la fase.

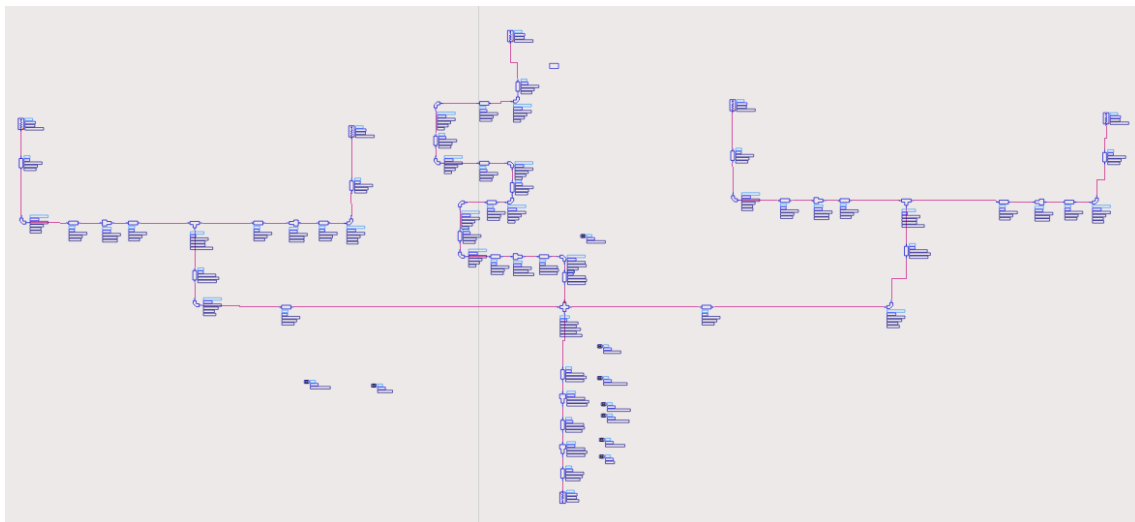
El ultimo codo que hay antes de llegar al terminal de 124 Ohm es un codo metido entre medias de una $\lambda/4$ para transformar 104 Ohm a 124 Ohm, eso lo hacemos para hacer el paralelo triple de las impedancias de 62 Ohm con esta de 124 Ohm.

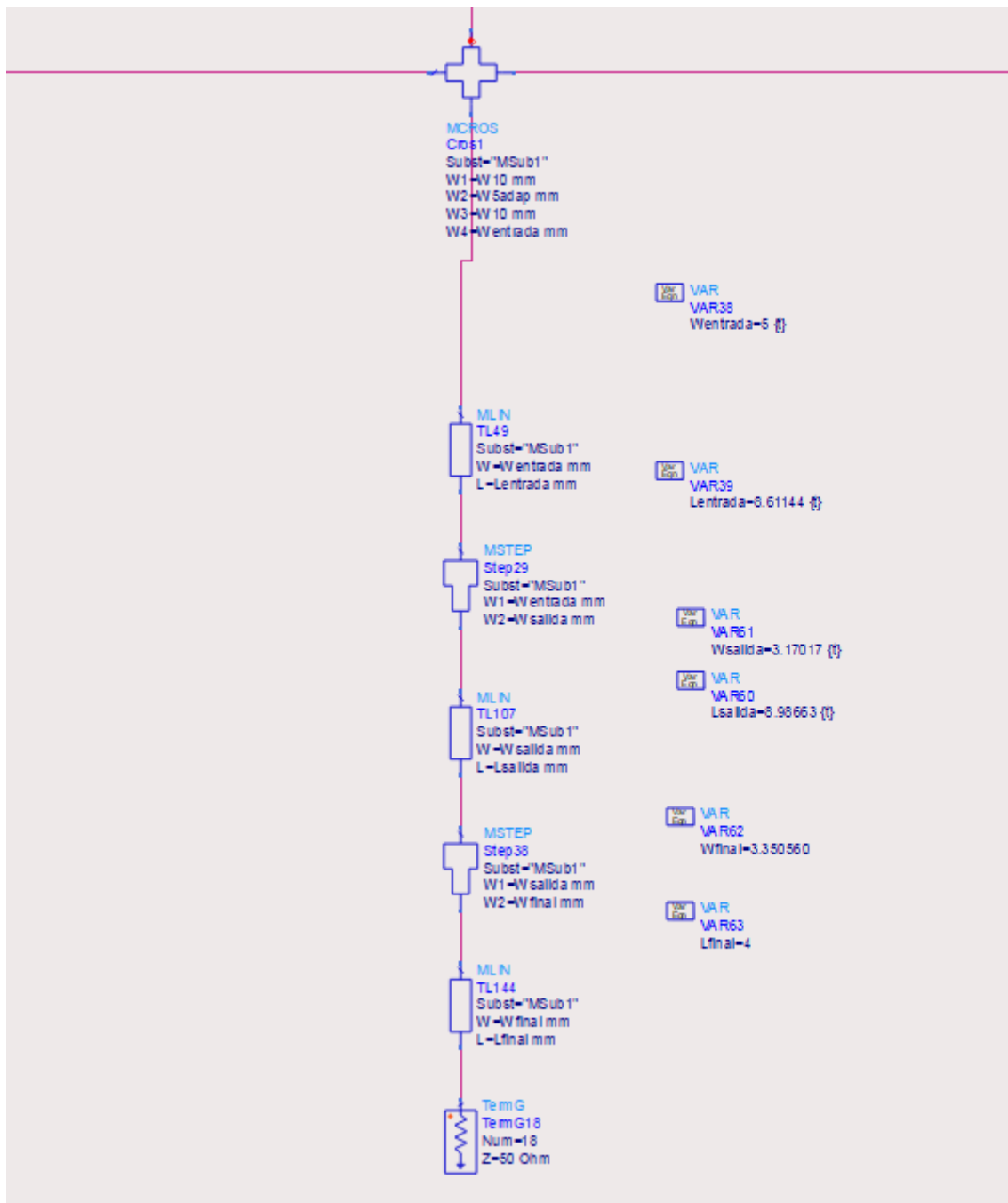
El desfase que tiene es de 60 grados con respecto a la rama 1. A continuación representamos la adaptación de la rama.



La adaptación que tiene también está por debajo de -20 dB en todo el rango de frecuencias.

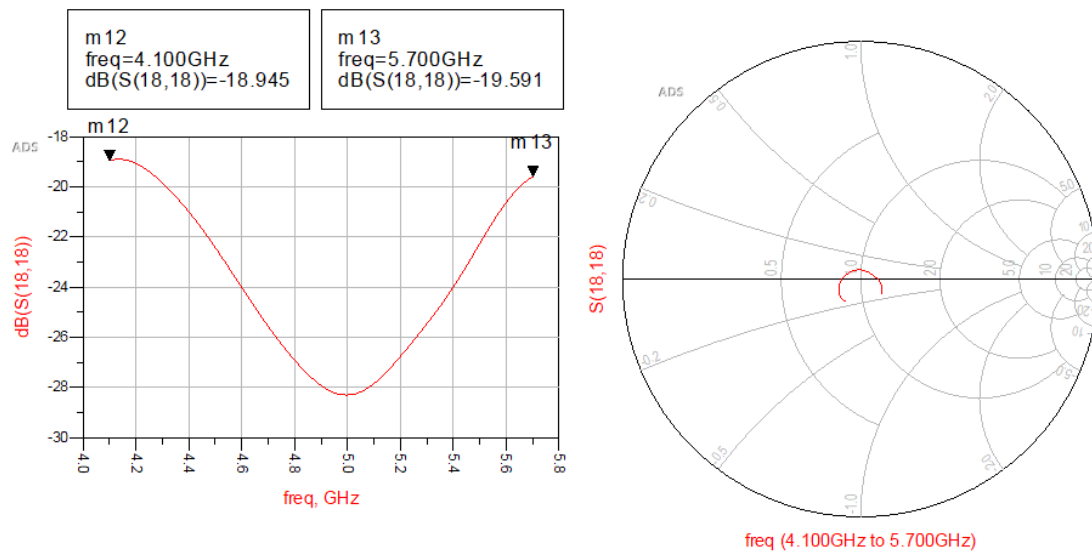
Por último, el circuito al completo:



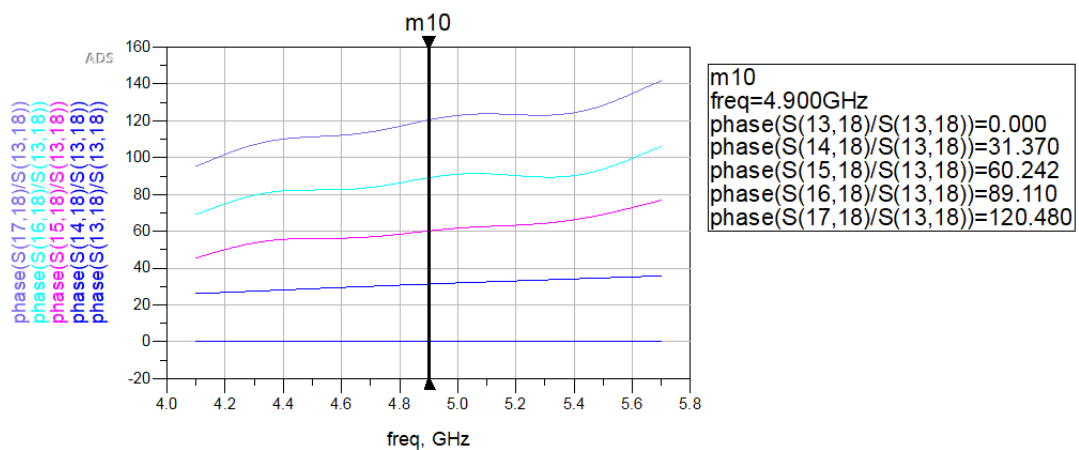


Este sería el paso final del diseño de la fase 3, el “MCROS” se encarga de realizar el paralelo triple de las dos impedancias de 62 Ohm y la de 124 Ohm y sale un valor de 24,8 Ohm.

Una cosa que cabe destacar es que las 3 ramas que le llegan al “MCROS”, tienen un transformador de lambda cuartos para aumentar la impedancia a la entrada de “MCROS”, para que la impedancia no sea tan baja para así no tener problemas a la hora de implementarlo. De hecho, aplicamos doble transformador lambda cuartos a la salida del “MCROS”, el primero para pasar de 24,8 Ohm a una impedancia entre 60 y 70 Ohm (por el tuning), esto lo hemos hecho porque si hubiésemos pasado de 24.8 Ohm a 50 Ohm, se pasaba de los parámetros establecidos (más de 5 milímetros de anchura). Por último, pasamos esa impedancia a 50 Ohm con el segundo transformador y así quedaría implementado nuestro diseño. Por último, añadimos la línea de 50 Ohmios al final.



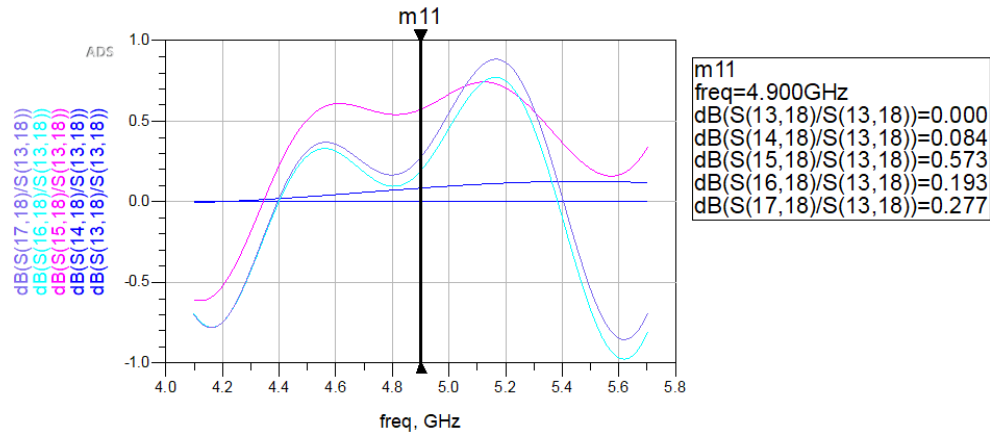
Esta es la adaptación que hemos podido conseguir de nuestra red de alimentación.



La fase que conseguimos en todas las ramas cumplen con el desfase establecido de 30 grados con respecto a la rama 1.

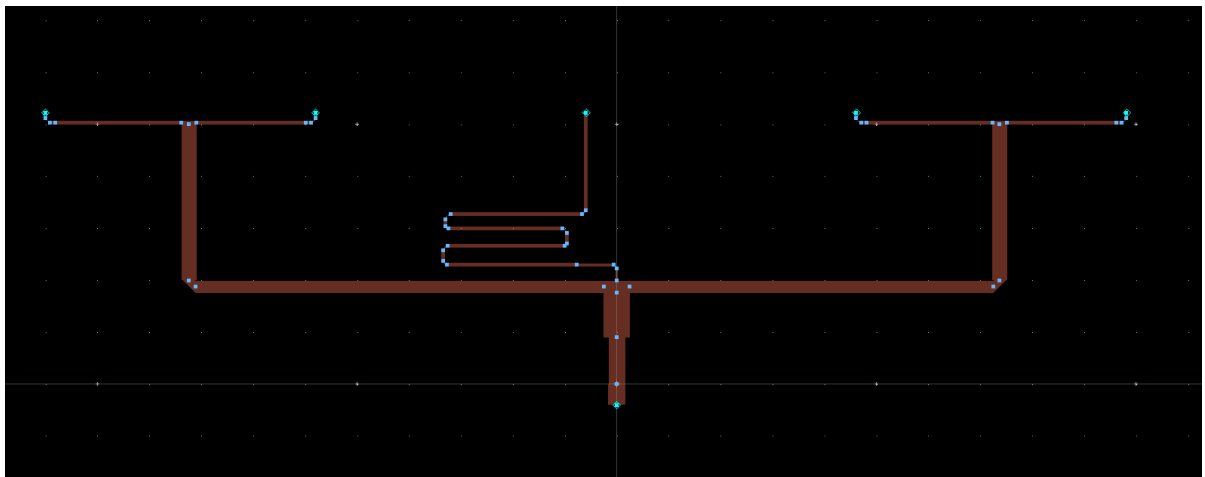
En cuanto al reparto de señal, hay pequeñas variaciones de la uniformidad de alimentación debido a que hemos tratado de adaptar de la mejor manera, y hemos modificado un poco el reparto de señal.

A continuación se representa el reparto de señal en amplitud:



El layout del resultado final de nuestro diseño es el siguiente:

LAYOUT

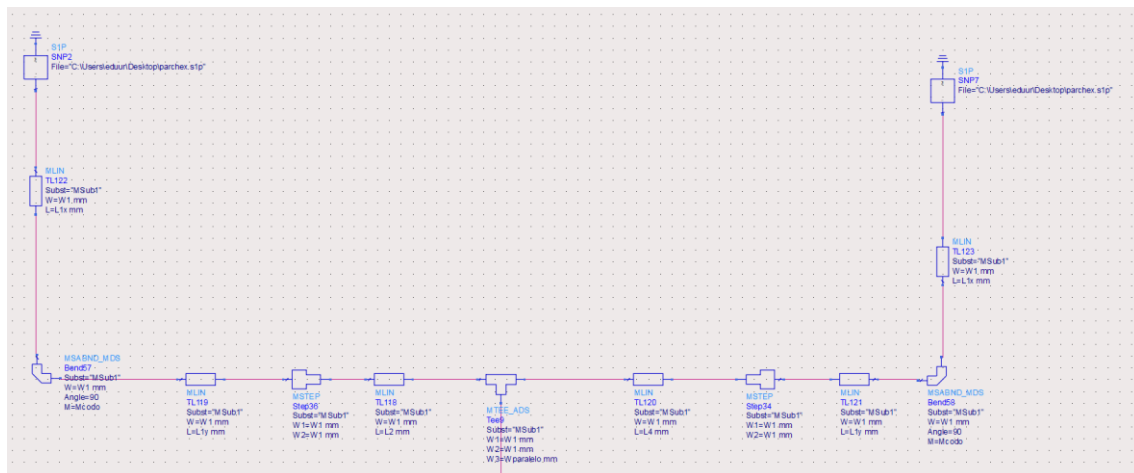


Las antenas quedan alineadas en el eje X ($dy=0$), y cumple una separación entre todos los elementos de $0.85 * \lambda_0$ (52.04 mm). La primera pista del circuito es de 50 Ohmios como se especificaba en la práctica. El diseño también está acorde a las especificaciones de tamaño que más tarde comprobaríamos en el CST.

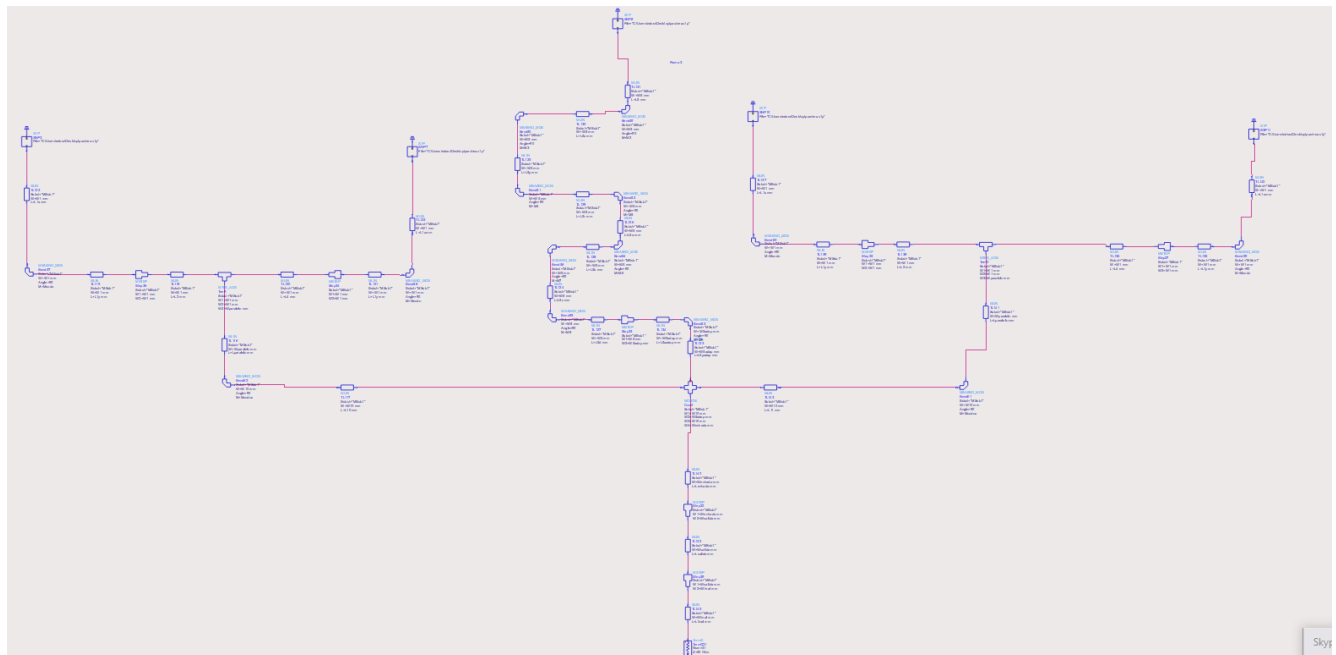
Fase 4: Integración Final

Paso 1:

Al tener la red de alimentación terminada, comprobamos su funcionamiento importando los archivos s1p de la antena de parche diseñada en CST y situándolos de la siguiente manera en cada posición de salida de la red de alimentación:

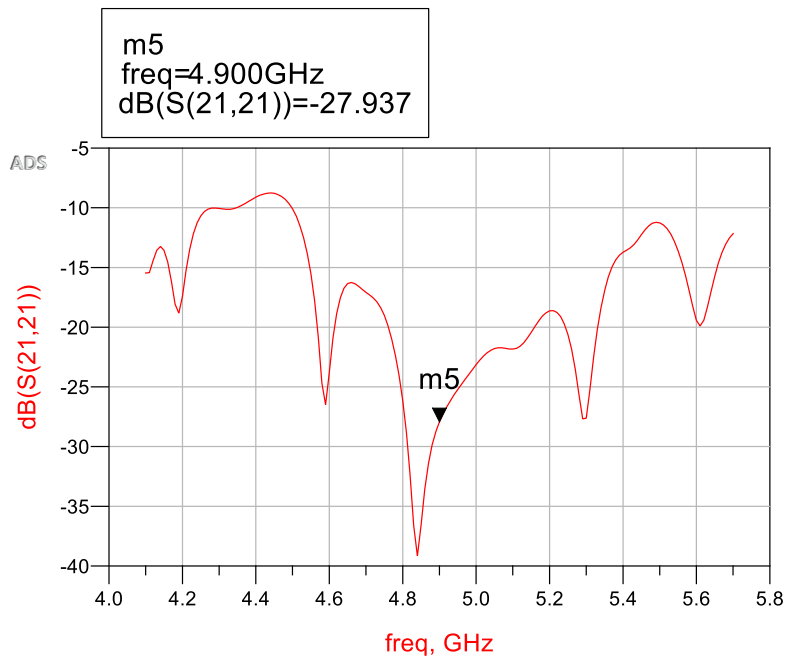


De tal forma que nuestro esquemático del circuito final quedase de la siguiente forma:

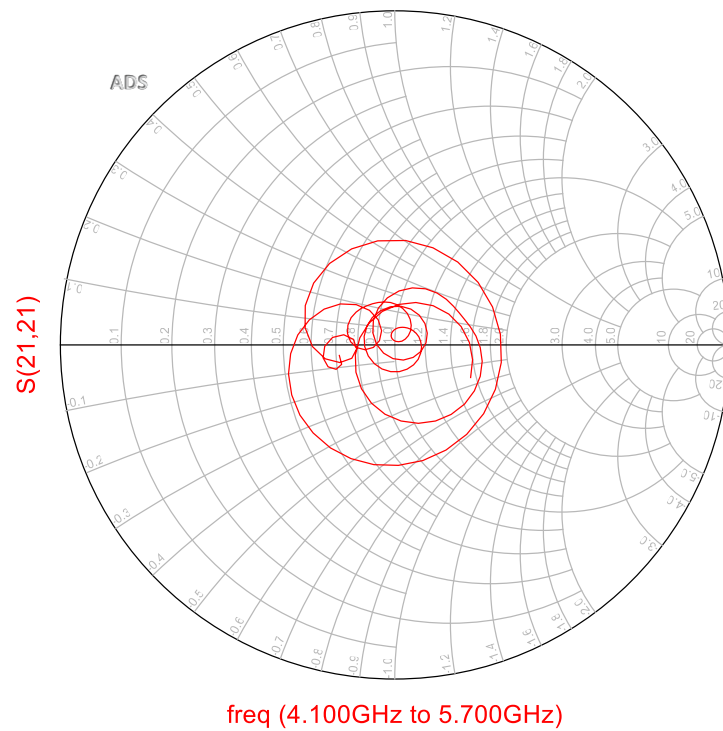


En esta fase veremos un poco más detalladamente la influencia de las cinco antenas de parche sobre la red de alimentación diseñada. Los resultados de dicha implementación fueron los siguientes:

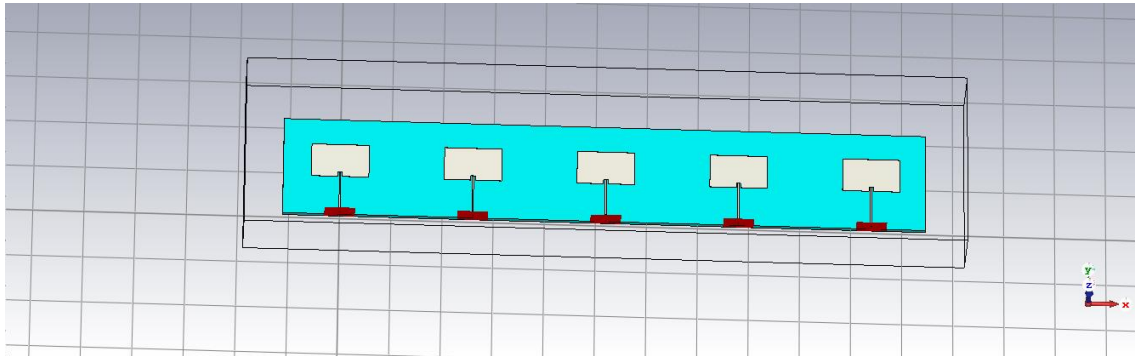
Adaptación en dB



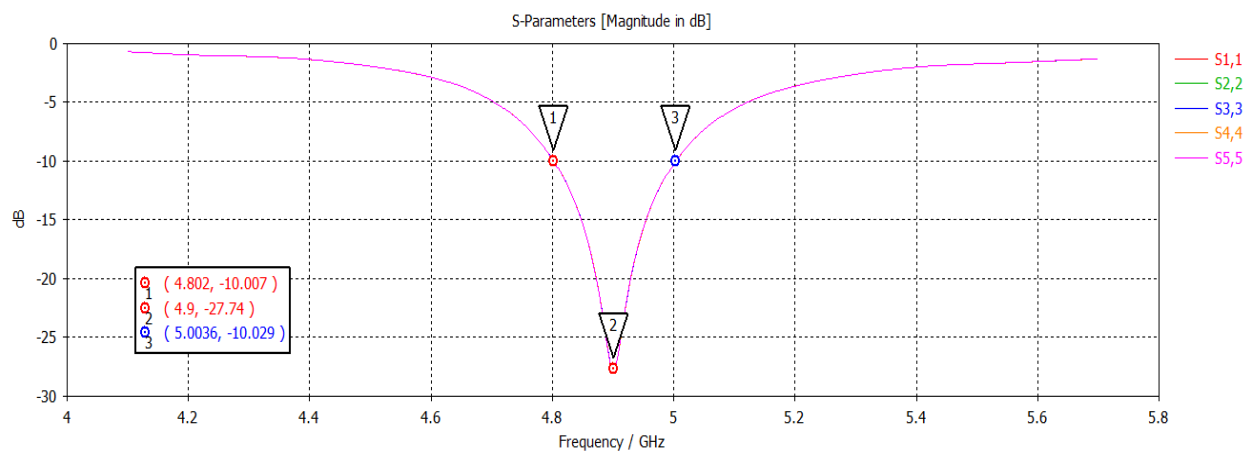
Carta de Smith



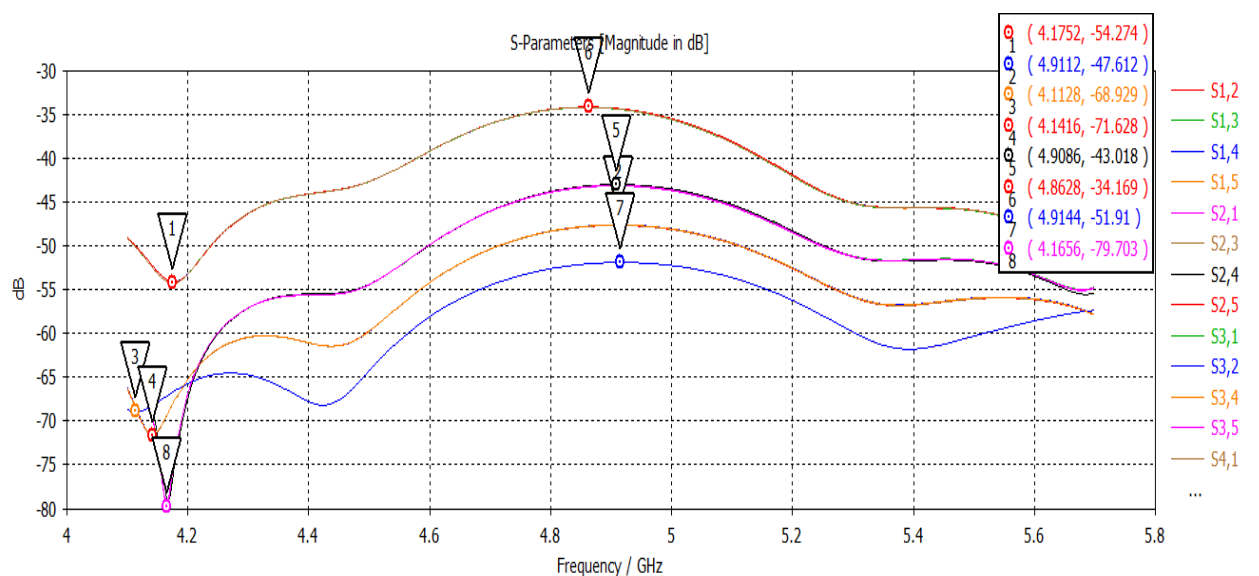
Paso 2:



Aquí diseñamos nuestra antena de 5 elementos con sus respectivos puertos.



Esta gráfica representa los coeficientes de adaptación de los 5 elementos de la antena, como se puede observar son iguales en todos los puntos de la gráfica. Con ancho de banda de adaptación de 4.802 GHz a 5.0036 GHz. La resonante a -27.74 dB.



En esta gráfica representamos los coeficientes de acoplamiento de nuestros 5 elementos, podemos observar que figuran cuatro curvas representativas dentro del gráfico, estas cuatro

curvas en realidad no son 4 sino cada uno de ellas están representado los coeficientes de acoplamiento que se producen en los 5 elementos con una ligera desviación, pero siguiendo la misma trayectoria. Como no es visual cuales son los coeficientes que representan estas 4 curvas vamos a analizar cada una de ellas empezando por la curva más alta hasta la más baja:

CURVA 1:

Esta curva representa los siguientes coeficientes: $[S(2,1), S(1,2), S(3,2), S(2,3), S(4,3), S(3,4), S(5,4), S(4,5)]$.

Esta curva es la que más coeficientes de acoplamiento contiene y eso es porque la separación que hay entre cada uno de los elementos es la distancia de un elemento con el contiguo. Los valores máximos y mínimos están representadas en el coeficiente $S(1,2)$ que sería el parche del elemento 2.

CURVA 2:

Esta curva representa los siguientes coeficientes: $[S(3,1), S(4,2), S(1,3), S(5,3), S(2,4), S(3,5)]$.

La separación que hay entre un elemento con otro es el doble de distanciamiento que hay con respecto a la primera curva. El valor máximo está en el coeficiente $S(2,4)$ que sería el parche del elemento 4 y el valor mínimo en el coeficiente $S(3,5)$ que es el parche del elemento 5.

CURVA 3:

Esta curva representa los siguientes coeficientes: $[S(4,1), S(5,2), S(1,4), S(2,5)]$.

La separación que hay entre un elemento con otro es el triple de distanciamiento que hay con respecto a la primera curva. El valor máximo está en el coeficiente $S(1,4)$ que sería el parche del elemento 4 y el valor mínimo en el coeficiente $S(2,5)$ que es el parche del elemento 5.

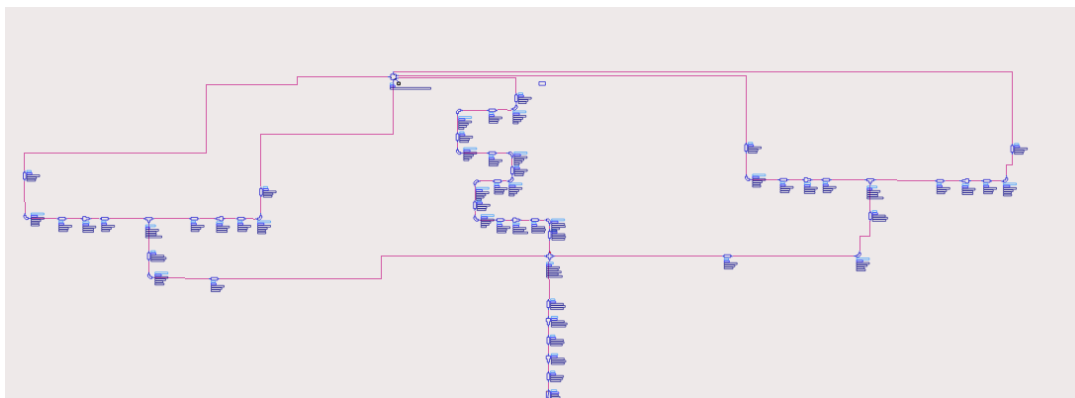
CURVA 4:

Esta curva representa los siguientes coeficientes: $[S(5,1), S(1,5)]$.

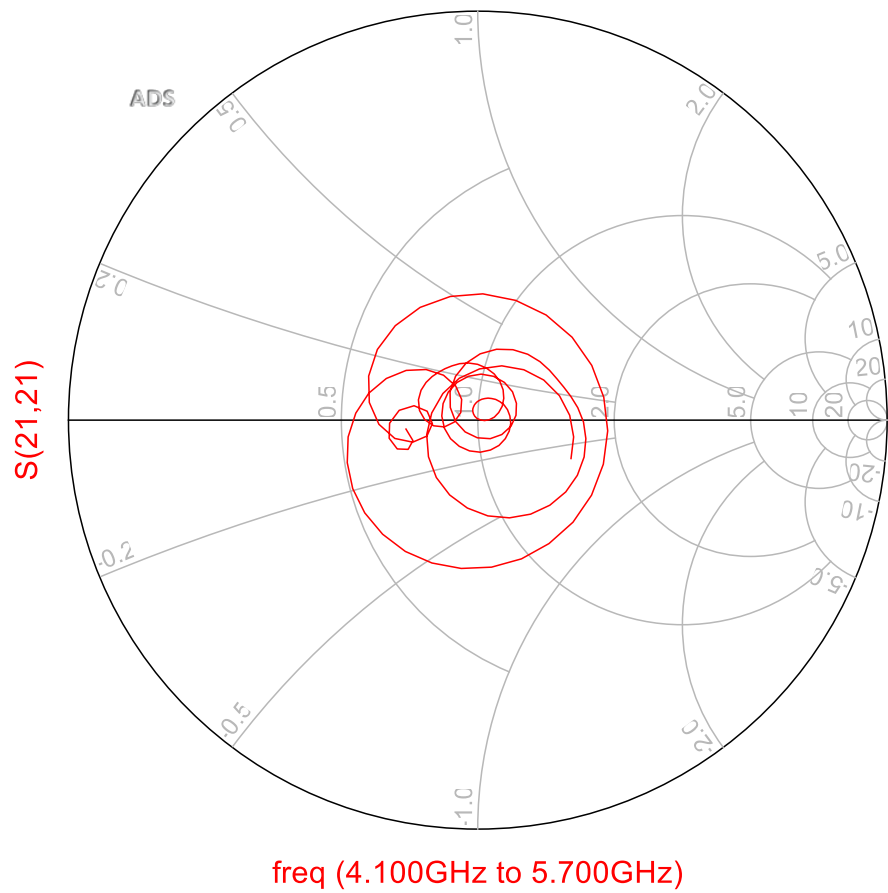
La separación que hay entre un elemento con otro es el cuádruple de distanciamiento que hay con respecto a la primera curva. El valor máximo está en el coeficiente $S(5,1)$ que sería el parche del elemento 1 y el valor mínimo en el coeficiente $S(1,5)$ que es el parche del elemento 5.

Paso 3:

Circuito en ADS:



Carta de Smith a la entrada:

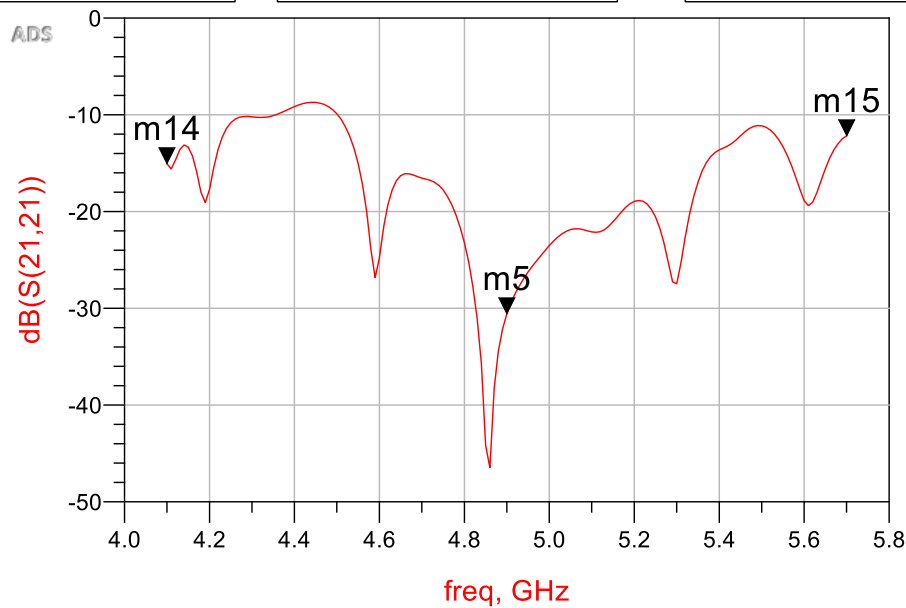


Coeficiente de adaptación a la entrada:

m14
freq=4.100GHz
dB(S(21,21))=-15.044

m5
freq=4.900GHz
dB(S(21,21))=-30.567

m15
freq=5.700GHz
dB(S(21,21))=-12.160



Resultados de la antena total con la red de alimentación implementada en CST:

Adaptación a la entrada

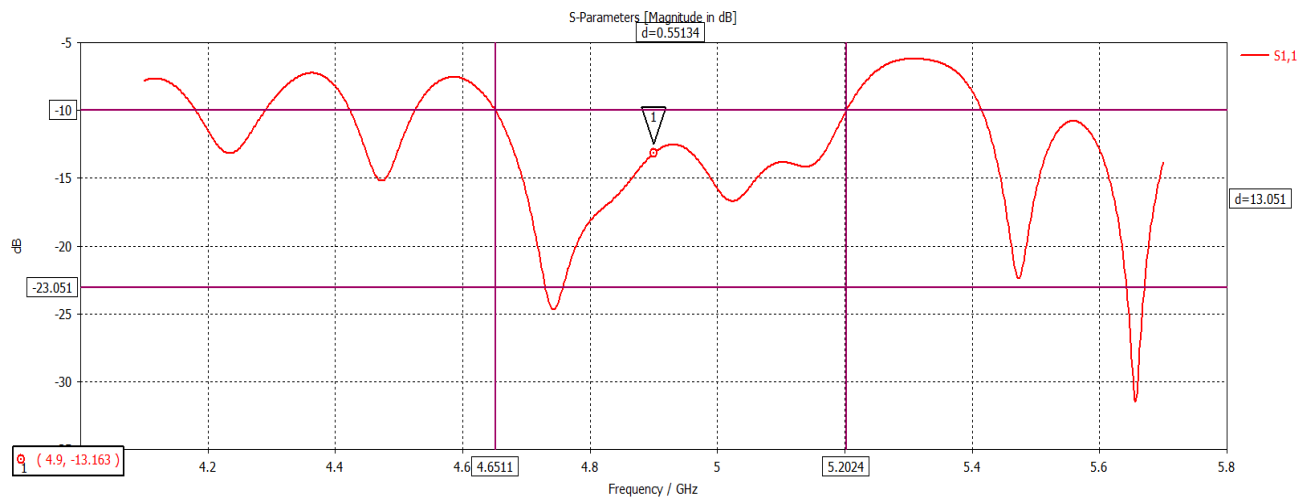


Diagrama de radiación normalizado Plano H

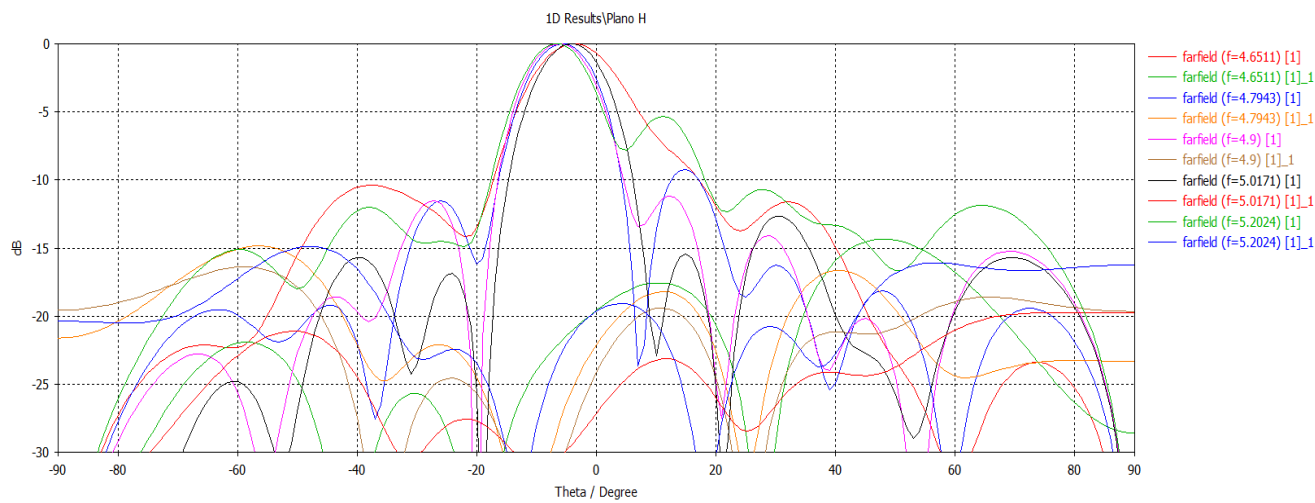
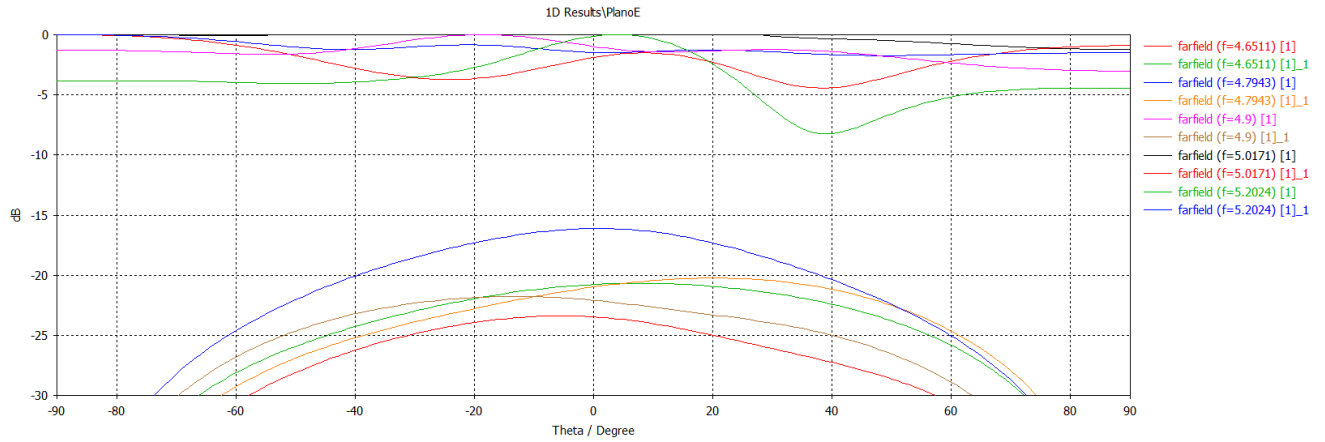


Diagrama de radiación normalizado Plano E



La siguiente tabla recoge los resultados de la antenna total para las tres frecuencias:

F_{inf} = 4.6511 GHz; $F_{central}$ = 4.9 GHz; F_{sup} =5.2024GHz;

También quisimos incluir las dos frecuencias inferior y superior del parche para tener una idea mas detallada del funcionamiento de nuestra antenna.

F_{inf_p} = 4.7943 GHz; F_{sup_p} = 5.0171 GHz;

	D_0	G_0	Eficiencia	$\Delta\theta_{E-3dB}$	$\Delta\theta_{H-3dB}$	SLL	Apuntamiento
F_{inf}	10.7 dBi	5.06 dBi	27.29%	52.1°	15.6°	-10.4 dB	-4°
F_{inf_p}	11.4 dBi	7.11 dBi	37.23%	180°	12.2 °	-9.2 dB	-6°
$F_{central}$	12 dBi	7.58 dBi	36.14%	174.1°	12.3°	-11.2 dB	-6°
F_{sup_p}	13.6 dBi	8.93 dBi	34.12%	137.5°	12.3°	-12.7dB	-4°
F_{sup}	12.8 dBi	6.63 dBi	24.15%	44.3°	12.2°	-5.3 dB	-7°